



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

TRABAJO DE FIN DE GRADO

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE LEVITACIÓN
MAGNÉTICA GOBERNADO POR UN REGULADOR
ANALÓGICO**



Memoria y Anexos

Autor: Jose Antonio Ortega Díaz
Director: José María Huerta Sánchez
Departamento: ESAll
Convocatoria: Mayo 2018

Resum

L'objectiu principal d'aquest treball és aconseguir levitar una bola ferromagnètica, produint un camp magnètic que equilibri les forces exercides sobre ella. Per a portar a terme aquesta tasca serà necessari el disseny d'un sensor per conèixer la posició de la bola, el disseny i implementació d'un controlador analògic i el disseny d'un electroiman que subministri suficient atracció magnètica per a suspendre la bola. S'utilitzarà l'entorn de Matlab-Simulink per a la realització de simulacions amb la finalitat de dimensionar els components del sistema. La realització d'aquest projecte es posarà en pràctica mitjançant la construcció d'un prototip demostrant la funcionalitat del sistema.

Resumen

El objetivo principal de este trabajo es conseguir levitar una bola ferromagnética produciendo un campo magnético que equilibre las fuerzas ejercidas sobre ella. Para llevar a cabo esta tarea será necesario el diseño de un sensor para conocer la posición de la bola, el diseño e implementación de un controlador analógico y el diseño de un electroimán que suministre suficiente atracción magnética para suspender la bola. Se utilizará el entorno de Matlab-Simulink para la realización de simulaciones con la finalidad de dimensionar los componentes del sistema. La realización de este proyecto se pondrá en práctica mediante la construcción de un prototipo demostrando la funcionalidad del sistema.

Abstract

The first aim of this project is achieving to levitate a ferromagnetic ball producing a magnetic field that equilibrates the forces exerted over it. For doing that will be necessary the design of a sensor to know the position of the ball, the design and implementation of an analog controller and the design of a coil that supplies sufficient magnetic energy to levitate the ball. It will be used the Matlab-Simulink software for the realization of simulations so that the components of the system can be dimensioned. The realization of this project will be put in practice with the construction of a prototype demonstrating the performance of the system.



Agradecimientos

Agradezco a todas las personas que me han ayudado a llegar hasta aquí y a realizar este trabajo de fin de carrera. A mis padres y mi hermana, por apoyarme cada día en todo e interesarse siempre en mi proyecto, aportándome ideas y animándome a seguir con ello. A mi tutor, que me ha ayudado a resolver las dudas y a avanzar en el trabajo. Finalmente, también estoy agradecido a todos los compañeros y profesores que me han hecho estar motivado durante toda la carrera, facilitándome el aprendizaje y animándome a continuar hasta el final.

Índice general

RESUM	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
AGRADECIMIENTOS	V
1. PREFACIO	1
1.2. Origen del trabajo.....	1
1.3. Motivación	1
1.4. Requerimientos previos	1
2. INTRODUCCIÓN	2
2.1. Objetivos del trabajo	2
2.1.1. Objetivo general.....	2
2.1.2. Objetivos específicos	2
2.2. Alcance del trabajo	3
3. ESTADO DEL ARTE Y MARCO TEÓRICO	4
3.1. Estado del arte	4
3.2. Marco teórico	8
3.2.1. Introducción	8
3.2.2. Principios de electromagnetismo.....	9
4. SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA	16
4.1.1. Descripción de la planta	17
4.1.2. Driver de corriente.....	21
4.1.3. Controlador	22
4.1.4. Curva de corriente vs posición de equilibrio	22
4.1.5. Curva de sensado	24
5. MODELO MATEMÁTICO DE LA PLANTA	26
6. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR PD	35
6.1. Introducción.....	35
6.2. Etapa proporcional	36
6.3. Etapa integradora	37
6.4. Etapa derivadora	37

6.5. Etapa sumadora.....	38
6.6. Criterio de Routh para determinar la estabilidad del sistema	39
6.6.1. Asignación de polos, respuesta temporal y representación en el LGR.	41
6.7. Diseño del controlador PD	46
6.8. Implementación del controlador PD en el prototipo.....	48
7. RESULTADOS EXPERIMENTALES _____	50
CONCLUSIONES _____	52
PRESUPUESTO _____	53
BIBLIOGRAFIA _____	57
ANEXO A: DATASHEETS _____	60
ANEXO B: ESQUEMAS Y CÁLCULOS _____	99
ANEXO C: PROGRAMAS _____	103
ANEXO D: TABLAS _____	106

