



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO
DE TECNOLOGÍA DIGITAL



MAESTRÍA EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES

CONSTRUCCIÓN Y CONTROL DE UN LEVITADOR MAGNÉTICO

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRÍA EN CIENCIAS

PRESENTA:

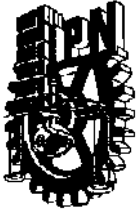
ING. PAÚL JAVIER CAMPOS HERNÁNDEZ

BAJO LA DIRECCIÓN DE:

DR. LUIS ARTURO GONZÁLEZ HERNÁNDEZ
M.C. ANDRÉS CALVILLO TÉLLEZ

Agosto de 2008

TIJUANA, B. C., MÉXICO



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de Tijuana, B.C. siendo las 13:00 horas del día 26 del mes de junio del 2008 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de CITEDI para examinar la tesis de grado titulada:

CONSTRUCCIÓN Y CONTROL DE UN LEVITADOR MAGNÉTICO.

Presentada por el alumno:

CAMPOS

Apellido paterno

HERNÁNDEZ

materno

PAUL JAVIER

nombre(s)

Con registro:

B0	6	1	2	4	1
----	---	---	---	---	---

aspirante al grado de:

MAESTRÍA EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACIÓN DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISION REVISORA

Director de tesis

DR. LUIS ARTURO GONZALEZ HERNANDEZ

Director de tesis

M. C. ANDRÉS CALVILLO TÉLLEZ



DR. EDUARDO JAVIER MORENO VALENZUELA

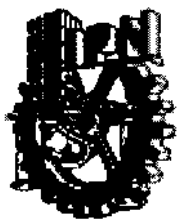
S. E. P.
INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
CENTRO DE INVESTIGACION Y POSGRADO
DE TECNOLOGÍA DIGITAL
DIRECCION

DR. LUIS TOPAK AGUILAR BUSTOS

DRA. MIREYA SARAI GARCÍA VAZQUEZ

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. LUIS ARTURO GONZALEZ HERNANDEZ



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL
SECRETARIA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de Tijuana, Baja California, el día 26 del mes de Junio

Del año 2008

El (la) que suscribe: Paúl Javier Campos Hernández

Alumno (a) del Programa de: **MAESTRIA EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES**, con número de registro: B061241 adscrito al Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital, manifiesta que es autor (a) intelectual del presente trabajo de

Tesis bajo la dirección de: Dr. Luis Arturo González Hernández

Y cede los derechos del trabajo intitulado: Construcción y Control de un Levitador Magnética

Al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de Investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: Av. Del Parque No. 1310, mesa de Otay, Tijuana, Baja California, C.P. 22510 México. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.


Paúl Javier Campos Hernández
Nombre y firma.

Agradecimientos

Emprender una vida no es una tarea fácil ya que esta conformada de mucho esfuerzo y sacrificios en los que cada día hay que vencer un nuevo obstáculo por eso primeramente quiero agradecer a Dios por el don de la vida, fortaleza, las alegrías y la gran oportunidad de llegar hasta este momento, la culminación de una carrera más en mi vida.

A mis directores de tesis el Dr. Leonardo Acho Zuppa, Dr. Luis Arturo González Hernández y al M.C. Andrés Calvillo Téllez, por todos los conocimientos y enseñanzas que me compartieron, los cuales fueron de gran ayuda para hacer posible la culminación de este trabajo de tesis; a cada uno de los profesores integrantes de mi comité revisor de tesis: Dra. Mireya Saraí García Vázquez, Dr. Eduardo Javier Moreno Valenzuela por su valiosa colaboración, y de manera muy especial al Dr. Luis Tupak Aguilar Bustos por convertirse en un director de tesis más, ya que con sus aportaciones ayudó en gran medida a culminar con éxito este trabajo de tesis.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y al Instituto Politécnico Nacional (IPN) por el apoyo económico brindado para poder realizar mis estudios de maestría.

Con un gran entusiasmo agradezco a CITEDIPN por permitirme alcanzar una más de mis metas en la vida, el grado de Maestro en Ciencias y por todas y cada una de sus enseñanzas.

Dedicatoria

A mis padres Lourdes Gpe. Hernández Espinoza y Javier Enrique Campos Acosta, quienes han sido el medio por los cuales existo en esta vida. Ellos me alimentaron, me dieron la oportunidad de estudiar y en la medida de sus posibilidades hicieron de mí la persona que soy. Gracias a ellos, que han sido mi motivo para seguir y superarme en la vida ya que siempre han creído en mí y en mis capacidades, aún en mis fracasos. También quiero dar gracias a dos grandes personas que han marcado cada paso de mi vida, mi abuela Marina Espinoza Soto y mi hermano Víctor Hugo Campos Hernández.

A lo largo de mi vida han pasado tantas personas que en su momento se convirtieron en una parte esencial, algunos de ellos aún están a mi lado y otros se han alejado, pero su presencia se ha quedado en mí. Cada uno de ellos ha aportado conocimientos, vivencias, alegrías, tristezas, etc. que dan forma a la persona que ahora soy.

No puedo olvidar a mis amigos de CITEDI que compartieron esta jornada conmigo, en los que juntos nos fuimos dando la mano para llegar a la meta. Cada uno de ellos tiene presencia en mi mente hasta el final de mi vida.

De una manera muy especial agradezco a mi amigo Mario Limón, el cual tuvo que dejar esta vida al mismo tiempo en que yo terminaba esta maestría. A María Magdalena Ozono Castro (Mamá Nena) por su apoyo incondicional, siendo como una segunda madre para mí.

Construcción y control de un levitador magnético

Resumen

En esta tesis se presenta el diseño y construcción de una plataforma experimental de levitación magnética, para realizar pruebas en el área del control automático; además, es implementado un controlador que respalda el funcionamiento de la misma. En la construcción del prototipo destacan el sensado de la posición de la esfera, el cuál es implementado por un clásico Diódo Emisor de Infrarrojos (IRED), y dos optotransistores que son acoplados, haciendo uso de amplificadores operacionales, en sus diferentes configuraciones (amplificador inversor, no inversor, sumador y restador). En los sistemas de levitación magnética es imposible lograr el objetivo de control sin la acción de una ley de control; para ello, se utiliza un controlador proporcional derivativo (PD) implementado con amplificadores operacionales. El objetivo del controlador es manipular la cantidad de corriente que alimenta al electroimán, hasta encontrar el nivel óptimo del campo magnético que nos permita mantener la esfera levitando en el punto de referencia previamente establecida. A su vez, de forma alternativa, es implementado un control por medio de un Modulador de Ancho de Pulso (PWM), con el cuál es posible reducir el calentamiento que se presenta en la bobina y el transistor de potencia. La plataforma cuenta con un alto grado de desempeño, donde experimentos realizados validan la robustez al levitar esferas metálicas de diferentes diámetros y diferentes masas.

Palabras clave: Levitador magnético, Controlador PD, Control por corriente, Control por PWM.

Development and control of a magnetic levitator

Abstract

This thesis presents the design and construction of an experimental platform of magnetic levitation where, control algorithms can be implementable; also a controller is implemented to prove the well performance of the overall system. In the construction part, the novelties are as follows. A new electric design for the sensor stage which was implemented using an Infrared Diode (IRED) as source light and two optic-transistors for the receiving light design. Electronic realization was through operational amplifiers at its different configurations (inverter amplifier, non-inverter amplifier, summers and subtracts). In levitation systems, it is impossible to fulfill the control objective without a control law. A Proportional-Derivative (PD) controller was implemented with operational amplifiers to get it. This controller regulates the current demanded by the coil producing a magnetic force necessary to levitate a metallic ball into a set point. Experimentally was found an optimal level of magnetic force, able to levitate metallic balls. An alternative control design employing a Pulse-Width-Modulator (PWM) which helps reduce the temperature in the coil and the power transistor. The platform has good performance and robustness validated experimentally where, this platform was capable to levitate different metallic balls of different sizes and weights.

Keywords: Magnetic levitator, PD controller, Electric current control, PWM control.

Contenido

Capítulo	Página
Resumen	I
Abstract	II
Lista de Figuras	IV
Lista de Tablas	V
Lista de Símbolos y Acrónimos	VI
1. Introducción	1
1.1. Contribuciones	2
1.2. Objetivos	3
1.3. Organización del trabajo	4
2. Principios de electromagnetismo	5
2.1. Preliminares sobre magnetismo	5
2.2. Características fundamentales del hierro	7
2.3. Principios de levitación	8
3. Construcción de la plataforma de levitación	10
3.1. Objetivo de la plataforma	10
3.2. Estructura de la plataforma	10
3.3. Actuador	11
3.4. Sensor	13
3.4.1. Minimización del error en el sensor por perturbaciones y sensado de la posición	14
3.5. Etapa de potencia	16
4. Modelado Matemático	22
4.1. El levitador magnético	22
4.2. Linealización del sistema	24
4.3. Controlabilidad	26
5. Control de la plataforma de levitación magnética	28
5.1. Pruebas Experimentales	32
6. Conclusiones y trabajo futuro	36
Bibliografía	39
A. Especificaciones de los dispositivos electrónicos utilizados.	42
B. Fotografía del circuito electrónico implementado para el control de la plataforma de levitación magnética.	47
C. Hoja de datos de los dispositivos electrónicos utilizados, otorgadas por el fabricante.	49

Lista de Figuras

Figura	Página
2.1. Principio de levitación por fuerzas repulsivas.	9
2.2. Principio de levitación por fuerzas atractivas.	9
3.1. Prototipo final del soporte principal del levitador.	12
3.2. Diseño del actuador implementado.	13
3.3. Circuito diseñado para el sensado de la posición.	15
3.4. Circuito diseñado para control por corriente.	17
3.5. Circuito diseñado para control por PWM.	18
3.6. Circuito manejador de la bobina.	19
3.7. Diagrama general a bloques del prototipo levitador magnético controlado por corriente.	20
3.8. Diagrama general a bloques del prototipo levitador magnético controlado por PWM.	20
3.9. Prototipo levitador magnético construido.	21
4.1. Levitador magnético.	23
5.1. Diagrama a bloques de un controlador PD.	29
5.2. Circuito para el controlador PD implementado.	30
5.3. Resultado de la simulación para x_1, x_2, x_3	35
A.1. Diagrama de conexiones del DIP LM741 de 8 terminales.	43
A.2. Diagrama de conexiones del DIP LM358 de 8 terminales.	43
A.3. Diagrama de conexiones para el TL494.	44
A.4. Diagrama de tiempos y forma de las ondas de prueba en el TL494.	46
A.5. Terminales del MJT3055.	46
B.1. Circuito de control de la plataforma de levitación magnética.	48

Lista de Tablas

Tabla	Página
3.1. Especificaciones del material utilizado.	11
3.2. Medidas para la elaboración del cubo de policarbonato.	11
3.3. Valores de voltajes medidos sin la presencia de la esfera en el circuito de sensado.	16
5.1. Parámetros del sistema experimental.	31
5.2. Diámetros y masas de las esferas utilizadas.	32
5.3. Pruebas de robustez para el controlador PD.	33
A.1. Relación entre el voltaje en la entrada FBK y el ciclo de trabajo.	45

Lista de Símbolos y Acrónimos

PD	proporcional derivativo
PWM	modulador de ancho de pulsos
$T.O.S.$	términos de orden superior
K_p	ganancia proporcional
K_d	ganancia derivativa
Φ	flujo magnético
L	inductancia
R	resistencia eléctrica
I	corriente eléctrica
F_m	fuerza magnética
F_g	fuerza de gravedad
$x(t)$	posición de la esfera en el instante t
x_0	posición de referencia o posición deseada
x_1, x_2, x_3, y	representan, respectivamente las variables de estado, entrada y salida
x_1^*, x_2^*, x_3^*	valores de equilibrio (punto de operación) para x_1, x_2 y x_3
\dot{x}	derivada de x con respecto del tiempo

Capítulo 1

Introducción

Los sistemas de levitación magnética han sido objeto de estudios en las últimas décadas por lo importante que resultan ser en la disminución de la fricción de Coulomb debido al contacto mecánico (*cf.* [2]). Dichos sistemas se han vuelto populares en sistemas de transporte terrestre de alta velocidad, rodamientos magnéticos y sistemas de aislamiento de vibraciones [29]. De manera particular, los rodamientos magnéticos han tenido gran demanda en la industria de ingeniería de precisión [6], donde se necesita alcanzar un posicionamiento con tolerancias de error en el orden de nanómetros, ancho de banda y rigidez. Además hay una diversidad de aplicaciones como actuadores libres de contacto [1; 3; 25; 29], en la industria médica [23] y sin olvidar los populares trenes de levitación magnética [30; 31] cuyo interés es reducir los costos por mantenimiento constante de partes por causas de desgaste y la necesidad de un cambio continuo de lubricantes empleados para disminuir efectos de fricción.

Si bien los trenes de levitación magnética y su principio de funcionamiento han sido estudiados por diferentes naciones desde la década de los 70's (donde destacan los estudios de Alemania y Japón), el nivel de desarrollo alcanzado, aún presenta algunos inconvenientes técnicos como para lograr un desarrollo comercial en forma masiva [14], despertando así, el interés de la comunidad científica internacional por el estudio de este tipo de sistemas. Además tomando en cuenta la gran ventaja que presenta este tipo de sistemas, comparado con los sistemas convencionales de transporte, es la no dependencia de combustibles fósiles, como lo son el petróleo y sus derivados, que vuelve aun más atractivo a este tipo de sistemas. Actualmente, podemos decir que sólo dos países en el mundo cuentan con los servicios de trenes que funcionan bajo el principio de levitación magnética: Japón y recientemente China, aunque este último es de tecnología Alemana.

El presente trabajo de tesis hace referencia a una plataforma de levitación magnética

desde su concepción, diseño de cada una de sus partes y el control de la misma, como pruebas de funcionalidad del prototipo experimental. Además, este trabajo describe cada una de las etapas realizadas para el desarrollo de una plataforma de levitación magnética física, tomando en cuenta el diseño de una estructura robusta que sea capaz de dar soporte a cada una de las partes necesarias para lograr la levitación de una esfera de hierro, como lo son: una bobina (actuador), sensores y dispositivos electrónicos, así como las diferentes estrategias de control utilizadas para lograr la suspensión de esferas de hierro de diferentes masas, utilizadas para comprobar la robustez del controlador implementado.

Dentro de la motivación al trabajo de tesis es que hasta la fecha el levitador magnético se ha usado como plataforma de validación de controladores lineales y no lineales [16]. Las primeras alternativas que se ofrecieron para resolver el problema de regulación son: el diseño de controladores lineales, donde el sistema de levitación magnética, que es un sistema no lineal e inestable, se linealizaba alrededor de un punto de operación a través de la expansión por series de Taylor. Un ejemplo de ello es el trabajo presentado en [17] donde se diseña un controlador H_∞ lineal, basado en el dominio de la frecuencia. El desarrollo de teoría de sistemas no lineales ha abierto la puerta a nuevas alternativas para el diseño de controladores. En [12] se presentan resultados relevantes relativos a linealización por retroalimentación no lineal, asegurando robustez ante perturbaciones y cambios paramétricos. En [19] se presentan resultados referentes al diseño de controladores no lineales por entrada saturada, mientras que la estabilidad se realiza en el sentido de Lyapunov. En [27] se propone un controlador H_∞ no lineal por retroalimentación de salida, donde se hace énfasis a la implementación de dichos controladores en procesadores digital de señales. En [5] se considera el problema de control del sistema de levitación magnética, tomando en cuenta la reducción por pérdida de potencia eléctrica. Sin lugar a dudas, el levitador magnético ha sido emulador de los trenes magnéticos para probar el funcionamiento de los sistemas de lazo cerrado, como el controlador propuesto en [31] donde se diseñó un controlador adaptivo con propiedades de robustez.

1.1. Contribuciones

Actualmente contamos con muchos artículos y bibliografías que hacen referencia a este tipo de plataformas, tales como [7; 9; 15; 18; 21; 26; 28] sólo por mencionar algunas. Cabe destacar que cada una de estas referencias consultadas carecen de detalles técnicos suficientes para poder realizar una reproducción de estas plataformas. El presente trabajo de tesis presenta a detalle cada una de las etapas construcción y materiales utilizados para su elaboración, siendo todos estos de fácil adquisición ya que en algunas referencias consultadas los materiales propuestos eran obsoletos y fuera del mercado. También se presentan cada uno de los diagramas electrónicos utilizados, siendo descrito a detalle su funcionamiento; cabe destacar que cada uno de estos diagramas están abiertos para ser reconfigurados para fines específicos preestablecidos por el usuario, teniendo ventajas sobre la flexibilidad a cambios que otras referencias consultadas no presentan.

La aplicabilidad y robustez de la plataforma de levitación se probó usando un diseño simple de control. Esta alternativa simple de control, valida la eficacia de la plataforma para ser programada de manera muy sencilla, ya que siempre se prefieren controladores simples para automatizar plataformas al mejor coste. Además se estudia un modelo dinámico para la plataforma, el cual es validado en simulaciones e implementado para la realización del controlador aplicado en la misma.

Por otra parte, hay compañías que se dedican a la fabricación y comercialización de este tipo de plataformas, las cuales presentan un costo elevado de adquisición; hay que enfatizar que cada uno de los diseños implementados cuenta con originalidad, y además con componentes electrónicos de costo accesible y vigentes en el mercado, por lo que el costo de construcción se reduce en gran medida; siendo factible también para aplicaciones con fines didácticos.

1.2. Objetivos

En forma específica, los objetivos planteados para este trabajo son los siguientes:

1. Tener un dispositivo tangible para probar algoritmos de control en sistemas magnéticos.

2. La realización e implementación de por lo menos un algoritmo de control.
3. Mostrar la estabilidad del modelo y su resistencia a perturbaciones.

1.3. Organización del trabajo

Esta tesis describe cada uno de los pasos necesarios que se deben seguir para la construcción y el control de una plataforma de levitación magnética experimental. En el Capítulo 1 se explica de forma muy general el trabajo que se está presentando y sus aportaciones. En el Capítulo 2, se dan las definiciones y conceptos básicos del electromagnetismo. El Capítulo 3 describe el proceso desarrollado para la construcción de la plataforma, incluyendo el soporte base, actuador y sensor implementados; donde además son descritos a detalle cada uno de los circuitos electrónicos diseñados y su funcionamiento; tanto para la etapa de potencia, sensado y acondicionamiento de la señal. En el capítulo 4 se modela matemáticamente la plataforma, se realiza la linealización de la misma y se comprueba que el sistema es de estados completamente controlables. En el Capítulo 5 es validado el modelo matemático por medio de simulaciones haciendo uso de MATLAB y se describe la ley de control aplicanda a la plataforma física para lograr la levitación. También se muestran resultados experimentales que validan la robustez del sistema al levitar esferas metálicas de diferentes tamaños y pesos. Por último en el Capítulo 5 se presentan el resumen y las conclusiones de este trabajo.

Capítulo 2

Principios de electromagnetismo

En este capítulo se presentan algunas definiciones básicas sobre el electromagnetismo, levitación por atracción y levitación por repulsión, las cuales son necesarias para la comprensión en el funcionamiento de un sistema de levitación magnética básico. El entendimiento básico de las fuerzas que son producidas al inducir una corriente por un conductor, sus efectos y las características que presentan, son algunas razones que hacen necesaria esta sección. Además, se plantea la hipótesis de control seguida para el desarrollo del controlador para la levitación magnética.

2.1. Preliminares sobre magnetismo

A principios del siglo XIX el físico danés Hans Christian Oersted (1777-1851) descubrió que, una aguja magnética podía ser desviada por una corriente eléctrica y además demostró que una corriente eléctrica genera un campo magnético, seguido por Michael Faraday (1791-1867), quién descubrió que un imán en las proximidades de un cable induce en éste una corriente eléctrica, y que puede emplearse un campo magnético para crear una corriente eléctrica; la unificación de las teorías de Oersted y Faraday por James Clerk Maxwell (1831-1879) entre otros, condujo al desarrollo de la teoría electromagnética y a la asociación entre los campos magnéticos y eléctricos [10; 22; 11].

Definición 1: Flujo magnético. Se define como la integral de superficie sobre la componente normal del campo magnético

$$\Phi = \int_S B \cdot n da, \quad (2.1)$$

donde Φ es el flujo magnético, B la inducción magnética, da la diferencial del área de la superficie y n la norma a da [10; 22; 11; 24].

El flujo magnético es análogo al campo eléctrico, se representa también como líneas con punta de flecha, las cuales van del polo norte al sur del imán. Para una inducción magnética B y un área A constante (2) puede escribirse de forma más simple:

$$\Phi = BA \quad (2.2)$$

La unidad de medida del flujo magnético es el Weber (**Wb**), [11; 24].

Definición 2: Intensidad magnética. La intensidad del campo magnético está dada por,

$$H = \frac{1}{\mu_0}B - M$$

donde B es la inducción magnética y M la magnetización, [10; 22].

Definición 3: Susceptibilidad magnética. En muchos materiales isotrópicos y lineales existe una relación entre la magnetización (M) y la intensidad de campo magnético (H) dado por,

$$x_m = \frac{M}{H}$$

donde x_m es la susceptibilidad magnética, [10; 11; 24].

De acuerdo a su susceptibilidad magnética los materiales se clasifican en paramagnéticos si $x_m > 0$, siendo la inducción magnética reforzada y en diamagnético si $x_m < 0$, en la cual la inducción magnética es debilitada, x_m puede variar drásticamente con la temperatura, en general x_m es bastante pequeña ($|x_m| \ll 1$) para materiales diamagnéticos y paramagnéticos.

Definición 4: Permeabilidad magnética relativa. Está dada por la razón entre la permeabilidad absoluta (μ) y la permeabilidad del vacío (μ_0),

$$K_m = \frac{\mu}{\mu_0}, \quad (2.3)$$

donde K_m es la permeabilidad magnética relativa.

Definición 5: Autoinductancia. Ocurre en una bobina cuando se varía la corriente que circula por ella, induciendo una fuerza electromotriz sobre sí misma. En una bobina de N

espiras, a través de la cual circula una corriente I , la inductancia está dada por, [10; 22; 11],

$$L = \frac{N\Phi}{I}H, \quad (2.4)$$

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

Considerando la ley de Faraday la autoinductancia en una bobina origina una fuerza contraelectromotriz dada por, [10; 11]:

$$\epsilon = -L\frac{di}{dt}, \quad (2.5)$$

Circuitos magnéticos. Si consideramos una trayectoria bien definida para un flujo magnético (como en el caso de los materiales ferromagnéticos), puede considerarse un circuito magnético. Un circuito cerrado de material ferromagnético excitado por una serie de espiras de alambre a través de los cuales circula una corriente representa un circuito magnético. La fuerza magnetomotriz está dada por $f_{mm} = NI$, donde N es el número de espiras de la bobina e I , la corriente que circula por ella. La reluctancia se define como $\mathfrak{R} = \int \frac{dl}{\mu A}$, donde dl es la diferencial de longitud y A el área transversal en cuestión. De forma análoga a la ley de circuitos de Ohm y siendo Φ el flujo magnético tenemos que [10]:

$$f_{mm} = NI = \Phi\mathfrak{R}. \quad (2.6)$$

2.2. Características fundamentales del hierro

El hierro dulce es muy utilizado en la fabricación de electroimanes, debido a su fácil magnetización, de ahí la necesidad de estudiar sus principales propiedades para entender fenómenos electromagnéticos importantes como la saturación del núcleo.

Propiedades magnéticas del Hierro. El hierro (Fe) es uno de los mejores materiales magnéticos, conduce fácilmente una corriente magnética por medio de sus electrones libres, además de que sus iones fijos en el cristal contienen corrientes atómicas que se orientan fácilmente para producir una magnetización intensa. El hierro se caracteriza por mantener una magnetización permanente y por causar un gran efecto sobre la inducción magnética.

El hierro dulce o hierro al silicio, es otro tipo de material utilizado para la fabricación de electroimanes. Este tipo de material se obtiene agregando un pequeño porcentaje de silicio. La composición de este es de 96% de hierro y 3% de silicio. La intensidad magnética (H) necesaria para saturación es de $56A/m$ y su permeabilidad relativa (K_m) máxima es de 8000.

Magnetización del Hierro. Los átomos de hierro se consideran agrupados en arreglos llamados *dominios*. Cada dominio contiene aproximadamente 10^{15} átomos, en los cuales los ejes magnéticos son más o menos paralelos por lo que cada dominio se considera un pequeño imán. En el hierro desmagnetizado cada uno de los ejes magnéticos de los dominios se encuentran apuntando en direcciones distintas en forma aleatoria, por lo mismo no existe un efecto significativo en ninguna dirección en particular. Si el hierro es magnetizado, los dominios se redireccionan apuntando sus ejes magnéticos a una misma dirección, y originándose un campo magnético significativo a partir de la suma vectorial de todos los campos individuales. Basado en lo anterior, aunque se elimine el campo magnético, el material permanece magnetizado debido al orden de sus dominios, a esto se le llama *magnetización*.

2.3. Principios de levitación

En el estudio de la levitación se puede encontrar dos principios básicos, principio de levitación por atracción y principio de levitación por repulsión, donde el primero de estos principios resulta de muy atractivo en la investigación científica por su no linealidad e inestabilidad. Cada uno de estos dos principios son descritos a continuación:

- **Principio de levitación por repulsión**

En la levitación por repulsión (Figura 2.1), las corrientes inducidas en un cuerpo conductor generan las fuerzas de levitación. Este sistema es estable en su eje vertical, y tiene un punto de equilibrio natural.

- **Principio de levitación por atracción**

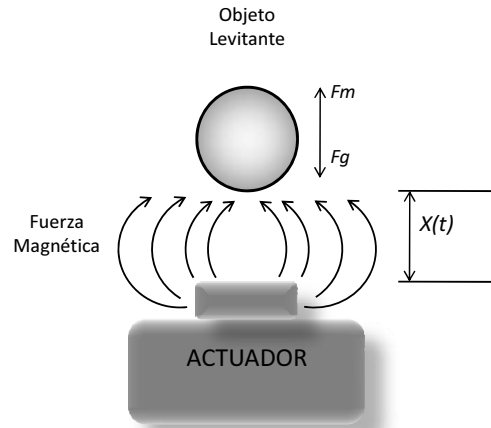


Figura 2.1: Principio de levitación por fuerzas repulsivas.

En la levitación por atracción (Figura 2.2), un cuerpo es atraído por un flujo magnético en contra de la gravedad. El equilibrio que se produce entre la fuerza de atracción y de la gravedad es inestable, por lo que la levitación por atracción es prácticamente imposible sin la ayuda de un sistema de control.

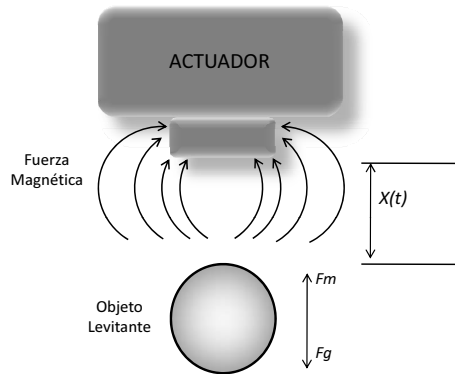


Figura 2.2: Principio de levitación por fuerzas atractivas.

Capítulo 3

Construcción de la plataforma de levitación

En este capítulo se describen cada uno de los pasos necesarios para el desarrollo de una plataforma: soporte, actuador, sensores y etapa de potencia; se detallan cada una de las partes y las dimensiones que componen la plataforma, así como los tipos de material utilizados y el motivo de su selección. Además, se describen detalladamente los diseños electrónicos implementados para la etapa de potencia y sensado de la posición del objeto a levitar [21; 15; 7; 9].

3.1. Objetivo de la plataforma

La motivación principal para el diseño y la construcción del levitador magnético, es proporcionar una plataforma científica y educacional para el desarrollo de nuevas estrategias de control en sistemas magnéticos. La estructura principal está basada en la de [26]: un soporte rígido, un electroimán y un sensor óptico, que son la base en todo sistema magnético experimental. Sin embargo, hay una serie de características únicas en el diseño electrónico de la plataforma.

3.2. Estructura de la plataforma

En la construcción de un soporte para un levitador magnético se deben considerar los siguientes factores: dimensiones, rigidez mecánica y la no magnetización del material para evitar el desvío de las líneas del campo magnético. Haciendo consideración de los factores mencionados anteriormente, se ha seleccionado el policarbonato, ya que a pesar de ser un material plástico cumple con la rigidez necesaria para nuestra aplicación, es no magnetizable

y fácil de manipular, entre otras de sus características. En la Tabla 3.1 se pueden ver las especificaciones de la hoja de policarbonato utilizada.

Tabla 3.1: Especificaciones del material utilizado.

Descripción	Dimensiones
Largo	24in
Ancho	18in
Espesor	1/4in

La idea básica de la estructura del prototipo se muestra en la Figura 3.1. El soporte está conformado de seis piezas: una base superior, la cual es utilizada como soporte del actuador; dos paredes laterales donde son colocadas las dos partes que constituyen el sensor de posición; una pared trasera que es utilizada para simular un cubo y además ayudar a la base superior con el peso del actuador; una base inferior que dá soporte al conjunto de piezas antes mencionadas; y dos piezas pequeñas que son colocadas debajo de la base inferior con el fin de elevar la plataforma unos centímetros extras. Las dimensiones de cada una de las piezas que constituyen al soporte fueron elegidas considerando el área suficiente para cada una de las partes que constituyen un levitador magnético. En la Tabla 3.2 se muestran las dimensiones de cada una de las piezas.

Tabla 3.2: Medidas para la elaboración del cubo de policarbonato.

Nombre de la pieza	Descripción	Medidas (Pulgadas)
A	Base inferior	(11x8.5)in
B	Soporte inferior derecho	(8.5x1)in
C	Soporte inferior izquierdo	(8.5x1)in
D	Pared lateral derecha	(9x6)in
E	Pared trasera	(9x6)in
F	Pared lateral izquierda	(9x6)in
D	Base superior	(6x6)in

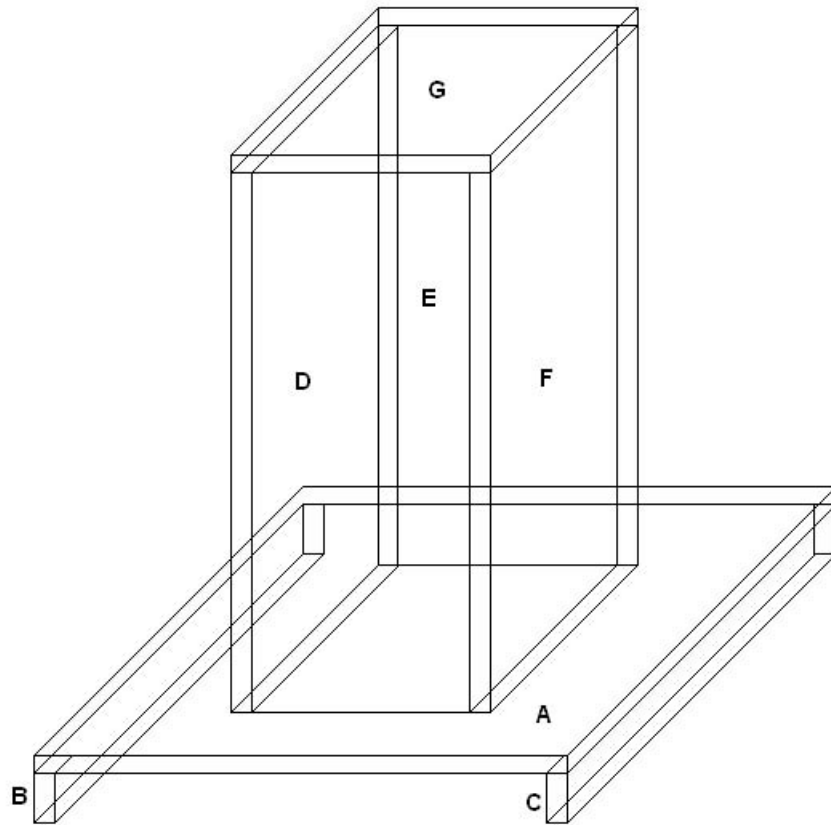


Figura 3.1: Prototipo final del soporte principal del levitador.

3.3. Actuador

El dispositivo actuador es un electroimán del tipo solenoide de 2.75in de altura por 1.54in de diámetro, el cual está constituido por 600 vueltas de cable de cobre del No. 23, enrollado alrededor de un núcleo de hierro de 4in de largo y 0.312in de diámetro. La consideración tomada para el diseño de este dispositivo, ha sido la corriente máxima capaz de soportar, consideranda hasta 10A como máximo. La resistencia promedio de la bobina es de aproximadamente 5.6Ω y una inductancia promedio de $38.2mH$. En la Figura 3.2, se muestra el actuador y el núcleo de hierro, así como las dimensiones de cada uno de ellos.

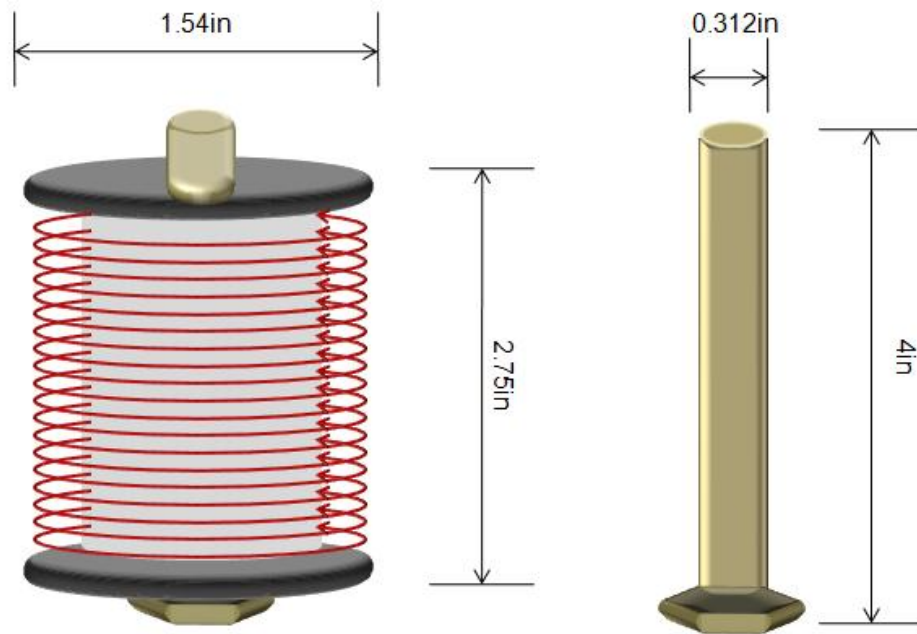


Figura 3.2: Diseño del actuador implementado.

3.4. Sensor

La selección de los sensores viene a ser de suma importancia, ya que no es posible hacer levitar una esfera de material ferromagnético sin un buen sentido de la posición en que se encuentra dicho objeto. Para el diseño de la plataforma de levitación se ha considerado un sensor de tipo óptico [26]. Se eligió la tecnología optoelectrónica por las siguientes características que presenta:

1. La tecnología de sensado por infrarrojo no requiere unión mecánica alguna.
2. El tiempo de respuesta es inferior a $40\mu s$.
3. La alimentación es sencilla y el consumo de energía.
4. El tamaño, peso y costo es muy reducido.