Índice de figuras

FIGURA 3.1. TREN MAGLEV LO SERIES DE JAPÓN (FUENTE:[1]).....	4
FIGURA 3.2. FUERZAS ENTRE DOS IMANES: A. ATRACTIVAS, B. REPULSIVAS (FUENTE:[2][3])	5
FIGURA 3.3. SISTEMAS EMS Y EDS (FUENTE:[4][5])	5
FIGURA 3.4. TREN MAGLEV SHANGAI (FUENTE:[4]).....	6
FIGURA 3.5. TREN LINIMO (FUENTE:[7]).....	7
FIGURA 3.6. SISTEMA MAGLEV CINTA TRANSPORTADORA (FUENTE:[8])	7
FIGURA 3.7. SISTEMA DE TRANSPORTE AÉREO RÁPIDO SKYTRAN (FUENTE: [9])	8
FIGURA 3.8. EL PRODUCTO VECTORIAL $\boldsymbol{v} \times \boldsymbol{B}$ ES PERPENDICULAR A LOS VECTORES \boldsymbol{v} Y \boldsymbol{B} . (FUENTE: PROPIA)	9
FIGURA 3.9. CARGA PUNTUAL Q QUE SE MUEVE CON UNA VELOCIDAD \boldsymbol{v} CREANDO UN CAMPO MAGNÉTICO EN UN PUNTO P EN LA DIRECCIÓN $\boldsymbol{v} \times \boldsymbol{r}$, EN DONDE \boldsymbol{r} ES EL VECTOR UNITARIO DIRIGIDO DESDE LA CARGA HASTA EL PUNTO P. (LA CRUZ VERDE EN EL PUNTO P INDICA QUE LA DIRECCIÓN DEL CAMPO ES PERPENDICULAR AL PAPEL Y HACIA DENTRO) (FUENTE: PROPIA)	10
FIGURA 3.10. FLUJO MAGNÉTICO (FUENTE:[12])	11
FIGURA 3.11. REGLA DE LA MANO DERECHA PARA SEÑALAR EL SENTIDO DEL CAMPO MAGNÉTICO (FUENTE: [13])	11
FIGURA 3.12. CAMPO MAGNÉTICO CREADO POR UN ELECTROIMÁN (FUENTE:[14]).....	12
FIGURA 3.13. FLUJO MAGNÉTICO INDUCIDO EN UNA MATERIAL FERROMAGNÉTICO (FUENTE:[15])	13
FIGURA 3.14. CURVAS DE MAGNETIZACIÓN PARA DIFERENTES MATERIALES (FUENTE:[16])	13
FIGURA 3.15. HISTÉRESIS MAGNÉTICA (FUENTE: [17])	14
FIGURA 3.16. CONDUCTOR SOMETIDO A UN CAMPO MAGNÉTICO VARIABLE EN EL TIEMPO (FUENTE: [18])	14
FIGURA 3.17. INDUCTOR (FUENTE: [19])	15
FIGURA 4.1. SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA (FUENTE:PROPIA).....	16
FIGURA 4.2. ELECTROIMÁN DISEÑADO (FUENTE:PROPIA).....	17
FIGURA 4.3. MEDIDOR LC HM8018 HAMEG (FUENTE: [20]).....	18
FIGURA 4.4. GRÁFICA OBTENIDA CON EL OSCILOSCOPIO PICO SCOPE 2000 SERIES DE LA TENSIÓN DEL INDUCTOR (TRAZA ROJA) Y DEL GENERADOR (TRAZA AZUL) (FUENTE: PROPIA)	19
FIGURA 4.5. CUADRO QUE SE OBSERVA EN LA FIGURA ANTERIOR CON INFORMACIÓN SOBRE LA FRECUENCIA A LA QUE LA TENSIÓN DE UNIÓN RESISTOR-INDUCTOR ES LA MITAD QUE LA TENSIÓN DE ENTRADA	19
FIGURA 4.6. A LA IZQUIERDA ESTÁ EL EMISOR DE INFRARROJOS Y A LA DERECHA EL FOTOTRANSISTOR (FUENTE: PROPIA)	20
FIGURA 4.7. FOTOTRANSISTOR BPW40 (IZQUIERDA) Y EMISOR IR TSAL6200 (DERECHA) (FUENTE:[21][22])	20
FIGURA 4.8. ESFERA IMÁN PERMANENTE (FUENTE: PROPIA)	21
FIGURA 4.9. AMPLIFICADOR DE POTENCIA OPA548 (FUENTE: [23]).....	21
FIGURA 4.10. REGULADOR PD (FUENTE: [24])	22
FIGURA 4.11. GRÁFICA DE CORRIENTE (A) –POSICIÓN (M) (FUENTE: PROPIA)	23
FIGURA 4.12. GRÁFICA DE TENSIÓN DEL SENSOR (V) –POSICIÓN (M) (FUENTE: PROPIA)	24
FIGURA 4.13. ECUACIÓN DE LA RECTA DE LA ZONA LINEAL (FUENTE: PROPIA)	25

FIGURA 5.1. CIRCUITO RL (FUENTE: PROPIA)	26
FIGURA 5.2. LUGAR GEOMÉTRICO DE LAS RAÍCES DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $G(s)$ (FUENTE: PROPIA)	34
FIGURA 6.1. CONTROLADOR PID (FUENTE: PROPIA)	36
FIGURA 6.2. INVERSOR (FUENTE: PROPIA)	36
FIGURA 6.3. INTEGRADOR (FUENTE: PROPIA)	37
FIGURA 6.4. DERIVADOR (FUENTE: PROPIA)	38
FIGURA 6.5. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (FUENTE: PROPIA)	38
FIGURA 6.6. SUMADOR (FUENTE: PROPIA)	39
FIGURA 6.7. LGR DEL SISTEMA COMPENSADO (FUENTE: PROPIA)	44
FIGURA 6.8. RESPUESTA TEMPORAL DEL SISTEMA CON $K_P=800$ Y $K_D=7$ (FUENTE: PROPIA)	45
FIGURA 6.9. RESPUESTA TEMPORAL DEL SISTEMA CON $K_P=800$ Y $K_D=12$ (FUENTE: PROPIA)	45
FIGURA 6.10. CIRCUITO ANALÓGICO DEL CONTROLADOR PD (FUENTE: PROPIA)	46
FIGURA 6.11. CIRCUITO SISTEMA DE LEVITACIÓN MAGNÉTICA (FUENTE: PROPIA)	48
FIGURA 6.12. MONTAJE DEL CIRCUITO EN UNA PROTOBOARD (FUENTE: PROPIA)	49
FIGURA 6.13. BOLA IMÁN LEVITANDO (FUENTE: PROPIA)	49
FIGURA 7.1. SIMULACIÓN EN EL OSCILOSCOPIO DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA CON $K_P=800$ Y $K_D=12$ (FUENTE: PROPIA)	50
FIGURA 7.2. SIMULACIÓN EN SIMULINK DE LA RESPUESTA DEL SISTEMA CON $K_P=800$ Y $K_D=12$ (FUENTE: PROPIA)	51
FIGURA 7.2. DIAGRAMA REALIZADO EN SIMULINK DEL SISTEMA COMPLETO (FUENTE: PROPIA)	51
FIGURA 0.1. DISIPADOR TO220 PARA EL OPA548 (FUENTE: [37])	102

Índice de tablas

TABLA 1: PUNTOS DE EQUILIBRIO CORRIENTE FRENTE A POSICIÓN	23
TABLA 2: TENSIÓN DEL SENSOR EN DIFERENTES PUNTOS DE EQUILIBRIO	24
TABLA 3: PARÁMETROS DEL SISTEMA DE LEVITACIÓN	32
TABLA 4: MATRIZ DE ROUTH COMPLETA PARA EL SISTEMA CONSIDERADO	41

1. Prefacio

1.2. Origen del trabajo

Uno de los motivos que me han llevado a escoger este tema de trabajo es la curiosidad que me cautiva el mundo de la levitación magnética. Un ejemplo práctico de moda dónde se hace uso de esta tecnología son los sistemas de suspensión magnética de los trenes de alta velocidad, que llegan a alcanzar velocidades altas rondando los 500 km/h.

1.3. Motivación

Los sistemas de levitación magnética son sistemas sin contactos, por lo que no existen fuerzas de rozamiento y no se requieren lubricantes. La falta de contacto físico hace de esta tecnología ideal para trabajar en entornos industriales, con una reducción de los costos de mantenimiento y de consumo. Los sistemas de levitación magnética tienen un interés motivador para el estudio de la estabilidad de los sistemas de control, junto con la realización de una parte práctica verificando su funcionamiento.

1.4. Requerimientos previos

Para la realización de este trabajo es necesario poseer conocimientos suficientes de electrónica analógica, para la implementación de un regulador analógico que hará la función de controlar el sistema de levitación magnética, matemáticas, para crear modelos matemáticos que linealicen sistemas no lineales, regulación y control, para obtener la función de transferencia de la planta y estudiar su controlabilidad, y física, para entender los principios de funcionamiento de los sistemas de levitación magnética.

2. Introducción

En el presente trabajo se tiene en cuenta la levitación por atracción, que es propiamente inestable y no lineal, y necesita una acción de control al fin de suspender el objeto (bola) a una cierta distancia del electroimán. Este proyecto comprende una serie de subsistemas en los que intervienen la parte del sensado, control y potencia.

La memoria se divide en diferentes fases de forma que se presentan los pasos necesarios para realizar el diseño y construcción del sistema de levitación magnética. En la primera fase se tratan los objetivos y el alcance del proyecto, la segunda, se hace un repaso del estado del arte de los sistemas de levitación y se explican los fundamentos físicos asociados a los sistemas de levitación, la tercera, se desarrolla un modelo matemático que modela el sistema formado por el sensor, el actuador (electroimán) y el objeto que levita. La cuarta se estudia un método para predecir los parámetros del regulador, se propone un circuito y se dimensionan todos los componentes. Finalmente, se construye y se prueba el sistema de levitación diseñado.

Finalmente, se recogen las conclusiones más relevantes derivadas del trabajo.

2.1. Objetivos del trabajo

2.1.1. Objetivo general

- Diseñar y construir un sistema de levitación magnética controlado por un regulador analógico.