De entre varios sensores estudiados fueron elegidos el clásico Diódo Emisor de Luz Infrarroja (IRED) y el optotransistor. El IRED utilizado es el IR383, es un diódo emisor de luz infrarroja azul transparente de $5mm$ de diámetro, con longitud de onda de $440nm$, $1.3v$ típicos en polarización directa y un ángulo de 12 grados para transmisión a mayor distancia. El optotransistor seleccionado es el PT1302B/C2, el cual cuenta con un filtro de luz de día, $7v$ de colector a emisor y $5ms$ de tiempo de respuesta. Es importante señalar que el filtro de luz con el que cuentan los optotransistores utilizados para el diseño del sensor no elimina en su totalidad el error causado por los efectos de la luz ambiente sobre él, debido a que el material utilizado para el soporte base es transparente y la retención de luz es muy escasa. Para la eliminación del error por causa de la luz ambiente, viene a ser necesario el diseñar de un circuito capaz de eliminar este error.

3.4.1. Minimización del error en el sensor por perturbaciones y sensado de la posición

En la Figura 3.3 se muestra el circuito diseñado para el correcto sensado de la posición del objeto a levitar. Como se puede apreciar, el circuito cuenta con un diódo emisor de infrarrojos (IRED), el cual incide su luz sobre dos optotransistores. Inicialmente por razón de la distancia y la luz ambiente que es incidida, evita que la luz emitida por el IRED sea recibida en un 100% en los optotransistores, dando así una lectura inicial de $1.8v$ aproximadamente en cada dispositivo. Esta lectura es considerada como el error inicial.

Eliminación del error inicial. El error de valor inicial es el primer problema a resolver. Por lo que, se ha hecho la suma del error en cada optotransistor, el cual da un valor aproximado de $3.6v$. Este error es eliminado implementando un circuito restador con op-amp's, donde la señal sumada es una de las entradas de un amplificador de diferencia y la otra entrada es señal de referencia constante de $3.6v$, con esto el error es eliminado y aproximado a cero.

En la Figura 3.3, además de mostrarse el circuito de eliminación del error en el sensor, también es agregada la parte del acondicionamiento de la señal que nos proporciona la posición en que se encuentra la esfera de hierro. Este circuito esta constituido por un amplificador de diferencia, al cual es colocado en su entrada no inversora la señal de referencia que indica la posición de levitación deseada. En la entrada inversora es colocada la señal de error

proveniente de los sensores, donde la diferencia entre ambas entradas se considera como la posición actual de la esfera. En la Tabla 3.3 son mostrados cada uno de los voltajes reales obtenidos del circuito.

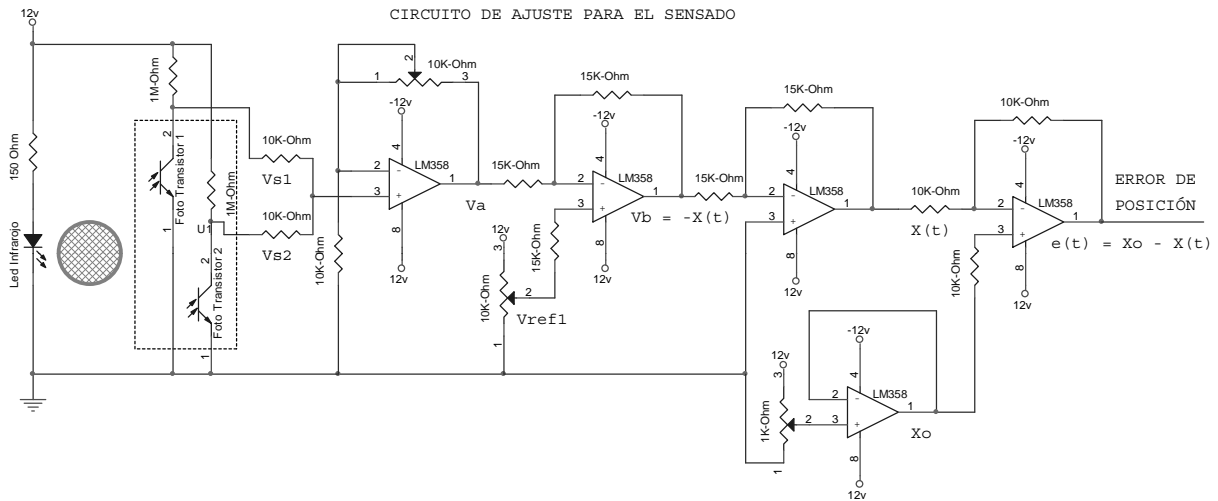


Figura 3.3: Circuito diseñado para el sensado de la posición.

El voltaje V_a es considerado como la suma de los voltajes en los optotransistores 1 y 2, que son causados por los efectos de la luz ambiente sin la presencia de la esfera de hierro; V_a está representado por [8; 4],

$$V_a = V_{s1} + V_{s2},$$

donde V_{s1} y V_{s2} son los voltajes medidos en los optotransistor 1 y 2 respectivamente.

El voltaje V_b es considerado como la diferencia del voltaje V_a y el voltaje de referencia V_{ref1} , esto con el fin de eliminar el voltaje V_a proveniente de los sensores. V_b está representado

por [8; 4],

$$V_b = 2V_{ref1} - V_a.$$

El voltaje de salida del circuito mostrado en la Figura 3.3 es considerado como el error de posición $e(t)$ el cual está dado por la diferencia de X_0 y $X(t)$, por lo que el error de posición es representado por,

$$e(t) = X_0 - X(t), \quad (3.1)$$

donde X_0 es considerada como la posición deseada o referencia de levitación y $X(t)$ es la posición actual donde se encuentra la esfera.

Tabla 3.3: Valores de voltajes medidos sin la presencia de la esfera en el circuito de sensado.

Parámetros	Valores medidos
V_{s1}	1.81v
V_{s2}	1.84v
V_a	3.65v
V_{ref1}	1.82v
V_b	0v
X_0	2.96v
$X(t)$	0v
$e(t)$	2.96v

3.5. Etapa de potencia

La etapa de potencia es la que provee la energía eléctrica necesaria al actuador (electroimán). Ha sido diseñada para trabajar de dos modos, control por corriente y control por modulación de ancho de pulso (PWM). Se ha cuidado aislar la etapa del circuito que maneja potencia de las etapas de baja potencia para evitar ruidos inducidos, interferencias o posibles voltajes inversos inducidos por el electroimán que puedan causar un daño al circuito. En las Figuras 3.4 y 3.5 se puede observar el diseño electrónico de estas etapas.

En el diagrama de la Figura 3.4, se muestra el diseño del circuito implementado para lograr el control por corriente. Este circuito es demasiado sencillo, debido a que no es necesaria

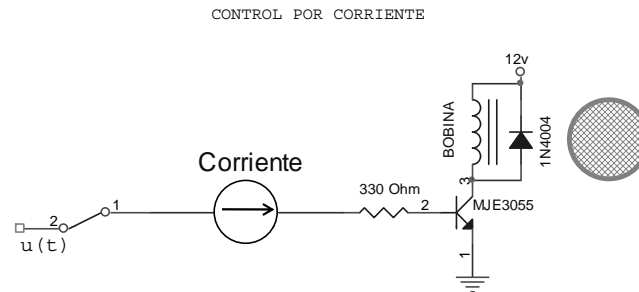


Figura 3.4: Circuito diseñado para control por corriente.

ninguna sección de acoplamiento entre la etapa de control y el transistor de potencia. La acción del controlador está siendo aplicada directamente sobre la base del transistor que maneja al actuador haciendo variar de esta manera, la corriente que es suministrada al electroimán y a su vez, el campo magnético generado por él, es manipulado hasta encontrar la intensidad del campo magnético necesario para mantener levitando una esfera de hierro y evitar que ésta sea atraída hacia el actuador. Cabe señalar que el campo magnético producido es directamente proporcional a la corriente que alimenta a la bobina, es decir, entre mayor sea la corriente de alimentación mayor será la fuerza magnética producida, bajo este principio ha sido basado el control por corriente.

En el diagrama de la Figura 3.5, se muestra el diseño del circuito implementado para lograr el control por PWM. En este tipo de control, la variable a controlar ya no es la corriente que es suministrada al electroimán, si no el lapso de tiempo dentro de cada periodo en que la señal PWM mantendrá activo o inactivo al electroimán. Para ello es necesario agregar una etapa de acoplamiento entre la salida del controlador PD y la entrada del CI TL494 para ajustar el voltaje de control a los rangos de operación del PWM. El acoplamiento consiste de un circuito restador conectado a la entrada FBK del TL494 (ver parte superior izquierda de la Figura 3.5). El voltaje V_r es considerado como la diferencia del voltaje de referencia V_{ref2} y el voltaje de control $u(t)$, esto con el fin de reducir el voltaje $u(t)$ al rango máximo de operación del PWM. V_r está representado por,

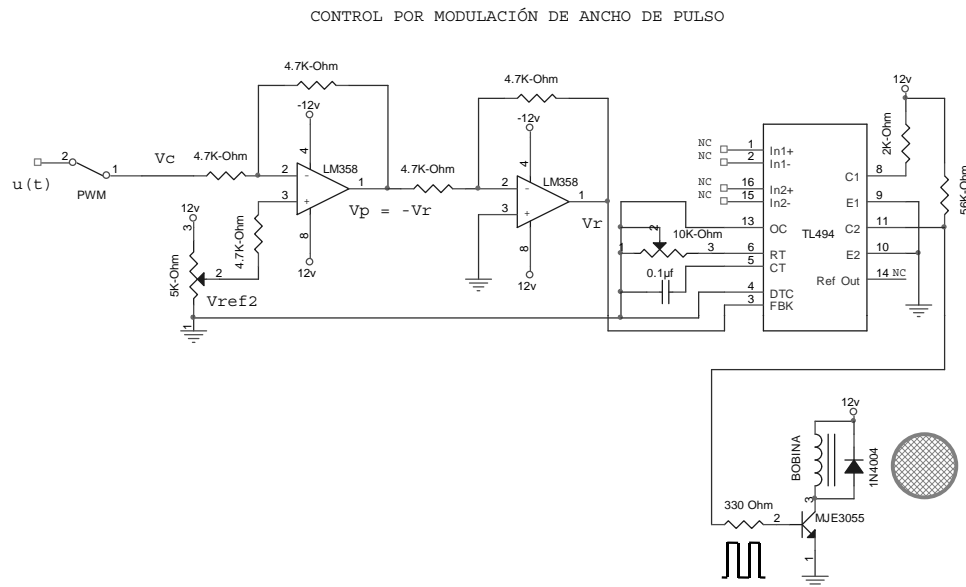


Figura 3.5: Circuito diseñado para control por PWM.

$$V_r = -(2V_{ref2} - u(t)),$$

donde:

$$V_p = -V_r.$$

La frecuencia de operación del PWM es aproximadamente $3KHz$, la amplitud es igual al voltaje aplicado al circuito integrado (CI) TL494 y el ciclo de trabajo puede ser variado desde un 6% al 100% aproximadamente. Estos parámetros pueden ser modificados variando los valores del capacitor CT y la resistencia RT (ver el pin 5 y pin 6 del CI TL494 en la Figura 3.5) para la variación de la frecuencia y sólo basta con cambiar el voltaje de alimentación para modificar la amplitud. El ciclo de trabajo es ajustado automáticamente por el voltaje proveniente del controlador y aplicado en la entrada Feedback (FBK pin 3 del TL494); donde de forma experimental se obtuvo el rango de voltajes en los que el ciclo puede ser variado,

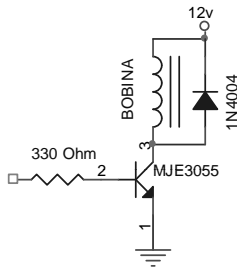


Figura 3.6: Circuito manejador de la bobina.

encontrando 0.88v como el ciclo mínimo y 3.65v como el ciclo máximo.

Para la selección del control por corriente ó control por PWM, se cuenta con un selector de dos posiciones. Cuando es seleccionada la posición 1 se tiene un control por corriente y cuando se hace selección de la posición 2 se realiza el control mediante el modulador de ancho de pulso (PWM). Los cambios de control son efectuados manualmente. Físicamente no se cuenta con este selector implementado en el circuito, pero se recomienda como parte del diseño propuesto.

Circuito actuador. A lo largo de la redacción hemos llamado actuador al electroimán solamente, sin tomar en cuenta que está conformado por un transistor de potencia MJE3055T con capacidad de soportar hasta 10A de corriente, en el cual es conectado un extremo del actuador al colector del transistor y el otro directamente a la fuente de poder. Un diódo de rueda libre 1N4004 es colocado en paralelo al electroimán para eliminar las corrientes inversas inducidas que puedan ser producidas por la bobina. Este diódo es el que facilita el control de la bobina, pues de otra forma, la bobina presenta un comportamiento muy inestable debido a los picos de corriente que se generan por la conmutación de voltaje aplicado, la histéresis y los efectos autoinductivos presentes en la bobina. En la Figura 3.6 se muestra el circuito actuador implementado.

En las Figuras 3.7 y 3.8 se muestran en forma general los diagramas a bloques del prototipo diseñado, en los cuales se ilustran los dos tipos de controles que se implementaron para el control de la plataforma; un control por corriente y un control por modulación de ancho de pulso (PWM). En estos se aprecian todas sus etapas funcionales, así como la comunicación entre ellos. En la Figura 3.9 se presenta una fotografía del prototipo físico ya concluido, con cada uno de los componentes que lo conforman.

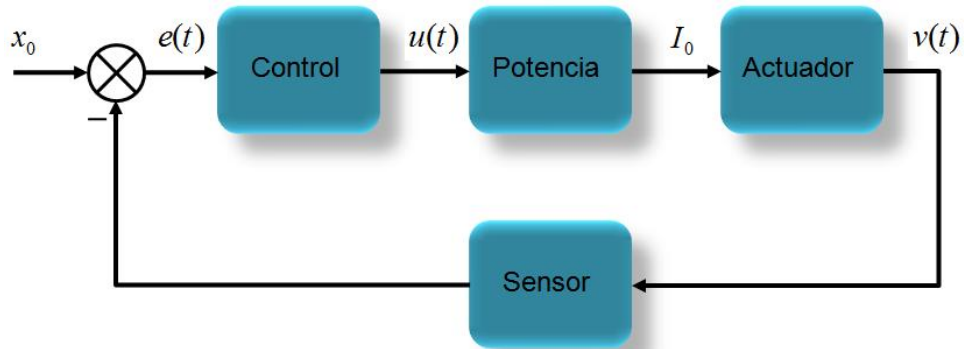


Figura 3.7: Diagrama general a bloques del prototipo levitador magnético controlado por corriente.

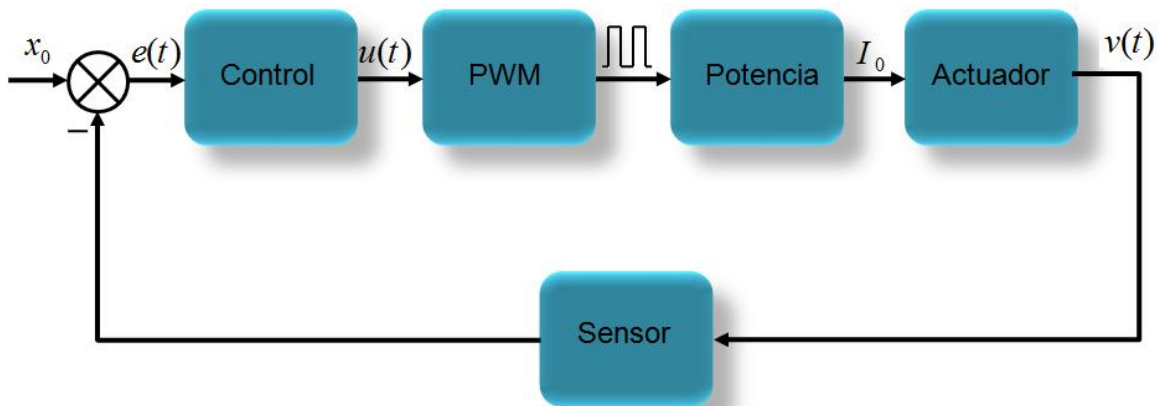


Figura 3.8: Diagrama general a bloques del prototipo levitador magnético controlado por PWM.