2.1.2. Objetivos específicos

- Hacer una búsqueda de fuentes de información sobre los sistemas de levitación magnética y revisar el estado de arte del principio de levitación electromagnética.
- Elegir el sensor que mejor se ajuste a las condiciones para obtener información de la posición de la bola.
- Una vez elegido el sensor, caracterizar los parámetros asociados al conjunto sistema de sensado y planta: curva de sensado, para obtener la respuesta del sensor al aplicar diferentes corrientes en varias posiciones de equilibrio y de esta manera analizar el margen dinámico de trabajo de la bola, curva corriente-posición, para la obtención de la constante electromagnética.
- Crear un modelo matemático que modele y linealice el sistema.

- Obtener las funciones de transferencia de cada componente del sistema de levitación magnética y hacer un análisis de estabilidad absoluta del sistema realimentado para hallar las constantes del controlador que estabilizan al sistema.
- Integrar los resultados obtenidos en Matlab-Simulink y hacer un estudio de las constantes que optimizan la respuesta del sistema para finalmente implementarlas en el prototipo real.
- Construir el prototipo del sistema de levitación magnética.

2.2. Alcance del trabajo

Se requiere diseñar un sistema de levitación magnética donde la bola pueda levitar en un tramo en función del tipo de sensor. En un display se visualizará en todo momento la posición de la bola y la corriente del electroimán.

3. Estado del arte y marco teórico

3.1. Estado del arte

Para entender el nacimiento y el desarrollo de la levitación magnética hay que recordar la situación económica por la década de 1960, cuando la economía global estaba en auge, lo cual condujo a una congestión del tráfico terrestre y aéreo. El coste de la aviación fue incrementándose debido a la subida en los precios del combustible. El ferrocarril convencional había alcanzado su máximo crecimiento. Una de las razones para la saturación de los ferrocarriles fue debido a la limitación de velocidad a menos de 200 km/h que permitían las uniones ferroviarias. No fue hasta mediados de la década de 1980 que aparecieron los primeros trenes de alta velocidad que podían viajar alrededor de los 300 km/h. Al conocer la creciente demanda por la alta velocidad y un mejor confort en los viajes interurbanos, una nueva generación de sistemas de transporte era necesario, es decir, un nuevo sistema capaz de funcionar en el intervalo de 300–500 km/h. Hasta hace poco, con las velocidades de funcionamiento de los sistemas de transporte de tren por raíles alcanzando los 400 km/h, la diferencia de velocidad entre los sistemas que funcionan por levitación magnética y los de raíles se ha hecho más estrecha. El tren por levitación magnética (Figura 3.1) surgió como una alternativa a los sistemas de raíles convencionales que podía superar sus límites de velocidad y sus problemas medioambientales.



Figura 3.1. Tren maglev LO series de Japón (Fuente:[1])

La suspensión y la propulsión son funciones básicas requeridas para cualquier clase de vehículos. En los sistemas de levitación magnética, los campos magnéticos median para cumplir estas dos funciones sin existir contacto físico. El campo magnético es producido mediante el movimiento de cargas eléctricas (electrones), y la interacción entre campos genera unas fuerzas

mecánicas de atracción o repulsión sobre los objetos afectados. Una bobina transportando corriente o un imán permanente son dos de los métodos más usados para producir campos magnéticos. Las propiedades de los campos magnéticos son la generación de fuerzas atractivas y repulsivas (Figura 3.2), dependiendo de si las polaridades son iguales u opuestas. Estos dos tipos de fuerzas generadas por los campos magnéticos son las primeras fuerzas involucradas en la suspensión y propulsión de los sistemas maglev (levitación magnética).

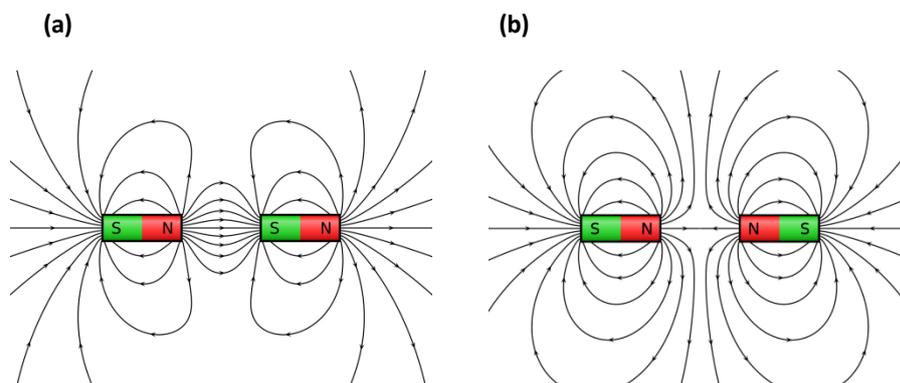


Figura 3.2. Fuerzas entre dos imanes: a. atractivas, b. repulsivas (Fuente:[2][3])

Existen dos grandes tipos de levitación magnética: los sistemas de atracción electromagnética, conocidos como EMS (Electromagnetic Suspension), y los sistemas de repulsión electrodinámica, conocidos como EDS (Electrodynamic Suspension) (Figura 3.3).