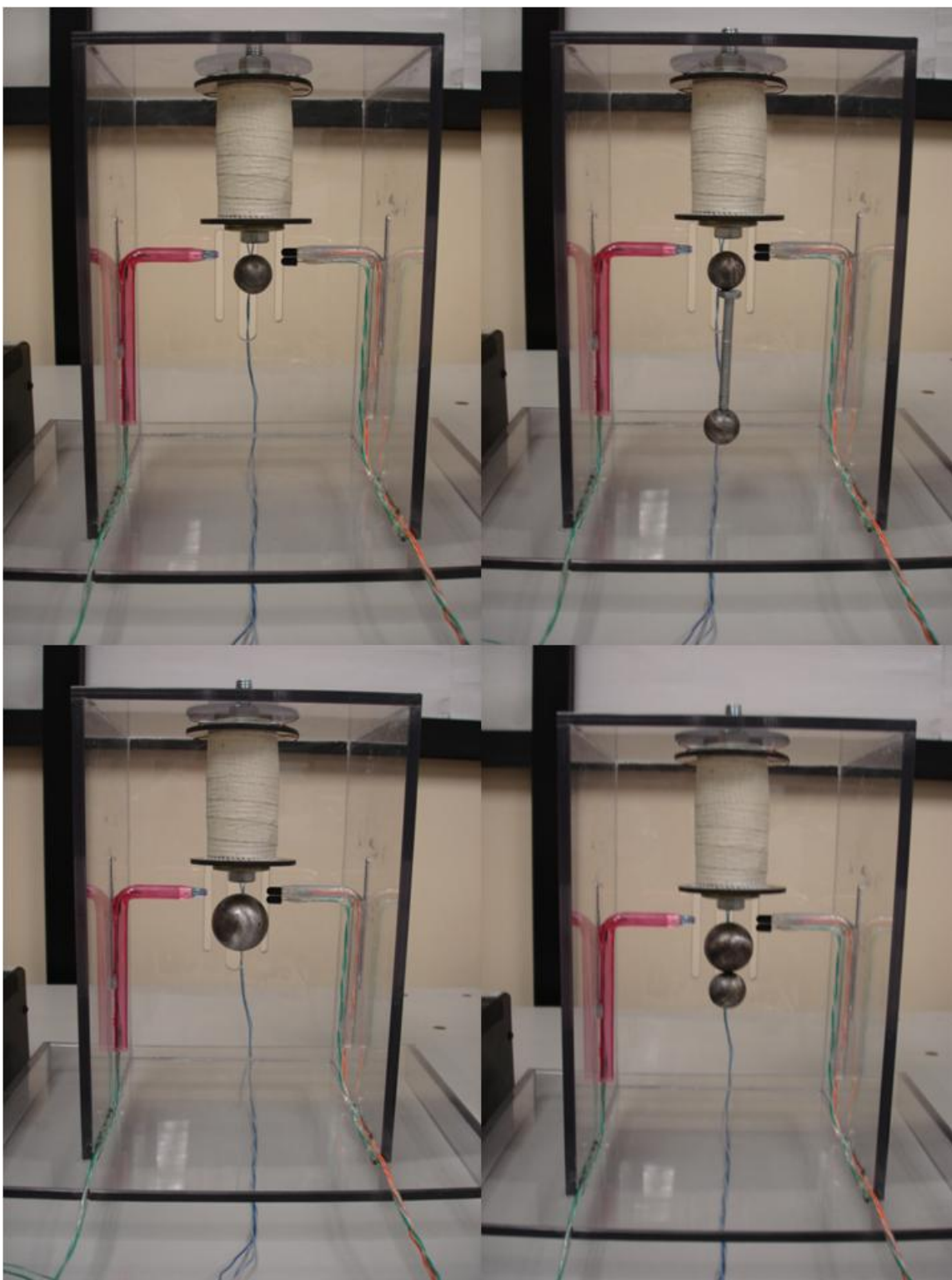


Figura 3.9: Prototipo levitador magnético construído.

Capítulo 4

Modelado Matemático

En este capítulo es realizado el análisis matemático que describe el comportamiento del sistema de levitación magnética. En el cual se comprueba que es un sistema no lineal e inestable, por lo que se realiza la linealización alrededor de un punto de equilibrio por medio del método de aproximación por series de Taylor. Además es complementado el análisis aplicando la prueba de controlabilidad, para verificar que el sistema sea de estado completamente controlable.

4.1. El levitador magnético

Los sistemas electromagnéticos (*EMS*) dependen de las fuerzas atractivas entre los electroimanes y un material ferromagnético (*objeto levitante*). Debido a que la fuerza de atracción se incrementa a menor distancia, tales sistemas son inestables y las corrientes del imán deben controlarse para mantener la altura de la suspensión deseada. Además el espaciado entre el electroimán y el objeto necesita ser pequeño [28]. Por otro lado, utilizando *EMS*, es posible mantener la suspensión magnética incluso cuando el objeto está inmóvil, lo cual no aplica para sistemas electrodinámicos (*fuerza repulsiva*).

La *Figura 4.1* muestra el sistema de levitación magnética, el cual permite mantener una esfera metálica de masa m suspendida en el aire, por medio de fuerzas electromagnéticas. Donde $x(t)$ es la distancia entre la esfera metálica y la bobina que genera el campo magnético. x_0 es considerada como la posición de referencia para una levitación apropiada. La fuerza electromagnética que actúa sobre la esfera metálica está dada por $f(x, i)$ [26; 18]. El objetivo de control es regular el valor de la corriente $i(t)$ del circuito del electroimán, de tal forma que la esfera se mantenga suspendida en la posición constante x_0 . El voltaje aplicado al circuito es $v(t)$ y actúa como variable de control.

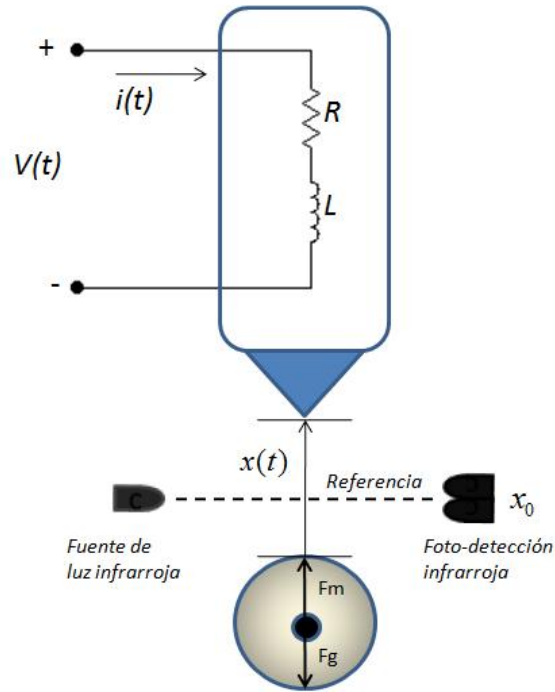


Figura 4.1: Levitador magnético.

Las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento del sistema, son representadas haciendo uso de la ley de voltajes de Kirchhoff y la segunda ley de Newton; por lo que, el sistema queda representado por [13; 28]:

$$L \frac{di(t)}{dt} = v(t) - i(t)R \quad (4.1)$$

$$m \frac{d^2x(t)}{dt^2} = mg - u(t) = mg - \frac{ci^2}{x(t)}, \quad (4.2)$$

donde $i(t)$ es la corriente del circuito, $x(t)$ es el desplazamiento de la esfera medida desde el electroimán, $u(t)$ es la entrada del sistema, L es la inductancia del electroimán, m es la masa de la esfera, g es la constante gravitacional y c es una constante conocida. Se asume que la fuerza electromagnética $u(t)$ de atracción que ejerce el electroimán sobre la esfera, es inversamente proporcional a la distancia $x(t)$ y directamente proporcional al cuadrado de la corriente $i(t)$. La salida se obtiene a través del fotosensor mediante el cual se realiza la medición de posición de la esfera metálica suspendida en el aire.

El sistema puede ser representado en variables de estado, tomando las siguientes variables

físicas:

$$x_1 = x(t); x_2 = \dot{x}(t); x_3 = i(t),$$

Reescribiendo las ecuaciones diferenciales (4.1) y (4.2) como un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden; obtenemos que el sistema de levitación magnética puede ser representado de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= g - \frac{c}{m} \frac{(x_3)^2}{x_1} \\ \dot{x}_3 &= -\frac{R}{L} x_3 + \frac{1}{L} u \\ y &= x_1 \end{aligned} \tag{4.3}$$

4.2. Linealización del sistema

Los puntos de equilibrio de (4.3) son:

$$x_1^* = x; x_2^* = 0; x_3^* = \sqrt{\frac{gm x_0}{c}}; u^* = R \sqrt{\frac{gm x_0}{c}} \tag{4.4}$$

donde x_1^* , x_2^* y x_3^* denotan los puntos de equilibrio.

Usando el teorema de expansión en serie de Taylor, el sistema linealizado alrededor del punto de equilibrio (4.4) puede ser representado por:

$$\begin{aligned} f(x, u) &= f(x, u)|_{x=x^*, u=u^*} + \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \Big|_{x=x^*, u=u^*} (x - x^*) + \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \Big|_{x=x^*, u=u^*} (u - u^*) + \dots + T.O.S. \\ h(x) &= h(x)|_{x=x^*} + \frac{\partial h(x)}{\partial x} \Big|_{x=x^*} (x - x^*) + \dots + T.O.S. \end{aligned} \tag{4.5}$$

donde T.O.S. significa términos de orden superior.

Como puede ser apreciado es un sistema de tercer orden, con lo cual las matrices constantes A, B y C están dadas por:

$$A = \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \Big|_{x^*, u^*}; \quad B = \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \Big|_{x^*, u^*}; \quad C = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \Big|_{x^*}$$

Aplicando la linealización jacobiana, las matrices constantes A, B y C quedar representadas de la siguiente manera:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(x, u)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1(x, u)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1(x, u)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_2(x, u)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2(x, u)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2(x, u)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_3(x, u)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3(x, u)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3(x, u)}{\partial x_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{g}{x_0} & 0 & -2\sqrt{\frac{cg}{mx_0}} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(x, u)}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2(x, u)}{\partial u} \\ \frac{\partial f_3(x, u)}{\partial u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{\partial h(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial h(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial h(x)}{\partial x_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Por lo tanto la linealización del sistema (4.3) alrededor del punto de equilibrio (4.4) está dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1\delta} \\ \dot{x}_{2\delta} \\ \dot{x}_{3\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{g}{x_0} & 0 & -2\sqrt{\frac{cg}{mx_0}} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1\delta} \\ x_{2\delta} \\ x_{3\delta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \hat{u}_\delta$$

(4.6)

$$y_\delta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1\delta} \\ x_{2\delta} \\ x_{3\delta} \end{bmatrix}$$

o desarrollando (4.6) queda representado por:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{1\delta} &= x_{2\delta} \\
 \dot{x}_{2\delta} &= \frac{g}{x_0}x_{1\delta} - 2\sqrt{\frac{cg}{mx_0}}x_{3\delta} \\
 \dot{x}_{3\delta} &= -\frac{R}{L}x_{3\delta} + \frac{1}{L}\hat{u}_\delta \\
 y_\delta &= x_{1\delta}
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

La función de transferencia asociada al sistema (4.7) está dado por:

$$G(s) = \frac{y_\delta(s)}{\hat{u}_\delta(s)} = -\frac{\frac{2}{L}\sqrt{\frac{cg}{mx_0}}}{(s^2 - \frac{g}{x_0})(s + \frac{R}{L})} \tag{4.8}$$

De acuerdo con la ecuación (4.8), los valores propios del sistema son:

$$s_1 = -\frac{R}{L}; s_2 = \sqrt{\frac{g}{x_0}}; s_3 = -\sqrt{\frac{g}{x_0}}$$

por lo tanto se concluye que el sistema es no lineal e inestable.

4.3. Controlabilidad

Se dice que un sistema es controlable en el tiempo t_0 si se puede transferir desde cualquier estado inicial $x(t_0)$ a cualquier otro estado, mediante un vector de control sin restricciones, en un intervalo de tiempo finito [20].

Teorema 4.1 Dado el sistema de dimensiones n con ecuación de estado:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{4.9}$$

es controlable si y sólo si la matriz de contrabilidad \mathbf{Q} , definida de la siguiente forma:

$$\mathbf{Q} = [A|AB|A^2B|\dots|A^{n-1}B] \tag{4.10}$$

es de rango máximo, es decir n .

Se dice que el sistema descrito por la ecuación (4.9) es de estado controlable en $t = t_0$, si

es posible construir una señal de control sin restricciones que transfiera de un estado inicial a cualquier estado final en un intervalo de tiempo finito $t_0 \leq t \leq t_1$. Si todos los estados son controlables, se dice que el sistema es de estado completamente controlable.

Aplicando el teorema (4.1) al sistema descrito por (4.7), su matriz de controlabilidad está dada por:

$$\mathbf{Q} = [A|AB|A^2B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{2}{L}\sqrt{\frac{cg}{mx_0}} \\ 0 & -\frac{2}{L}\sqrt{\frac{cg}{mx_0}} & \frac{2R}{L^2}\sqrt{\frac{cg}{mx_0}} \\ \frac{1}{L} & -\frac{R}{L^2} & \frac{R^2}{L^3} \end{bmatrix}; \det\{\mathbf{Q}\} = -\frac{4}{L^3}\frac{cg}{mx_0} \neq 0 \quad (4.11)$$

el rango de \mathbf{Q} es 3 y no singular. Por tanto, el sistema es de estado completamente controlable por la entrada \hat{u}_δ .

Capítulo 5

Control de la plataforma de levitación magnética

En este capítulo se describe el controlador PD analógico utilizado para la levitación de las diferentes esferas de hierro utilizadas, para así dar cumplimiento al segundo objetivo de esta tesis. Así como la validación del modelo matemático propuesto en el Capítulo anterior, haciendo uso de MATLAB para realizar la simulación del sistema.

Etapas de control. En el Capítulo 4 se abordó el tema de la inestabilidad que presentan los sistemas de levitación magnética. Considerando esta característica y sumándole la no linealidad y la región de estabilización sumamente restringida que presentan esta clase de sistemas, la estabilidad y levitación se convierten en una tarea casi imposible de lograr sin la ayuda de un controlador.

Los controladores pueden ser clasificados en analógicos y digitales. Para el control de esta plataforma sólo fueron considerados los del tipo analógico. Estos controladores emplean circuitería eléctrica o electrónica y en algunos casos dispositivos mecánicos. Para aplicar los algoritmos de control, en general, lo hacen con gran velocidad de respuesta, permitiendo fácilmente un control en tiempo real, pero este tipo de controladores presentan una serie de desventajas que se deben tener en consideración:

1. Son muy poco flexibles a cambios.
2. En ocasiones son difíciles de implementar.

En la Figura 5.1 se muestra el diagrama general a bloques del control implementado, el cual es un controlador proporcional-derivativo (PD) analógico, esto con el objetivo de lograr la levitación de la esfera en la posición deseada.

En forma matemática el control PD está representado por,

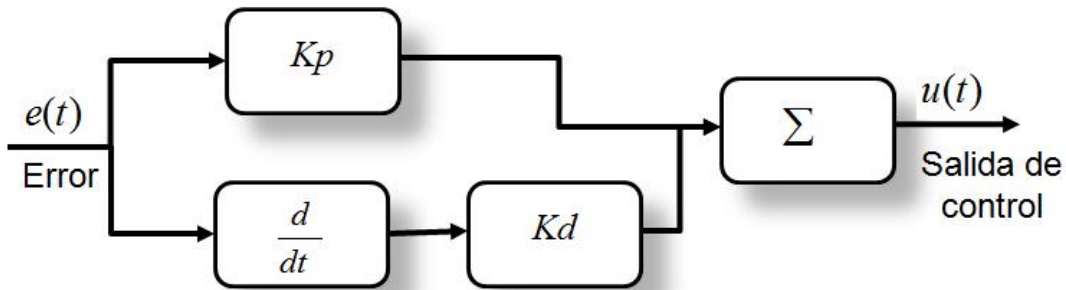


Figura 5.1: Diagrama a bloques de un controlador PD.

$$u(t) = Kp e(t) + Kd \frac{de(t)}{dt}, \quad (5.1)$$

donde:

$e(t)$: es el error de posición.

Kp : es la ganancia proporcional.

Kd : es la ganancia derivativa.

En la Figura 5.2 se muestra el circuito utilizado para realizar esta acción de control. Este está implementado bajo electrónica analógica siendo la base del diseño los amplificadores operacionales (*op-amp*). Las ganancias tanto de la acción proporcional como derivativa se han obtenido mediante prueba y error, ya que, por naturaleza en lazo abierto de los sistemas de levitación magnética, resulta difícil utilizar métodos de aproximación para calcular los parámetros del controlador. Donde la ganancia proporcional $K_p = 2,15$ y la ganancia derivativa $K_d = 7,69$, considerados valores estimados.

Retomando la estructura del controlador descrito por (5.1) y aplicándolo al sistema representado por (4.7), donde es agregada una nueva variable z la cual se define por:

$$z(t) = x(3) - Kd\dot{x}_2 - Kp x_1, \quad (5.2)$$

donde la derivada de z queda denotada por:

$$\dot{z}(t) = \dot{x}_3 - Kd\ddot{x}_2 - Kp\dot{x}_1, \quad (5.3)$$

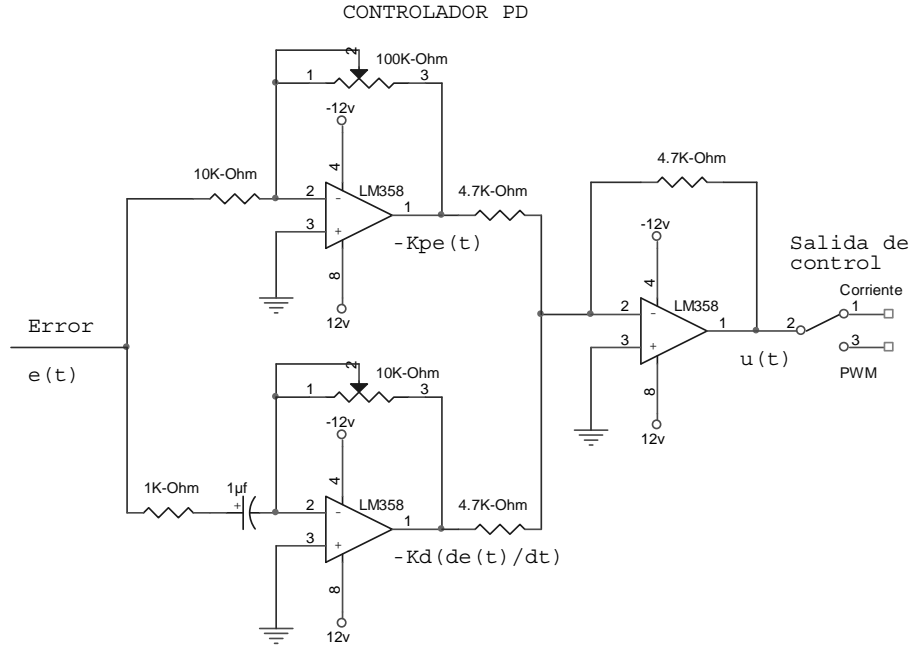


Figura 5.2: Circuito para el controlador PD implementado.