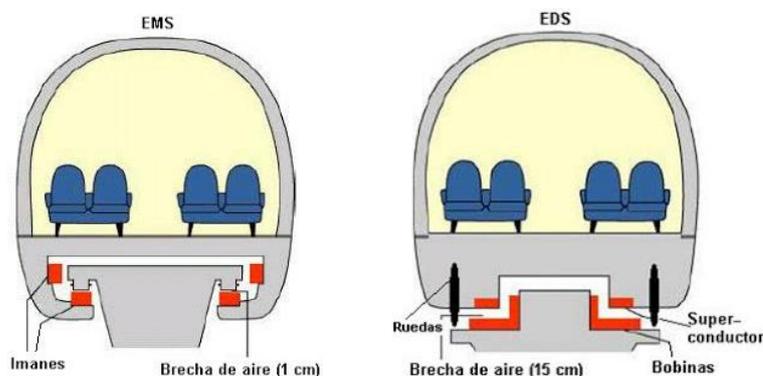


Figura 3.3. Sistemas EMS y EDS (Fuente:[4][5])

El segundo, se basa en la repulsión de dos campos magnéticos que pueden ser generados por inducción magnética o con imanes permanentes. El primero, requiere el uso de un electroimán para mantener su separación del objeto aplicando continuamente una corriente por las espiras de la bobina. En este método, es necesario un lazo de control realimentado para conseguir la estabilización. Es importante señalar que puede haber combinaciones de fuerzas atractivas y repulsivas. Un ejemplo son los motores lineales usados para la propulsión sin

contacto: LIM (Linear Inductive Motor), que se usa para la propulsión a baja velocidad, o LSM (Linear Synchronous Motor), que puede usarse para la propulsión tanto a velocidades bajas como altas.

Usar un sistema magnético en lugar del sistema convencional comporta algunas ventajas en sus aspectos funcionales y medioambientales, como su baja vibración, su bajo ruido y su baja contaminación. Lo verdaderamente importante es que, en el caso del tren maglev, es capaz de alcanzar velocidades que no son posibles con los sistemas convencionales. Mientras la fuerza de fricción está limitada por el peso del vehículo y el coeficiente de fricción, a pesar de la potencia del motor a tracción, el motor lineal, para el sistema maglev, puede suministrar suficiente arranque para ponerlo enseguida a altas velocidades. Cerca de 40 años después que se empezara a trabajar en los trenes maglev, el primer sistema maglev comercial se puso en marcha en Shangai, China, en 2004 (Figura 3.4). El punto clave en sus características técnicas está en el uso de electroimanes por suspensión/guado y LSM (Motor Lineal Síncrono) para altas velocidades hasta 430 km/h permitidas por las vías de Shangai. La distancia de 10 mm entre la vía y los imanes es mantenida gracias al control de unos electroimanes. Este tipo de suspensión funciona bastante bien por la vía, a pesar de las pequeñas tolerancias que el sistema requiere para mantener dicha distancia. Durante sus 10 años de funcionamiento libre de problemas, el sistema ha comprobado que un tren maglev usando EMS puede ofrecer un alto nivel de fiabilidad y operación que benefician propiamente a los sistemas maglev. Esto promete ser una opción muy interesante para el transporte público del futuro.



Figura 3.4. Tren maglev Shangai (Fuente:[4])

El sistema maglev LO (Figura 3.1) series de Japón es un sistema electrodinámico (EMS) típico que tiene unos imanes superconductores instalados en el tren y unos electroimanes en los rieles. Mientras el tren se mueve con velocidad relativa a los electroimanes, las corrientes son inducidas en cada uno de estos los cuales producen un campo magnético. Ambos campos magnéticos de la pareja imán-electroimán producen fuerzas de levitación y guiado lateral. Recientemente, el vehículo alcanzó una velocidad de 603 km/h en un tramo de pruebas de 42,8

km en Yamanashi. Está planeado ponerlo en servicio en la ruta que une Tokyo y Nagoya en 2027.



Figura 3.5. Tren Linimo (Fuente:[7])

El Linimo (Figura 3.5), un vehículo de baja velocidad tipo atractivo, ha estado transportando 20.000 pasajeros por día en Nagoya, Japón, desde 2005. Durante 10 años de funcionamiento, su alto nivel de fiabilidad, su atractivo sostenible y sus bajos costes de mantenimiento, han probado su potencial en aplicaciones urbanas y suburbanas.

Haciendo hincapié del éxito de los sistemas de transporte maglev, la levitación magnética está despertando un fuerte interés en diversas aplicaciones donde las operaciones sin contacto son un factor a tener en cuenta.