Sustituyendo los valores de $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3$ en la ecuación (5.3), \dot{z} queda representado por:

$$\dot{z}(t) = -\frac{R}{L}x_3 - Kd\frac{g}{x_0}x_1 + 2Kd\sqrt{\frac{cg}{mx_0}}x_3 - Kpx_2 + \frac{1}{L}\hat{u}, \quad (5.4)$$

de acuerdo con la ecuación anterior, \dot{z} puede ser representada por:

$$\dot{z}(t) = -Ky, \quad (5.5)$$

donde: K es una Ganancia arbitraria.

de acuerdo con (5.5), $z = 0$ cuando $t \rightarrow \infty$

por lo que, la ley de control $\hat{u}(t)$ para el sistema representado por (4.7) está dado por:

$$\hat{u}(t) = -K(x_3 - Kdx_2 - Kpx_1), \quad (5.6)$$

Aplicando la ley de control \hat{u} denotada por (5.6) al sistema representado por (4.7), y haciendo uso de MATLAB para validar el funcionamiento del modelo. En la Tabla 5.1 se muestran los valores utilizados para la simulación.

Tabla 5.1: Parámetros del sistema experimental.

Parámetros	Valores
x_0	0.05m
m	0.025Kg
R	5.6 Ω
L	0.0389H
g	9.81 m/s^2
Kp	9.75
Kd	2.15
K	10
c	1

En la Figura 5.3 se muestran los resultados de la simulación para los estados x_1 , x_2 y x_3 , con condiciones iniciales $x_1 = 1$, $x_2 = 0$ y $x_3 = 0,1$, donde puede ser apreciada la convergencia a cero para cada uno de los estados cuando $t \rightarrow \infty$.

Retomando la consideración de (5.5), donde se define que $z = 0$ cuando $t \rightarrow \infty$ e igualamos (5.6) a cero, se obtiene que:

$$-K(x_3 - Kdx_2 - Kpx_1) = 0, \quad (5.7)$$

por lo tanto, si despejamos x_3 de (5.7) se obtiene que:

$$x_3 = Kdx_2 + Kpx_1, \quad (5.8)$$

Como se puede ver en (5.8), x_3 tiene la estructura del controlador PD descrito en (5.1), por lo tanto x_3 es considerada la ley de control para la aplicación física en la plataforma experimental, quedando descrito de la siguiente manera:

$$u(t) = x_3 = Kdx_2 + Kpx_1, \quad (5.9)$$

La ley de control $u(t)$ representada por (5.9), su estructura física est'a representada en la

Figura (5.2), el cual es implementado en la plataforma experimental.

5.1. Pruebas Experimentales

Entre las pruebas aplicadas para comprobar la robustez de la plataforma y validar el buen funcionamiento de la acción de control, se encuentran la utilización de objetos de diferentes masas, diámetros y formas; donde el objetivo es comprobar la capacidad de respuesta del controlador, para sostener cada uno de estos objetos de forma independiente en la posición de levitación deseada. Para ello, previamente se realizan pruebas utilizando masas fijas, las cuales son mostradas en la Tabla 5.2. A cada una de estas masas el controlador es expuesto una a la vez, es decir, inicialmente se coloca la esfera 1 en la plataforma, después es desalojada la esfera 1 y colocada la esfera 2, el mismo procedimiento es realizado para cada objeto. Además son aplicados pequeños golpes sobre estos al momento de la levitación. En estas pruebas no solamente son usadas esferas, si no también, es utilizado un tornillo de 0.25in de diámetro, 2.65in de largo y una masa de 0.0330lb, el cual no es agregado en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2: Diámetros y masas de las esferas utilizadas.

Nombre	Especificación	
	Diámetro	Masa
Esfera 1	0.75in	0.0220lb
Esfera 2	1in	0.0551lb
Esfera 3	1.25in	0.0771lb

El sistema, a su vez, es expuesto a pruebas posteriores, las cuales consisten en sumarle masa a los objetos en el momento de la levitación, es decir, aumentar el peso de cada objeto levitando, por ejemplo, $m_5 = 2m_2$, $m_6 = m_1 + m_2$ (ver Figura 3.9), etc., además de ser aplicados pequeños golpes como en las pruebas preliminares. Esto puede ser apreciado en la Tabla 5.2, donde es mostrada la demanda de corriente del sistema para cumplir con el objetivo de control. Bajo estas pruebas, además se dedujo el peso mínimo y máximo capaz de ser controlado, encontrando 0.0221lb como mínimo y 0.0992lb como máximo.

De acuerdo con los resultados experimentales mostrados, es posible hacer un análisis de los efectos que generan la forma de los objetos sobre el controlador. Como se puede ver en

la Tabla 5.2, $m_1 > m_2$ en masa pero, la corriente necesaria para hacer levitar m_1 es menor a la necesaria para levitar a m_2 ; $m_4 = m_6$ pero, a pesar de ser las masas iguales, la corriente requerida por cada una de ellas es diferente. De esta manera es posible demostrar que la forma de los objetos afecta directamente en la acción del controlador sobre la plataforma.

Tabla 5.3: Pruebas de robustez para el controlador PD.

Masa	Magnitud I_0
$m_1 = 0.0220\text{lb}$	0.84A
$m_2 = m_1 + 50\% * m_1 = 0.0330\text{lb}$	0.64A
$m_3 = m_1 + 200\% * m_1 = 0.0661\text{lb}$	1.08A
$m_4 = m_1 + 250\% * m_1 = 0.0771\text{lb}$	1.27A
$m_5 = m_1 + 150\% * m_1 = 0.0551\text{lb}$	1.18A
$m_6 = m_1 + 250\% * m_1 = 0.0771\text{lb}$	1.38A
$m_7 = m_1 + 300\% * m_1 = 0.0881\text{lb}$	1.45A
$m_8 = m_1 + 350\% * m_1 = 0.0991\text{lb}$	1.58A

De acuerdo con los resultados mostrados en la Tabla 5.2, la levitación de los objetos se garantiza si la masa se conserva dentro del siguiente rango,

$$0,0220\text{lb} \leq m \leq 0,0991\text{lb},$$

y además, es necesario que la corriente requerida por cada una de las masas se encuentra dentro del siguiente límite,

$$0,62\text{A} \leq I \leq 1,79\text{A},$$

Con los resultados anteriores es posible comprobar que, tanto la plataforma como el controlador presentan robustez ante perturbaciones tales como: variaciones de masa, tamaños, forma de los objetos y golpes aplicados en ellos al momento de la levitación; además se puede comprobar que el sistema no presenta problemas de saturación, aún siendo expuesto a diferentes casos que se puedan presentar.

Al inicio de este capítulo son propuestas dos acciones de control, una por variación de corriente aplicada directamente al actuador, y la otra, haciendo uso de un PWM.

Para validar la acción del control por corriente, ha sido medida la corriente I_0 (corriente

de la bobina cuando la esfera se encuentra en la referencia X_0) que alimenta a la bobina proveniente del controlador. Se puede observar como la corriente varía para cada cambio de masa que se aplica y, por ende, el campo magnético generado por el actuador disminuye o aumenta, dependiendo el caso que se esté analizando. Esto es debido a que el campo magnético es proporcional a la corriente aplicada, pero inversamente proporcional a la distancia entre la esfera y el actuador.

El control por corriente muestra un mejor desempeño ante las perturbaciones que puedan suscitarse, pero presenta la desventaja de sobrecalentamiento en la etapa de potencia, causada por la aplicación continua de corriente sobre el inductor.

En la acción de control por PWM, no es posible obtener una relación entre la masa de las esferas y el ciclo de trabajo, puesto que el ciclo de trabajo nunca es estabilizado en un valor determinado, si no que se encuentra fluctuando constantemente, siendo variado por la acción del controlador. Con el uso del osciloscopio se puede demostrar que tanto el control por corriente o por PWM, son factibles para implementarse en un sistema de levitación magnética, aunque cada una presenta ciertas ventajas y desventajas al compararse una contra la otra.

En el control por PWM el problema de calentamiento es disminuido en gran medida, debido a que el control del actuador es realizado variando el ciclo de trabajo; es decir, variando el tiempo dentro de cada periodo en que la señal se encuentra activa, dándole de esta manera un tiempo de reposo al transistor para evitar el calentamiento por la incidencia constante de corriente aplicada sobre él. Aplicando el control por PWM, el transistor de potencia es operado en la modalidad de corte y saturación (encendido o apagado). En este tipo de control, se observó una pequeña desventaja, que consiste en pequeñas vibraciones en la levitación de objetos de poco peso, causando un bajo desempeño en la acción de control, y obligando de esta manera, a reajustar las ganancias, tanto la proporcional como la derivativa, hasta encontrar las ganancias adecuadas para objetos de poca masa.

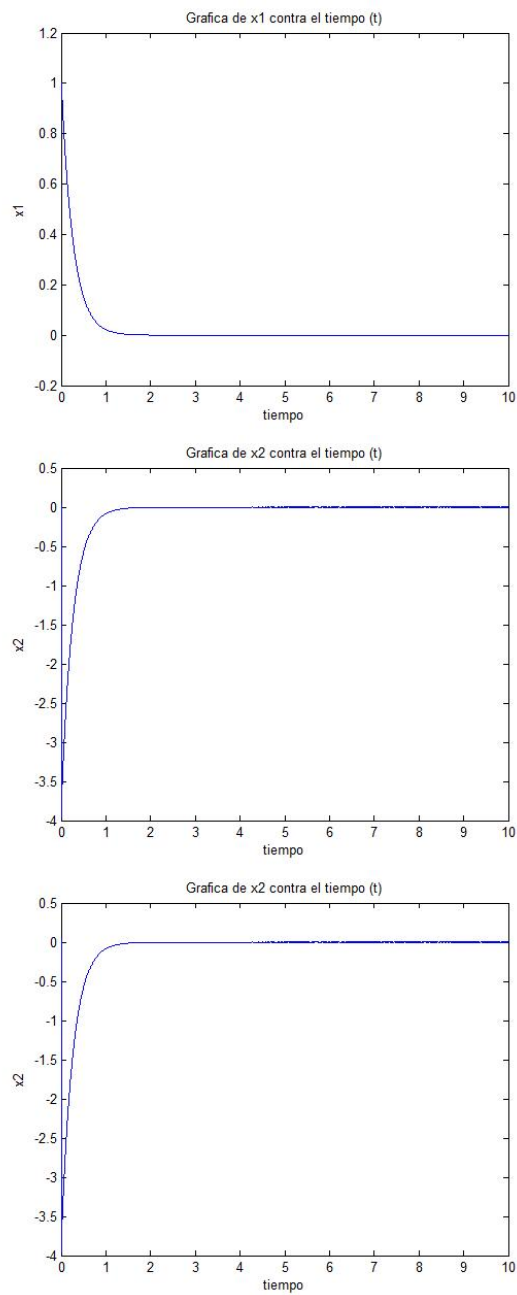


Figura 5.3: Resultado de la simulación para x_1 , x_2 , x_3 .

Capítulo 6

Conclusiones y trabajo futuro

En esta tesis se presentaron a detalle cada uno los pasos necesarios para la construcción de una plataforma de levitación magnética de un grado de libertad. Para la elaboración fueron tomadas en cuenta la selección de material no magnético con el fin de evitar pérdidas en el campo magnético generado por desvíos, la robustez en la plataforma, la cual es proporcionada por el material que constituye al soporte base. A su vez, también fué considerada la construcción de un actuador capaz de producir un campo magnético lo suficientemente intenso con la capacidad de atraer esferas de hierro de diferentes masas y dimensiones, para así poder comprobar la robustez del controlador. Entre las consideraciones más importantes se encuentra la selección del sensor a implementar, tomando en cuenta la velocidad del sentido, la inmunidad a las ondas electromagnéticas y la funcionabilidad del mismo. Dadas estas características, se eligen los sensores optoelectrónicos, los cuales además de cumplir con todos los requerimientos anteriores, no necesitan de una estructura mecánica y cuentan con la ventaja adicional de que son fáciles de usar, accesibles y económicos.

Cabe mencionar que la selección del tipo de material utilizado no fue el único que se consideró, también fueron analizados el aluminio y la madera. En lo que corresponde al actuador, inicialmente se comenzó trabajando con una pequeña bobina que proporcionaba un campo magnético muy débil y la masa que podía soportar no era la idónea para el presente trabajo. Haciendo consideración de las características que presentaba el actuador inicial se decidió fabricar un actuador que reuniera las características para cumplir nuestro objetivo.

Para la selección del sensor a primera instancia se trabajó con el HI401, que tiene la capacidad de detectar campos magnéticos, pero fué descartado ya que requiere de la presencia tanto de un polo norte como de un polo sur para poder operar, y en nuestro caso sólo se contaba con un polo, el cual fué generado por el electroimán; por lo que se realizó el estudio del E3Z fabricado por Omron. Este sensor cuenta con un diódo emisor de infrarrojos y el receptor en

un mismo encapsulado, pero tampoco fue factible su utilización debido a que al momento de implementarlo el tiempo de respuesta era demasiado lento y el voltaje de presencia y ausencia debía ser cero o el voltaje de alimentación. Entre los diferentes sensores que fueron estudiados y factibles para implementar, además de IRED y el fototransistor, se encuentra la fotoresistencia (LDR) que presenta un comportamiento lo suficientemente lineal y el OPT101 que es un fotodiodo monolítico encapsulado con un amplificador integrado en un chip simple. Estos dos últimos sensores mencionados necesitan de un diodo emisor de luz de alto brillo, ya que su voltaje es variado en proporción de la luz que se incide en él. Con todo lo mencionado anteriormente, se logró cumplir con el primero de los objetivos planteados al inicio de esta tesis, el cual consistía en construir una plataforma experimental de levitación magnética que brindara la oportunidad de probar algoritmos de control en sistemas magnéticos.

Una vez obtenida la plataforma experimental y a su vez haber validado cada una de las partes que la componen, el objetivo a cumplir era la implementación de por lo menos un algoritmo de control. En esta etapa el período de prueba fue más prolongado debido a la primera propuesta de control planteada. La propuesta consistía de un clásico control *encendido-apagado* implementado en un amplificador operacional en su configuración de comparador de voltaje. En un inicio se supuso que el encender la bobina cuando se alejara la esfera del actuador y apagarla cuando se acercara, serían suficientes movimientos para lograr el control, pero no se habían considerado los efectos que este control causaría en el actuador. Por deducción experimental, la bobina no es capaz de recuperarse de un cambio de encendido-apagado o viceversa en un periodo tan breve de tiempo. De acuerdo con lo anterior, fue anulada la posibilidad de lograr el control por medio de un controlador del tipo *encendido-apagado*, la cual nos llevó a explorar otras opciones. De diferentes posibles controladores analizados previamente, fue seleccionado un controlador proporcional derivativo (PD). Éste proporciona estabilidad y robustez al sistema, con lo que nos llevó a cumplir con el objetivo número 3 de implementar un controlador que garantizara la estabilidad del sistema. La estabilidad si bien no fue estrictamente analizada teóricamente (aunque si fundamentada en la hipótesis), sí fue evaluada experimentalmente aplicando perturbaciones al sistema tales como pequeños impactos aplicados directamente a la esfera y agregándole masa adicional al objeto levitando.

De acuerdo con lo descrito anteriormente se puede concluir que:

1. Para construir una plataforma de levitación magnética es necesario la selección de material rígido, no magnetizable y que provea de soporte a las piezas requeridas en proporción a su masa-volumen.
2. El actuador y el sensor son las partes básicas que componen un sistema de levitación por lo que, la selección apropiada es de vital importancia ya que afecta directamente en el resultado de la etapa de experimentación.
3. No es posible lograr la levitación de un objeto por medio de campos magnéticos con la implementación de un control encendido-apagado, por su escasa capacidad de reestablecimiento en cada cambio de encendido-apagado y viceversa.
4. La estabilidad puede ser obtenida y mantenida con una ley de control simple como lo es un controlador PD.

En cuanto a trabajos futuros en esta línea, está la implementación de forma física de nuevas y mejores estrategias de control, tales como H_∞ , modos deslizantes, lógica difusa, etc., aplicables a sistemas magnéticos, y, de esta manera hacer nuevas propuestas en el campo de control para este tipo de sistemas. De acuerdo con la experiencia obtenida, se proponen como continuación en esta línea el mejoramiento de la eficiencia de la etapa de potencia para poder levitar objetos con más peso, la adaptación de una tarjeta de adquisición de datos para poder implementar controladores digitales y la expansión del proyecto a una aplicación de este tipo de sistemas, como un tren de levitación magnética, por mencionar alguno.

Bibliografía

- [1] R. Becerril. Output feedback nonlinear control for a linear motor in suspension mode. *Automatica*, 40(12):2153–2160, 2004.
- [2] B. Bhushan. *Introduction to tribology*. New York, Wiley, 2002.
- [3] R. Brydon, M. Maggiore, and J. Apkarian. A high-precision magnetically levitated positioning stage: Toward contactless actuation for industrial manufacturing. *IEEE Control Syst. Mag.*, 24(5):65–69, 2004.
- [4] Robert F. Coughlin and Frederick F. Driscoll. *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales*. Prentice Hall, México D.F, 5 edition, 1999.
- [5] M.S. de Queiroz and S. Pradhananga. Control of magnetic levitation with reduced steady-state power losses. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, 15(6):1096–1102, 2007.
- [6] M. Dussaux. The industrial applications of the active magnetic bearings technology. *Proc. 2nd Int. Symp. Magn. Bearings*, pages 33–38, 1990.
- [7] Gabriel Eirea, Marcelo Acosta, Raúl Bartesaghi, and Rafael Canetti. Levitador magnético: un prototipo experimental para la enseñanza y la investigación en el área del control automático. <http://iie.fing.edu.uy/geirea/pub/levit.pdf>.
- [8] Sergio Franco. *Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos*. McGraw-Hill, México D.F., 3 edition, 2005.
- [9] Edyson Guillermo, José Larriva, and José Trelles. Control de un levitador magnética. http://es.geocities.com/oscar_vele/pdfs/levitador_magnetico.pdf, 2003.
- [10] William Hart Hayt. *Teoría Electromagnética*. McGraw-Hill, México D.F., 2 edition, 1991.
- [11] Roger A. Freedman Hugh D. Young. *Física Universitaria*. Pearson Educación, México D.F., 9 edition, 1999.