Figura 3.6. Sistema maglev cinta transportadora (Fuente:[8])

En los procesos de fabricación en las industrias de displays y semiconductores, las cintas transportadoras de rodillos son uno de los factores más importantes para la producción económica. La cinta transportadora ha sido muy utilizada durante años y ofrece simplicidad y

rentabilidad. Sin embargo, este tipo de sistema basado en contacto crea partículas, lo cual puede llevar a fallas en los productos. La velocidad es además otra consideración. Como alternativa a las cintas transportadoras, el prototipo maglev presentado en la Figura 3.6 fue construido usando la misma configuración que los vehículos maglev urbanos como el Linimo. Este transportador magnético puede ofrecer un rápido y limpio transporte de LCDs o semiconductores a velocidades altas, resultando una mejora de la productividad. Fueron también proyectos interesantes la realización de skateboards levitadores sin ruedas. Estos podían mantenerse sobre un plato conductivo a una altura de 10 mm, permitiendo al skater disfrutar de una experiencia skateboarding innovadora. Otro proyecto innovador se trata de un sistema basado en electroimanes y LIMs (Laboratory Information Management System), un prototipo PRT (Personal Rapid Transit), llamado SkyTran (Figura 3.7). Este vehículo es un sistema de transporte aéreo, patentado, de alta velocidad y bajo coste. Está asegurado que este medio será capaz de transportar pasajeros de una forma rápida, segura, sostenible y económica.



Figura 3.7. Sistema de transporte aéreo rápido SkyTran (Fuente: [9])

3.2. Marco teórico

3.2.1. Introducción

Más allá de hace ya 2000 años los griegos ya habían descubierto que un tipo de material denominado magnetita tenía la propiedad de atraer piezas de hierro.([10], p.769)

En 1269, Pierre de Maricourt descubrió que si una aguja se deja libremente en distintas posiciones sobre un imán natural esférico, se orienta a lo largo de líneas que, rodeando el imán, pasan por puntos situados en extremos opuestos de la esfera. Estos puntos fueron llamados polos del imán. Posteriormente, muchos experimentadores observaron que todo imán, cualquiera que sea su forma, posee dos polos, llamados polo norte y polo sur, en donde la

fuerza ejercida por el imán tiene su máxima intensidad. También se observó que los polos iguales de dos imanes se repelen entre sí y los polos distintos de atraen mutuamente.

En 1600, William Gilbert descubrió que la Tierra es un imán natural con polos magnéticos próximos a los polos geográficos norte y sur. Como el polo norte de la aguja de una brújula apunta al polo sur de un imán, lo que llamamos polo norte de la Tierra es realmente un polo sur magnético.

Aunque las cargas eléctricas y los polos magnéticos son semejantes en muchos aspectos, hay una diferencia importante: los polos magnéticos siempre se presentan por parejas. Si se rompe un imán por la mitad, aparecen polos iguales y opuestos a cada lado del punto de rotura; es decir, aparecen dos imanes, cada uno con un polo norte y un polo sur.

3.2.2. Principios de electromagnetismo

- **Campo magnético:** Campo creado por el movimiento de cargas eléctricas. (11)

Ante la existencia de un campo magnético \vec{B} puede demostrarse que cuando una carga eléctrica q posee una velocidad \vec{v} aparece una fuerza ejercida sobre esta perpendicular a ambos componentes \vec{v} y \vec{B} . (Figura 3.8). El sentido de dicha fuerza es el que correspondería a un tornillo que avanza cuando gira en el mismo sentido de \vec{v} hacia \vec{B} .

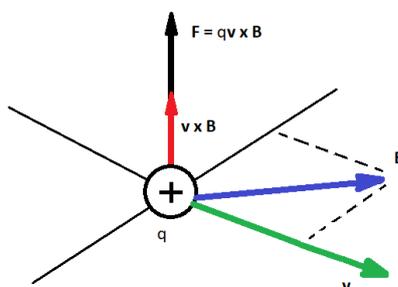


Figura 3.8. El producto vectorial $\vec{v} \times \vec{B}$ es perpendicular a los vectores \vec{v} y \vec{B} . (Fuente: Propia)

$$\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B} \tag{3.1}$$

Según la Ec. 3.1 el vector fuerza \vec{F} es igual a la carga eléctrica de un electrón multiplicado por el producto vectorial de los vectores velocidad \vec{v} y campo magnético \vec{B} . La unidad del SI del campo magnético es el tesla (T). Un tesla es igual a la fuerza de un newton que experimenta una carga

de un culombio que se mueve a una velocidad de un metro por segundo perpendicular a un campo magnético:

$$1 T = 1 \frac{N}{Cm/s} = 1N/A.m \quad (3.2)$$

Como el tesla es una unidad bastante grande y difícil de conseguir, se toma como unidad usada frecuentemente el gauss (G), que está relacionada con el tesla por:

$$1 G = 10^{-4}T \quad (3.3)$$

A continuación se escribe la expresión del campo magnético \vec{B} creado por una carga puntual móvil q que se mueve con una velocidad \vec{v} :

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{q \vec{v} \times \hat{r}}{r^2} \quad (3.4)$$

En donde \hat{r} es un vector unitario que apunta desde la carga q con velocidad \vec{v} hasta al punto P del campo y μ_0 es una constante de proporcionalidad llamada permeabilidad del espacio libre, de valor:

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}T.m/A = 4\pi \times 10^{-7}N/A^2 \quad (3.5)$$

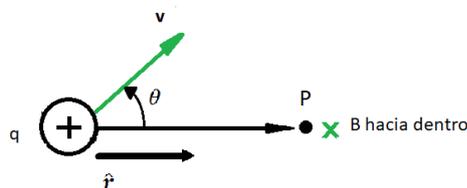


Figura 3.9. Carga puntual q que se mueve con una velocidad \vec{v} creando un campo magnético en un punto P en la dirección $\vec{v} \times \hat{r}$, en donde \hat{r} es el vector unitario dirigido desde la carga hasta el punto P . (La cruz verde en el punto P indica que la dirección del campo es perpendicular al papel y hacia dentro) (Fuente: Propia)

Como se deduce de la Ec. 3.4 el campo magnético varía en razón inversa al cuadrado de la distancia desde la carga hasta el punto considerado y es proporcional al seno del ángulo que forman \vec{v} y \hat{r} .

- **Fuerzas de atracción y repulsión:** Una fuerza atractiva entre dos objetos magnéticos se genera cuando las líneas de campo van de un objeto a otro. Sin embargo, si los mismos

polos están enfrentados uno con el otro, las líneas de campo resultan en una fuerza repulsiva entre ellos. (Figura 3.2)

- **Sustancia magnética:** Algunos materiales pueden ser magnetizados por campos magnéticos externos. Los tipos de materiales más comunes son el hierro, el níquel, el cobalto y la mayoría de sus aleaciones. Los materiales ferromagnéticos son los mejores aliados para el magnetismo. Los materiales diamagnéticos no responden a los campos magnéticos aplicados. El hierro es muy utilizado como material para la magnetización en los sistemas magnéticos.
- **Flujo y densidad de flujo:** El flujo magnético ϕ (Figura 3.10) es el número de líneas de campo que atraviesan un área determinada. Un campo magnético intenso significa un número elevado de líneas de campo y su valor de flujo magnético es grande. El valor del flujo mide el tamaño del campo magnético, y su unidad es el weber (Wb). 1 Wb indica que hay 10^8 líneas. La densidad del flujo B se define como el flujo dividido por unidad de área normal al campo magnético. Su unidad es el tesla (T). B está expresado como:

$$B = \frac{\phi}{A} \left(\frac{Wb}{m^2} \right) \quad (3.6)$$

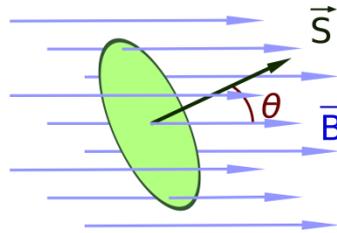


Figura 3.10. Flujo magnético (Fuente:[12])

- **Campo electromagnético:** Si los electrones con cargas negativas fluyen a través de un conductor, un campo magnético se produce alrededor suyo. Este campo se llama campo electromagnético. La dirección del campo magnético es perpendicular al hilo conductor. Si colocamos la mano derecha con el pulgar hacia arriba, y el resto de dedos en forma de puño, el dedo gordo nos indica el sentido de la corriente, mientras que el resto de dedos nos indica el sentido del campo magnético.

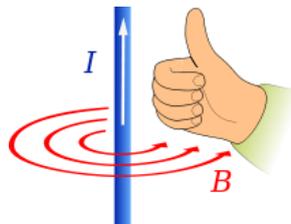


Figura 3.11. Regla de la mano derecha para señalar el sentido del campo magnético (Fuente: [13])

- **Permeabilidad (μ):** La permeabilidad magnética representa la facilidad de establecer un campo magnético en un material determinado. La permeabilidad del vacío es μ_0 , y su valor es $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$. La permeabilidad relativa cualquier material $\mu_r = \mu/\mu_0$ comparado con μ_0 es una manera conveniente de comparar su magnetización.
- **Reluctancia (\mathfrak{R}):** Es la resistencia magnética en los materiales al paso de un flujo magnético cuando son influenciados por un campo magnético. Se define como:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (3.7)$$

Donde, l y A son la longitud y el área del camino del flujo, y μ es la permeabilidad magnética del material, medida en H/m (henrio/metro).

- **Fuerza magnetomotriz (m.m.f):** Esta es una analogía de la tensión o fuerza electromotriz, ya que es la causa del flujo magnético en un circuito magnético. La fuerza magnetomotriz F_m es igual al flujo de corriente efectivo aplicado al núcleo, la cual es:

$$F_m = NI(\text{Amper. vueltas}) \quad (3.8)$$

- **Electroimán:** El electroimán (Figura 3.12), el cual es ampliamente usado en los sistemas de levitación magnética, es un tipo de imán en el cual un campo magnético es generado por una corriente eléctrica. Los electroimanes consisten en un conjunto de espiras próximas entre sí que crean un campo magnético. Las vueltas de espiras a menudo están alrededor de un núcleo hecho de un material ferromagnético. El núcleo ferromagnético concentra el flujo magnético e intensifica el campo magnético. La principal ventaja de un electroimán es que el campo magnético puede ser variado eficazmente controlando la cantidad de corriente eléctrica que circula por el devanado.