- [12] S.J. Joo and J.H. Seo. Design and analysis of the nonlinear feedback linearizing control for an electromagnetic suspension system. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, 5(1):135–144, 1997.
- [13] Miroslav Krsti'c, Ioannis Kanellakopoulos, and Petar Kokotovi'c. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. Wiley & Sons, New York, 1995.
- [14] S.H. Lee. An approach to the economic appraisal of avcs maglev. *Transportation planning and Technology*, 26(3):265–287, 2003.
- [15] Ariel Lempel, Guido Michel, and Rodrigo Carbajales. Levitador magnético. <http://web.fi.uba.ar/rcarbaja/levitador/levitador.pdf>, 2004.
- [16] K.H. Lundberg, K.A. Lilienkamp, and G. Marsden. Low-cost magnetic levitation project kits. *IEEE Trans. Autom. Control*, 49(4):563–568, 2006.
- [17] T.Ñamerikawa M. Fujita, F. Matsumura, and K. Uchida. μ -synthesis of an electromagnetic suspension system. *IEEE Trans. Autom. Control*, 40(3):530–536, 1995.
- [18] Horacio J. Marquez. *Nonlinear Control Systems Analysis and Design*. Wiley & Sons, New Jersey, 1 edition, 2003.
- [19] F. Mazenc, M.S. de Queiroz, M. Malisoff, and F. Gao. Further results on active magnetic bearing control with input saturation. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, 14(5):914–919, 2006.
- [20] K. Ogata. *Ingeniería de Control Moderna*. PEARSON and Prentice Hall, México D.F., 4 edition, 2002.
- [21] Diego Palmieri and Martín A. Pucci. Construcción y control de un sistema de levitación magnética. <http://www.lamejorinfo.com/inicio/ContenidoWeb/Materias%20UNIVERSIDAD/Control%20Automatico/Aplicaciones/Construccion%20y%20control%20de%20un%20sistema%20de%20levitacion%20magnetica6p.pdf>, Mayo 2004.

- [22] John Richard Reitz. *Fundamentos de Teoría Electromagnética*. Eddison-Wesley Iberoamericana, 4 edition, 1996.
- [23] C. Samiappan, N. Mirnategui, B.E. Paden, and J.F. Antaki. Maglev apparatus for power minimization and control of artificial hearts. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, 16(1):13–18, 2008.
- [24] Victor Serrano, Graciela García, and Carlos Gutiérrez. *Electricidad y Magnetismo*. Pearson Educación, México D.F., 1 edition, 2001.
- [25] E. Shameli, M. Khamesee, and J. Huissoon. Nonlinear controller design for a magnetic levitation device. *Microsystem Technologies*, 13(8-10):831–835, 2007.
- [26] Ying-Shing SHIAO. Desing and implementation of a controller for a magnetic levitation system. *Proc. Natl. Sci. Counc*, 11:88–94, 2001.
- [27] P.K. Sinha and A.N. Pechev. Nonlinear h_∞ controllers for electromagnetic suspension systems. *IEEE Trans. Autom. Control*, 49(4):563–568, 2004.
- [28] Herbertt Sira-Ramírez, Richard Márquez, Francklin Rivas-Echevarría, and Orestes. *Control de Sistemas No Lineales: Linealización Aproximada, Externdida, Exacta*. Control de Sistemas No Lineales: Linealización Aproximada, Externdida, Exacta, México, 2005.
- [29] D.L. Trumper, S.M. Olson, and P.K. Subrahmanyam. Linearizing control of magnetic suspension systems. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, 5(4):427–438, 1997.
- [30] J. F. Whidborne. Ems control system design for a maglev vehicle: A critical system. *Automatica*, 29(5):1345–1349, 1993.
- [31] Z-J. Yang and M. Tateishi. Adaptive robust nonlinear control of a magnetic levitation system. *Automatica*, 37(7):1125–1131, 2001.

Apéndice A

Especificaciones de los dispositivos electrónicos utilizados.

Amplificador Operacional LM741. El LM741 es un amplificador operacional monolítico de alto rendimiento. Puede utilizarse en una amplia gama de aplicaciones analógicas. Gracias a su alto intervalo de voltaje en modo común y a que carece de tendencia a la retención. El LM741 es ideal como seguidor de voltaje. Su alta ganancia y amplia gama de voltajes de operación le permiten lograr un excepcional rendimiento como integrado, amplificador sumador y en aplicaciones de retroalimentación en general.

Características principales del LM741:

- No necesita de compensación en frecuencia.
- Protección contra cortocircuito.
- Capacidad de nulificación del voltaje de desvío.
- Amplios intervalos de voltaje en modo común y diferencial.
- Bajo consumo de potencia.

Amplificador Operacional LM358. El LM 358 tiene muchas ventajas diferentes con respecto al estándar de amplificadores operacionales que existen en la aplicación de fuentes simples. Estos pueden operar con fuentes de voltaje tan bajas como 3v o con fuentes de alto voltaje de hasta 32v. La entrada de modo común incluye la fuente negativa, lo que nos permite eliminar muchos componentes externos básicos en muchas aplicaciones. El rango de salida de voltaje. El rango de voltaje desalida además, incluye los voltajes de la fuente de alimentación negativa.

Características principales del LM358:

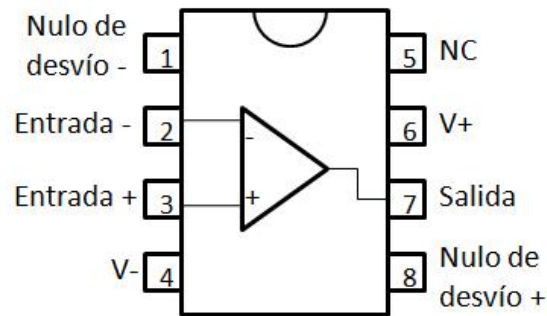


Figura A.1: Diagrama de conexiones del DIP LM741 de 8 terminales.

- Protección contra cortocircuito.
- Etapa de entrada diferencial.
- Bajo consumo de potencia.
- Compensado internamente.
- Voltaje de alimentación desde 3v a 32v.
- Dos amplificadores en un DIP de 8 terminales.

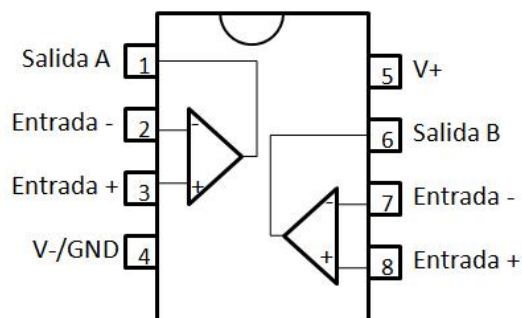


Figura A.2: Diagrama de conexiones del DIP LM358 de 8 terminales.

Modulador de Ancho de Pulso (PWM) TL494. El TL 494 contiene todas las funciones requeridas para la construcción de un circuito de control modulador por ancho de pulso (PWM) en un circuito integrado simple. Diseñado básicamente para el control de fuente de voltaje. Este dispositivo ofrece la flexibilidad de mantener el control de las fuentes de poder a un voltaje específico.

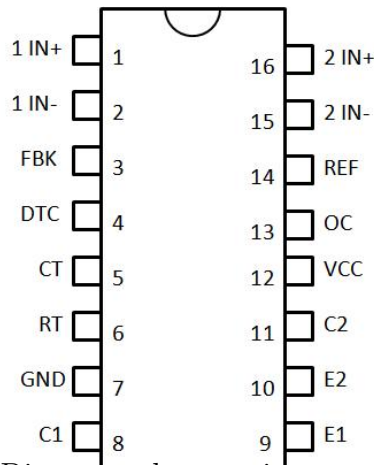


Figura A.3: Diagrama de conexiones para el TL494.

Características principales del TL494:

- Completa circuitería para la generación de dos señales PWM complementarias.
- Oscilador integrado con posibilidad de funcionamiento en modo maestro o esclavo. Es decir, es posible utilizar el oscilador interno proporcionado por el fabricante o bien introducir directamente una señal de reloj de la frecuencia deseada en la portadora.
- Una circuitería interna prohíbe pulsos dobles en cualquiera de sus salidas.
- Amplificadores operacionales integrados para el ajuste del error.
- Regulador interno que provee 5v como salida de referencia.
- Dead time ajustable.
- Protección integrada ante caídas de tensión en la alimentación del dispositivo. Esta protección permite garantizar un estado conocido en las salidas del PWM en caso de que el TL494 deje de funcionar debido a una caída de tensión brusca en la alimentación.
- Por su diseño permite una fácil sincronización.

Un oscilador de diente de sierra interno de comportamiento lineal, en el cual la frecuencia puede ser manipulada variando los parámetros de R_T y C_T . La frecuencia aproximada del oscilador es determinada por:

$$f_{osc} \approx \frac{1,1}{R_T \cdot C_T} \quad (\text{A.1})$$

La Salida de modulación de ancho de pulso se realiza por comparación de la forma de onda diente de sierra positiva generada a travez del capacitor C_T y cualquiera de las dos señales de control. Las compuertas NOR, las cuales manejan los transistores de salida Q_1 y Q_2 son habilitados solamente cuando la entrada de temporización del flip-flop se encuentra en estado bajo (para más detalles ver la hoja de datos del fabricante agregadas en el Apedíce C). Esto sucede solo en el instante de tiempo en que el voltaje de la señal diente de sierra es mayor que el voltaje de la señal de control. Por lo tanto, un incremento en el voltaje de la señal de control causa un decremento en el ancho de pulso de salida, si la salida es medida en los emisores, y un incremento si la salida es medida en los colectores de cada uno de los transistores (ver Figura A.4). Las señales de control son entradas externas que pueden ser alimentadas a travez del Deadtime control, las entradas de los amplificadores de error o la entrada Feedback. En la Tabla A.1 se muestra la relación del ciclo de trabajo y la variación de la señal de control alimentada por la entrada Feedback. Es configurado un potenciómetro como divisor de voltaje, con el fin de variar el ciclo de trabajo haciendo variaciones del voltaje que alimenta al Feedbacks en forma manual.

Tabla A.1: Relación entre el voltaje en la entrada FBK y el ciclo de trabajo.

Voltaje en la entrada Feedback	% Ciclo de trabajo
0.88v	6 %
1.15v	10 %
1.35v	20 %
1.65v	30 %
1.95v	40 %
2.25v	50 %
2.45v	60 %
2.75v	70 %
3.05v	80 %
3.30v	90 %
3.65v	100 %

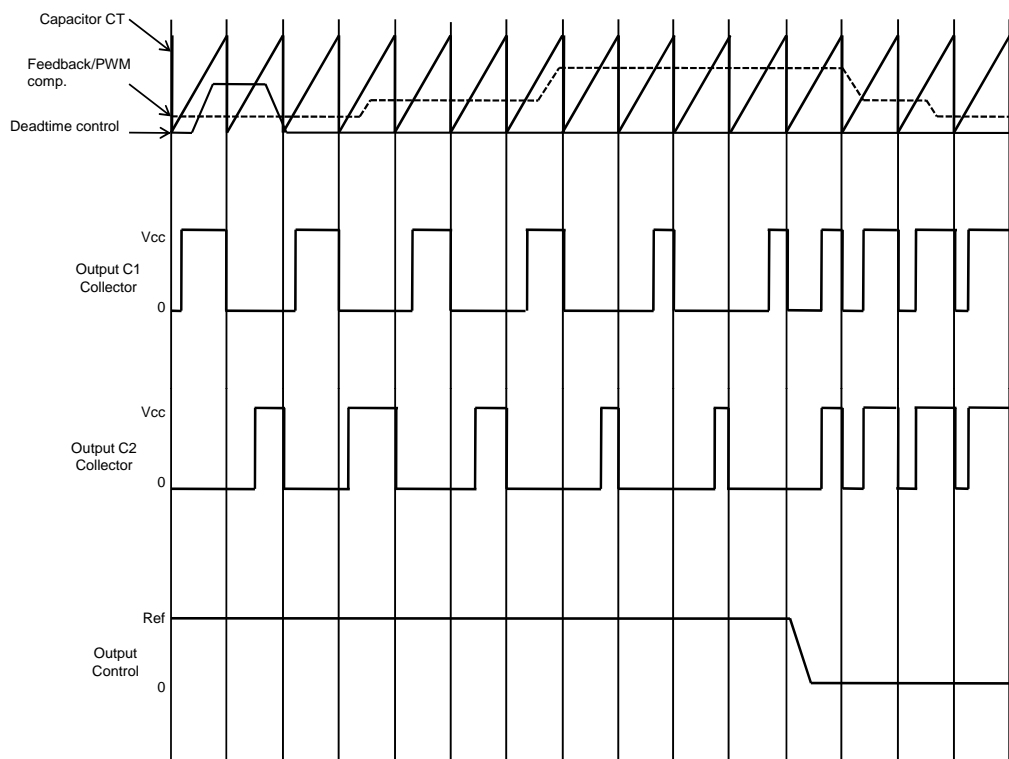


Figura A.4: Diagrama de tiempos y forma de las ondas de prueba en el TL494.

Transistor de Potencia MJE3055T. Transistor de potencia utilizado comúnmente para la amplificación de corriente y en aplicaciones de conmutación, el cual proporciona una ganancia de corriente de hasta 10A de DC.



Figura A.5: Terminales del MJT3055.

Apéndice B

Fotografía del circuito electrónico implementado para el control de la plataforma de levitación magnética.

En la Figura B.1 se muestra el circuito electrónico implementado para cada una de las etapas realizadas en el sistema de levitación magnética. En la parte superior es mostrada la etapa de potencia, sensado y acondicionamiento de la señal de error. En la parte central se encuentra el circuito implementado para el control por PWM y finalmente, en la sección inferior se muestra el circuito de controlador PD y el circuito de acoplamiento entre controlador y PWM.

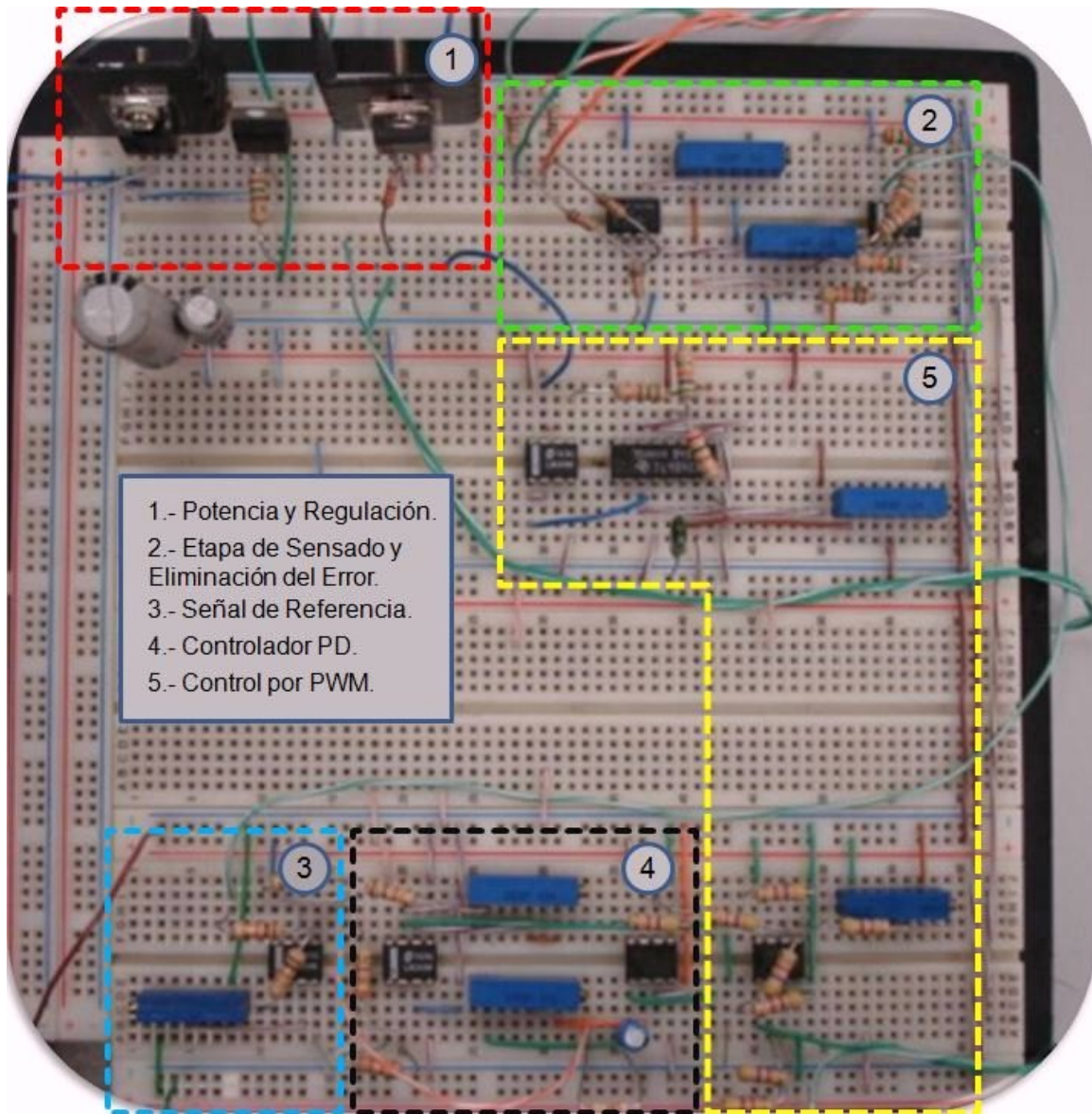
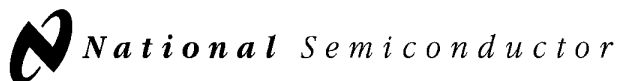


Figura B.1: Circuito de control de la plataforma de levitación magnética.

Apéndice C

Hoja de datos de los dispositivos electrónicos utilizados, otorgadas por el fabricante.



November 1994

LM741 Operational Amplifier

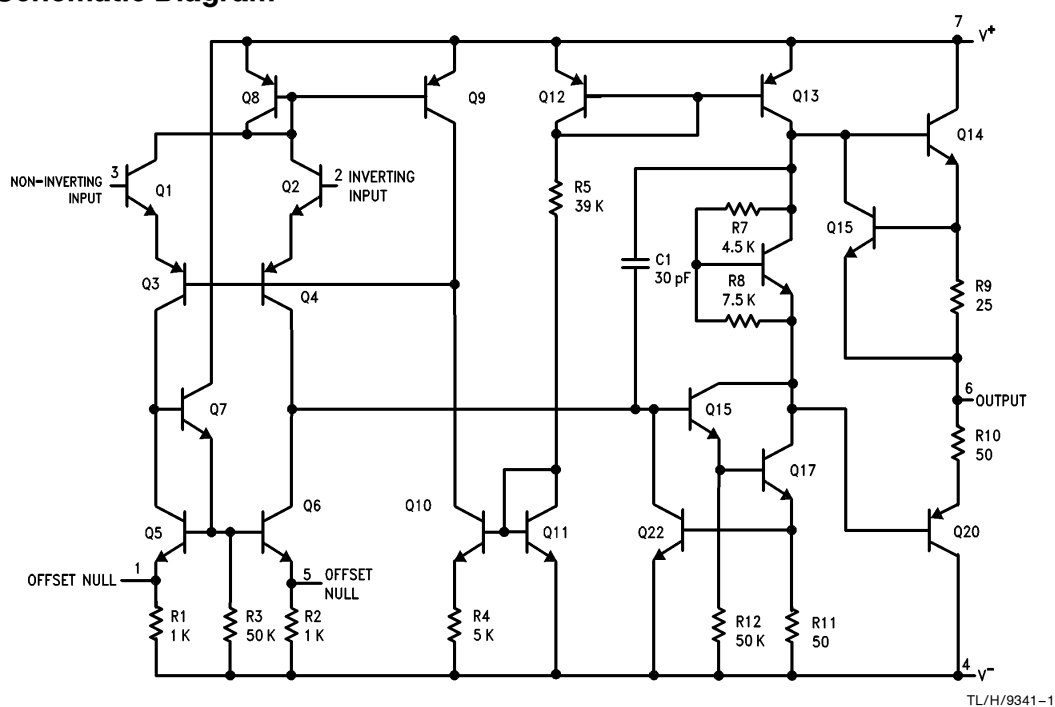
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

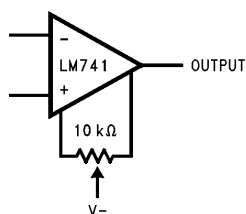
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic Diagram



Offset Nulling Circuit



Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	−55°C to +125°C	0°C to +70°C	−55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C	−65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.				
ESD Tolerance (Note 6)	400V	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)											
Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V V
	$V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$ $R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		μs %
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80	150							mW mW
LM741A	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150 150							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

Note 1: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_j max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

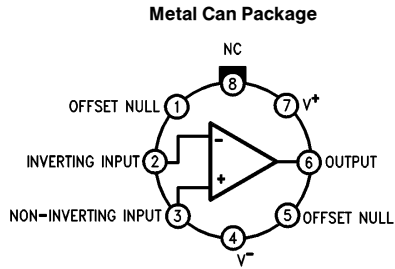
Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time(μs).

Note 5: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

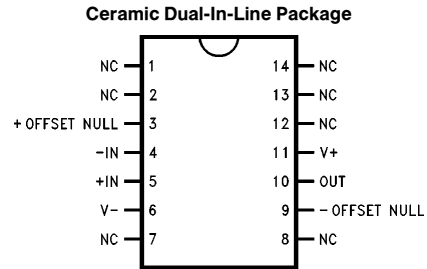
Note 6: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Connection Diagrams



TL/H/9341-2

**Order Number LM741H, LM741H/883*,
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C**

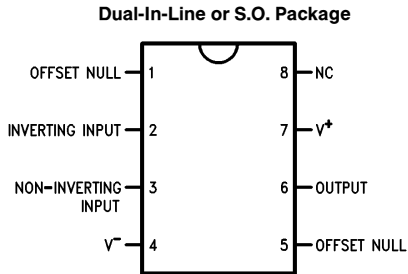


TL/H/9341-5

Order Number LM741J-14/883*, LM741AJ-14/883
See NS Package Number J14A**

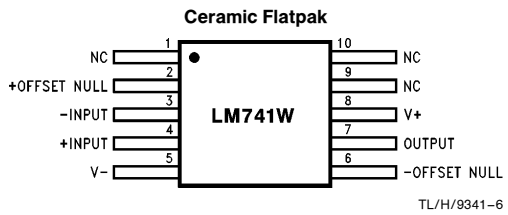
*also available per JM38510/10101

**also available per JM38510/10102



TL/H/9341-3

**Order Number LM741J, LM741J/883,
LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E**



TL/H/9341-6

**Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A**

*LM741H is available per JM38510/10101



Dual Low Power Operational Amplifiers

Utilizing the circuit designs perfected for recently introduced Quad Operational Amplifiers, these dual operational amplifiers feature 1) low power drain, 2) a common mode input voltage range extending to ground/ V_{EE} , 3) single supply or split supply operation and 4) pinouts compatible with the popular MC1558 dual operational amplifier. The LM158 series is equivalent to one-half of an LM124.

These amplifiers have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. They can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V, with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuit Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Single and Split Supply Operation
- Similar Performance to the Popular MC1558
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness of the Device without Affecting Operation

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM258 LM358	LM2904 LM2904V	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V_{CC}	32	26	
Split Supplies	V_{CC}, V_{EE}	± 16	± 13	
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range (Note 2)	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A			$^\circ\text{C}$
LM258		-25 to +85	-	
LM358		0 to +70	-	
LM2904		-	-40 to +105	
LM2904V		-	-40 to +125	

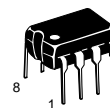
- NOTES:** 1. Split Power Supplies.
2. For Supply Voltages less than 32 V for the LM258/358 and 26 V for the LM2904, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Order this document by LM358/D

LM358, LM258, LM2904, LM2904V

DUAL DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

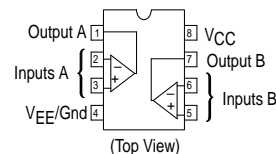


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM2904D	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904N		Plastic DIP
LM2904VD	$T_A = -40^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904VN		Plastic DIP
LM258D	$T_A = -25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-8
LM258N		Plastic DIP
LM358D	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-8
LM358N		Plastic DIP

LM358, LM258, LM2904, LM2904V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM258			LM358			LM2904			LM2904V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ to 30 V (26 V for LM2904, V), $V_{IC} = 0\text{ V}$ to $V_{CC} - 1.7\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 0\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ (Note 1) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 1)	V_{IO}	–	2.0	5.0	–	2.0	7.0	–	2.0	7.0	–	–	–	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	–	7.0	–	–	7.0	–	–	7.0	–	–	7.0	–	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	I_{IO}	–	3.0	30	–	5.0	50	–	5.0	50	–	5.0	50	nA
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	I_{IB}	–	–45	–150	–	–45	–250	–	–45	–250	–	–45	–250	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	–	10	–	–	10	–	–	10	–	–	10	–	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Common Mode Voltage Range (Note 2), $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}	V_{ICR}	0	–	28.3	0	–	28.3	0	–	24.3	0	–	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, For Large V_O Swing, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	A_{VOL}	50	100	–	25	100	–	25	100	–	25	100	–	V/mV
Channel Separation $1.0\text{ kHz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$, Input Referenced	CS	–	–120	–	–	–120	–	–	–120	–	–	–120	–	dB
Common Mode Rejection $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	CMR	70	85	–	65	70	–	50	70	–	50	70	–	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	–	65	100	–	50	100	–	50	100	–	dB
Output Voltage—High Limit ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 1) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{OH}	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	V
Output Voltage—Low Limit $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	V_{OL}	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	20	mV
Output Source Current $V_{ID} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$	I_{O+}	20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	mA
Output Sink Current $V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$	I_{O-}	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	mA
Output Short Circuit to Ground (Note 3)	I_{SC}	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 1) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 5\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	I_{CC}	–	1.5	3.0	–	1.5	3.0	–	1.5	3.0	–	1.5	3.0	mA

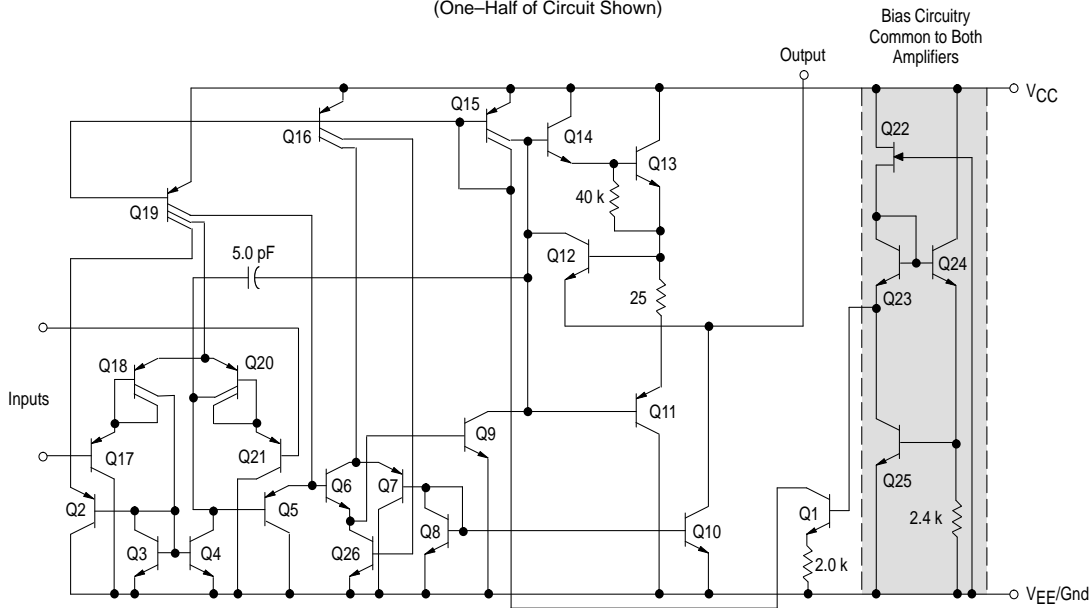
NOTES: 1. $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$ for LM2904
 $= -40^\circ\text{C}$ for LM2904V
 $= -25^\circ\text{C}$ for LM258
 $= 0^\circ\text{C}$ for LM358
 $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$ for LM2904
 $= +125^\circ\text{C}$ for LM2904V
 $= +85^\circ\text{C}$ for LM258
 $= +70^\circ\text{C}$ for LM358

2. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.
3. Short circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

LM358, LM258, LM2904, LM2904V



Representative Schematic Diagram
(One-Half of Circuit Shown)

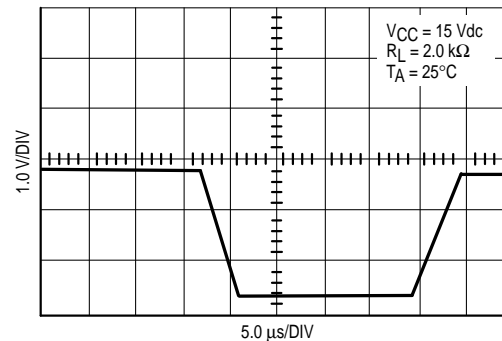


CIRCUIT DESCRIPTION

The LM258 series is made using two internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

Each amplifier is biased from an internal-voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.

Large Signal Voltage Follower Response



LM358, LM258, LM2904, LM2904V

Figure 1. Input Voltage Range

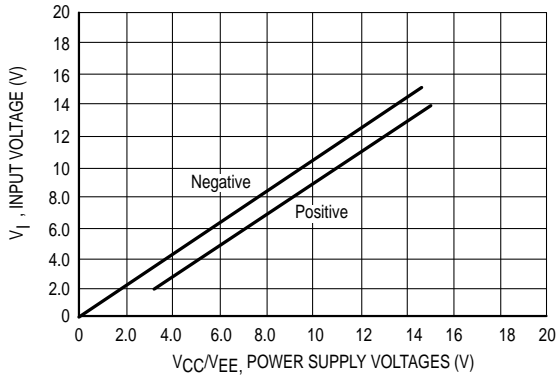


Figure 2. Large-Signal Open Loop Voltage Gain

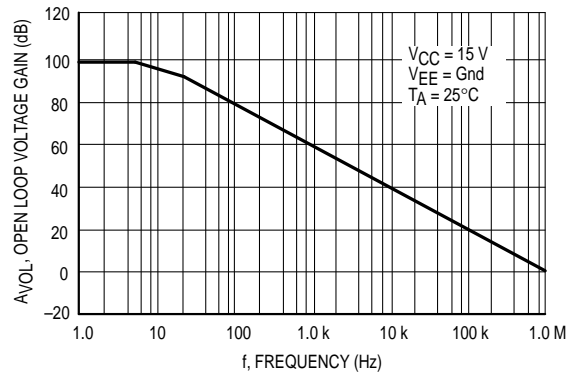


Figure 3. Large-Signal Frequency Response

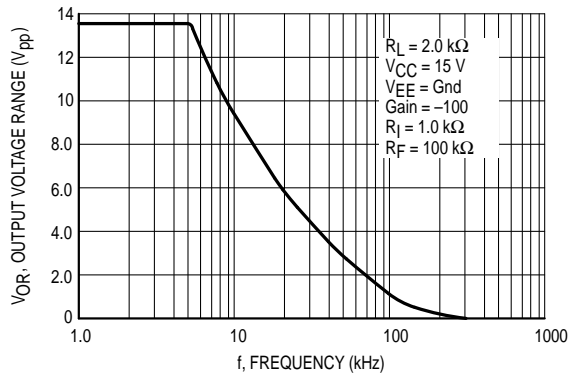


Figure 4. Small Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

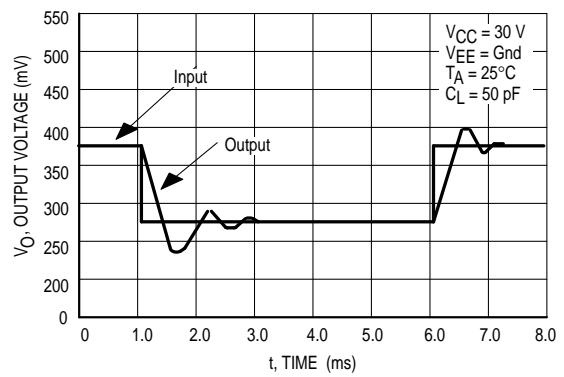


Figure 5. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

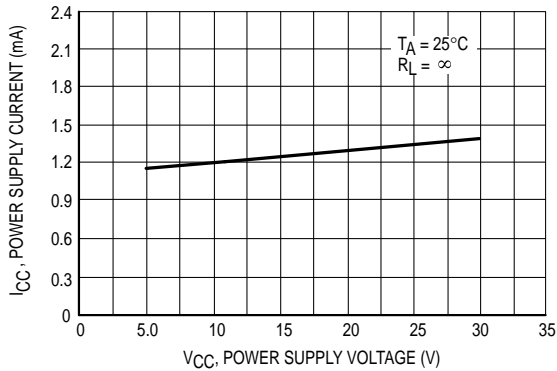
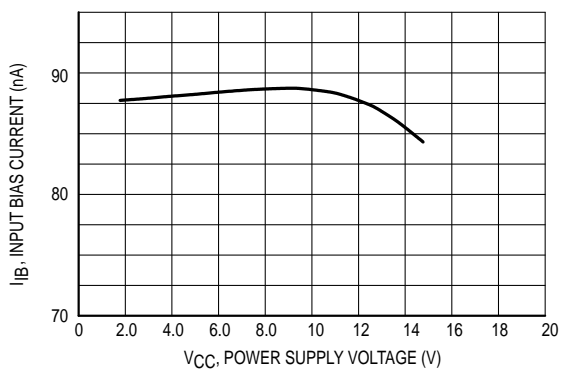


Figure 6. Input Bias Current versus Supply Voltage

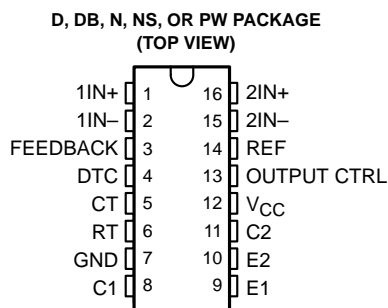


TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization



description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I is characterized for operation from -40°C to 85°C .

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (DB)	THIN SHRINK SMALL OUTLINE (PW)
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CDB	TL494CPW
-40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, DB, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR).



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

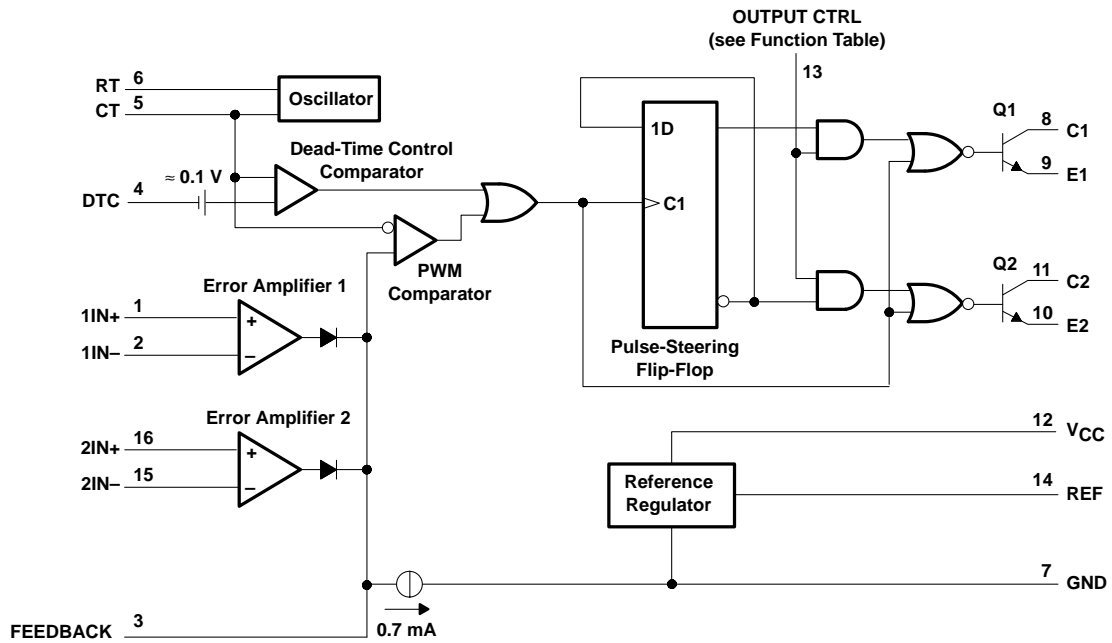
TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

FUNCTION TABLE

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
$V_I = \text{GND}$	Single-ended or parallel output
$V_I = V_{\text{ref}}$	Normal push-pull operation

functional block diagram



TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	41 V
Amplifier input voltage, V_I	$V_{CC} + 0.3$ V
Collector output voltage, V_O	41 V
Collector output current, I_O	250 mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2 and 3):	
D package	73°C/W
DB package	82°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
PW package	108°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTES: 1. All voltage values are with respect to the network ground terminal.

2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.

3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT	
V_{CC}	Supply voltage	7	40	V	
V_I	Amplifier input voltage	-0.3	$V_{CC}-2$	V	
V_O	Collector output voltage		40	V	
	Collector output current (each transistor)		200	mA	
	Current into feedback terminal		0.3	mA	
f_{osc}	Oscillator frequency	1	300	kHz	
C_T	Timing capacitor	0.47	10000	nF	
R_T	Timing resistor	1.8	500	k Ω	
T_A	Operating free-air temperature	TL494C	0	70	°C
		TL494I	-40	85	



TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$,
 $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	2	25		mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$	1	15		mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$	2	10		mV/V
Short-circuit output current§	REF = 0 V	25			mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature#	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	-0.3 to $V_{CC}-2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$	70	95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$	-2			mA

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Collector off-state current		$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	μA
Emitter off-state current		$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
	Emitter follower	$V_O(C1\text{ or }C2) = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	
Output control input current		$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0		

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT	
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$		6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$		9	15	
Average supply current	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, See Figure 1		7.5		mA	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Fall time			25	100	ns
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	ns
Fall time			40	100	ns

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

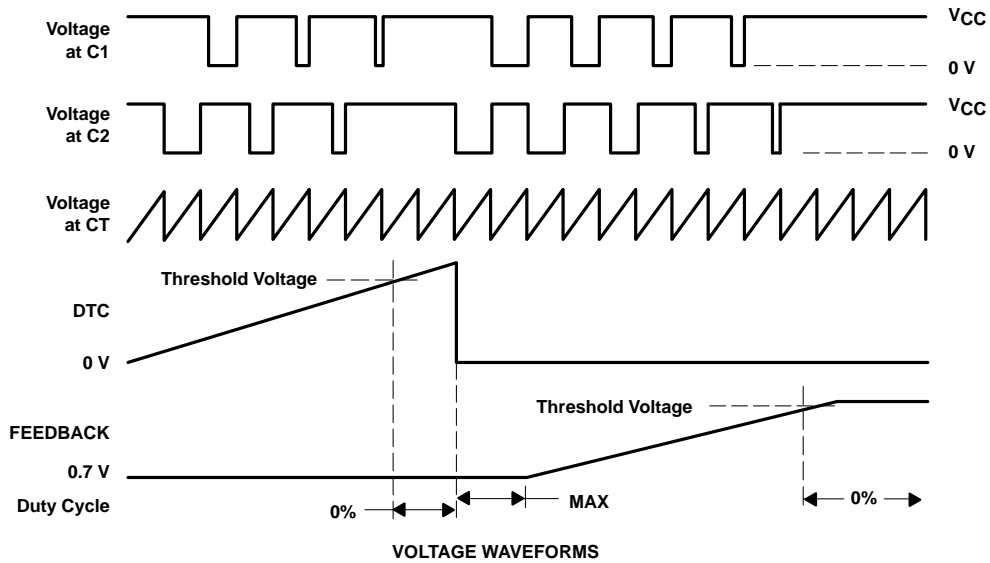
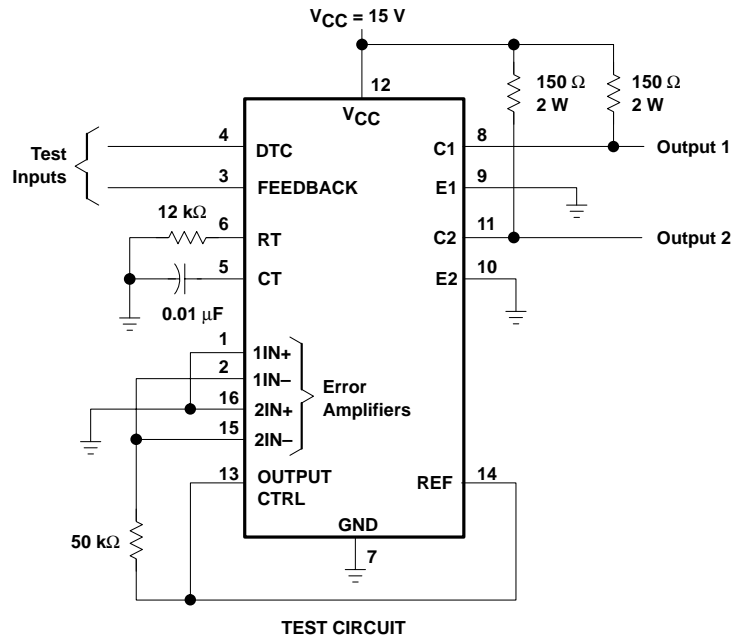


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

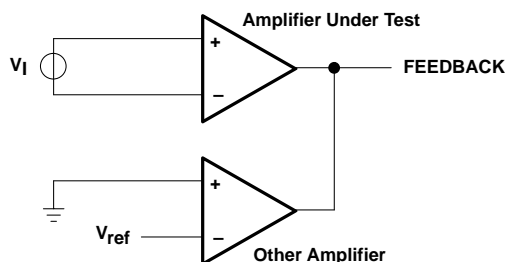
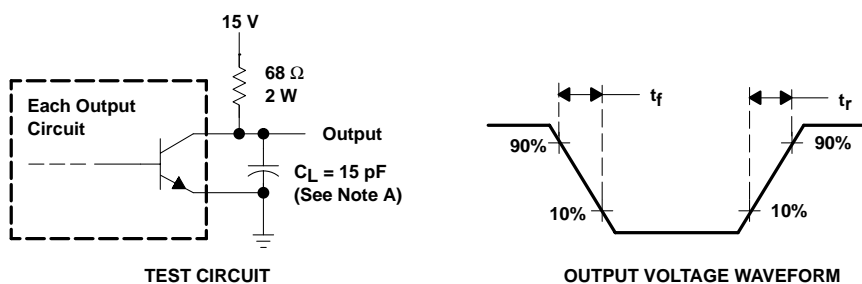
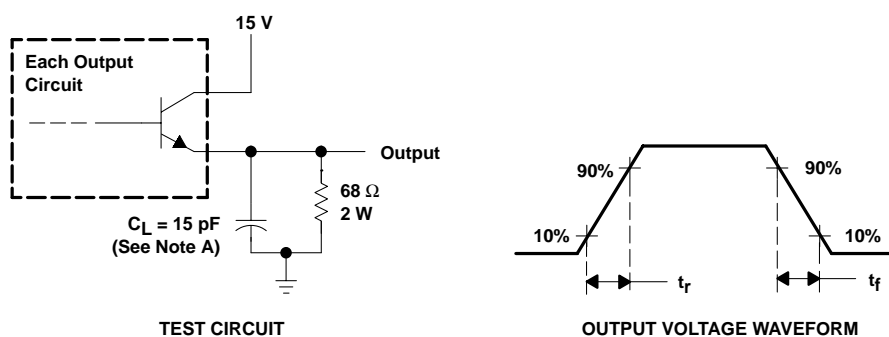


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



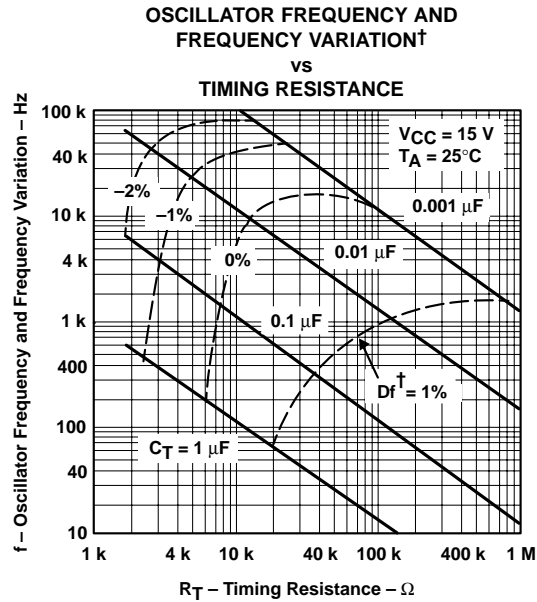
NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration

TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

TYPICAL CHARACTERISTICS



† Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

Figure 5

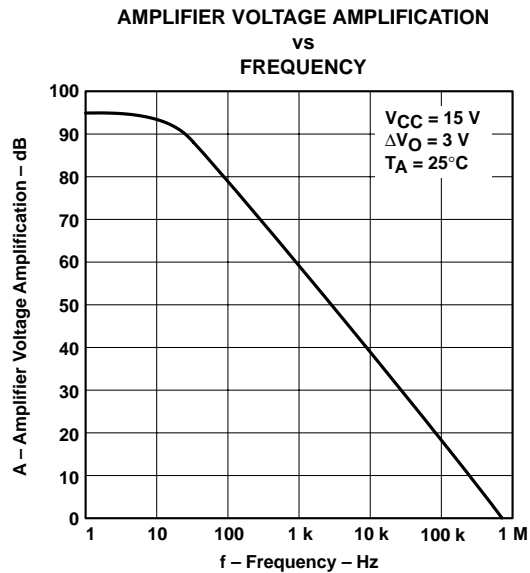


Figure 6

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

 Order this document
 by MJE2955T/D

Complementary Silicon Plastic Power Transistors

... designed for use in general-purpose amplifier and switching applications.

- DC Current Gain Specified to 10 Amperes
- High Current Gain — Bandwidth Product —
 $f_T = 2.0 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	70	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Current	I_C	10	Adc
Base Current	I_B	6.0	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	$P_{D\dagger}$	75	Watts
	MJE3055T, MJE2955T	0.6	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	1.67	$^\circ\text{C/W}$

\dagger Safe Area Curves are indicated by Figure 1. Both limits are applicable and must be observed.

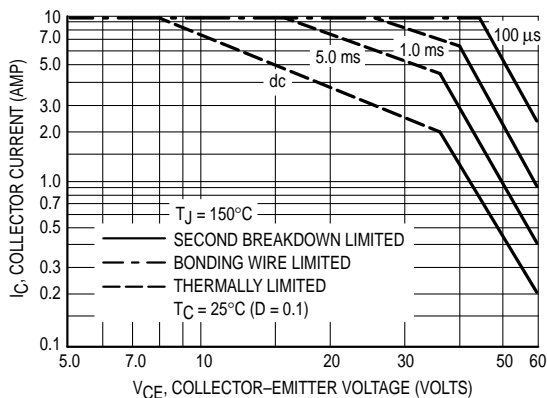


Figure 1. Active-Region Safe Operating Area

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

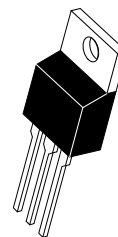
REV 1

© Motorola, Inc. 1995

PNP
MJE2955T*
NPN
MJE3055T*

*Motorola Preferred Device

10 AMPERE
COMPLEMENTARY
SILICON
POWER TRANSISTORS
60 VOLTS
75 WATTS



CASE 221A-06
TO-220AB

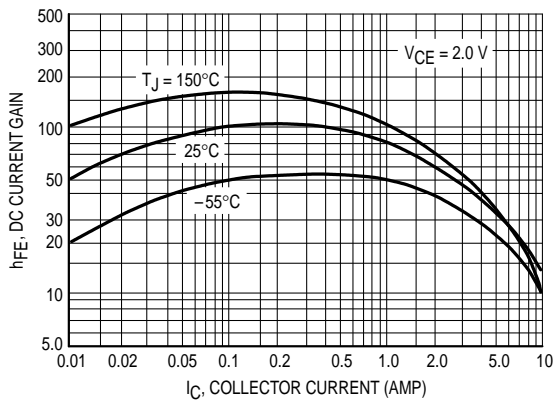
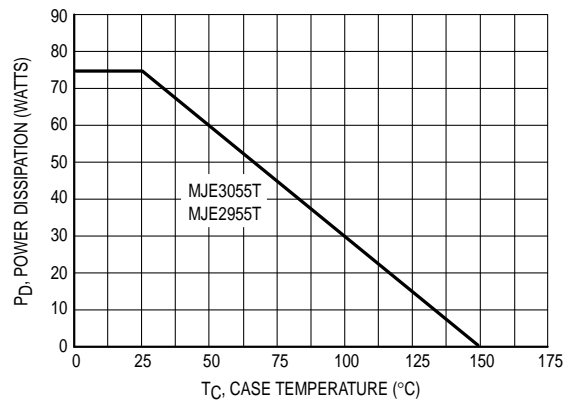
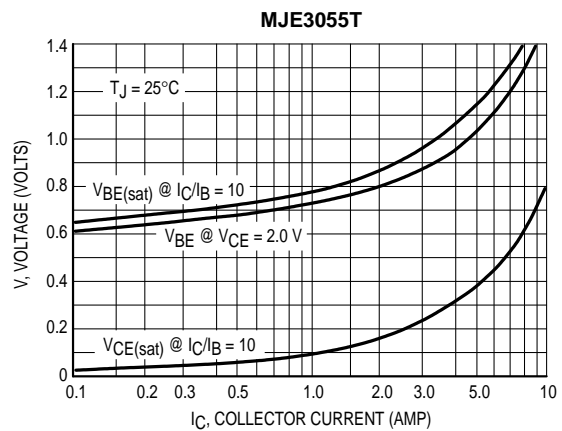
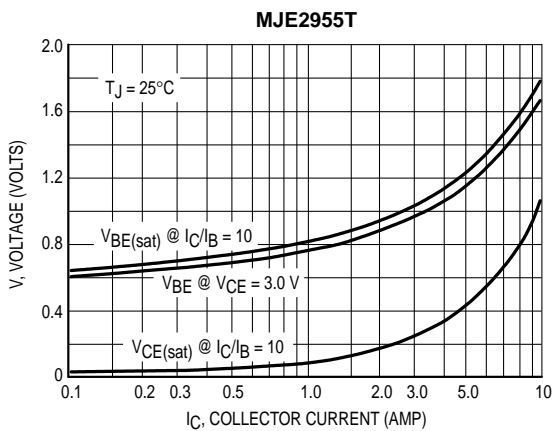
There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 1 is based on $T_{J(pk)} = 150^\circ\text{C}$. T_C is variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(pk)} \leq 150^\circ\text{C}$. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown. (See AN415A)



MJE2955T MJE3055T**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 200\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{CEO(sus)}$	60	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	I_{CEO}	—	700	μAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 70\text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 1.5\text{ Vdc}$) ($V_{CE} = 70\text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 1.5\text{ Vdc}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	I_{CEX}	—	1.0 5.0	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 70\text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 70\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	I_{CBO}	—	1.0 10	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	—	5.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (1) ($I_C = 4.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 10\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$)	hFE	20 5.0	100 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage (1) ($I_C = 4.0\text{ Adc}$, $I_B = 0.4\text{ Adc}$) ($I_C = 10\text{ Adc}$, $I_B = 3.3\text{ Adc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	1.1 8.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage (1) ($I_C = 4.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	1.8	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain-Bandwidth Product ($I_C = 500\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 500\text{ kHz}$)	f_T	2.0	—	MHz

(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 20\%$.**Figure 2. DC Current Gain****Figure 3. Power Derating****Figure 4. "On" Voltages**