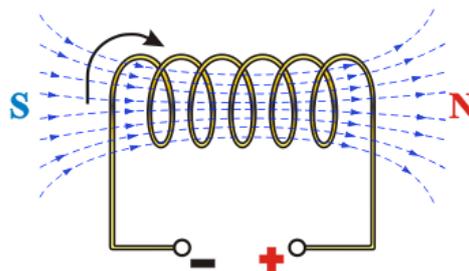


Figura 3.12. Campo magnético creado por un electroimán (Fuente:[14])

- **Fuerza magnetizante:** El grado el cual un campo magnético creado por una corriente puede magnetizar un material se llama fuerza magnetizante (H), y se define como $m.m.f.$ por unidad de longitud del material. Esto es:

$$H = \frac{F_m}{l} = \frac{NI}{l} \text{ (Amper. vuelta/metro)} \quad (3.9)$$

H no es relativo a la propiedad del material. El flujo magnético inducido (B) en un material por H depende de la naturaleza del material (Figura 3.13), y la relación entre H y B está definido por:

$$B = \mu H \quad (3.10)$$

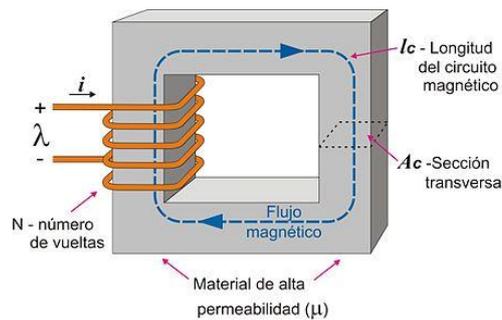


Figura 3.13. Flujo magnético inducido en una material ferromagnético (Fuente:[15])

- Comportamiento magnético y materiales ferromagnéticos:** Como la permeabilidad de la mayoría de los materiales ferromagnéticos no es constante, la densidad de flujo B como función de la fuerza magnetizante H se presenta en la Figura 3.14.

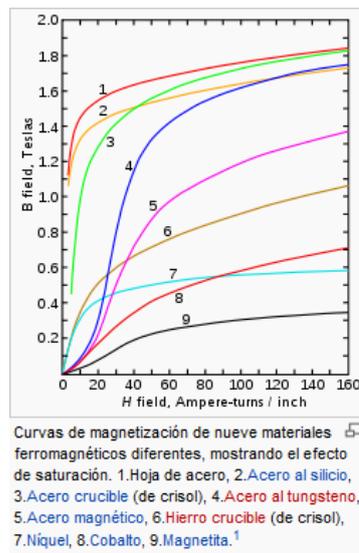


Figura 3.14. Curvas de magnetización para diferentes materiales (Fuente:[16])

- Histéresis magnética:** Si se aplica una corriente alterna en lugar de una continua en los devanados del núcleo con una frecuencia determinada, el flujo magnético que atraviesa el núcleo ferromagnético sigue el camino abcdef representado en la Figura 3.15. Esto se debe a que la cantidad de flujo presente en el núcleo no solo depende de la cantidad de corriente aplicada en el devanado del núcleo, sino que además depende del flujo que tenía anteriormente. Esta dependencia del flujo precedente se llama histéresis.

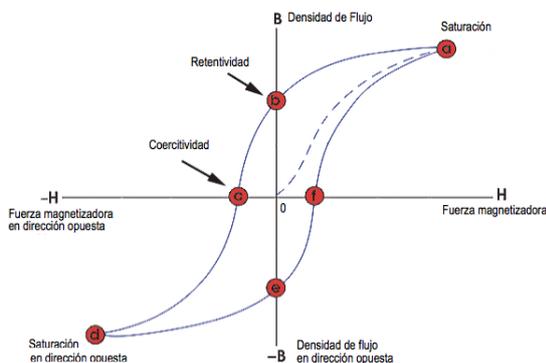


Figura 3.15. Histéresis magnética (Fuente: [17])

- Inducción electromagnética:** Cuando un conductor está expuesto un tiempo a un campo magnético variable, una tensión se induce a través suyo. Esto puede ser analizado mediante la ley de inducción de Faraday. Los generadores eléctricos y los motores, como también los sistemas de levitación magnética, están basados en la inducción electromagnética. La polaridad de la tensión inducida depende de la dirección del movimiento relativo. La tensión inducida es:

$$e_{ind} = -N \frac{d\phi}{dt} \tag{3.11}$$

El signo negativo es una expresión de la ley de Lenz, que indica el sentido de la corriente inducida.

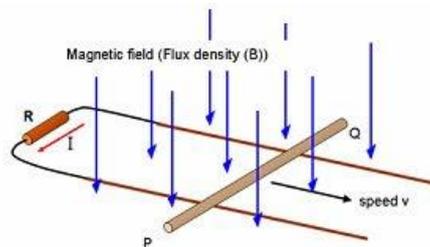


Figura 3.16. Conductor sometido a un campo magnético variable en el tiempo (Fuente: [18])

- **Corriente inducida:** Si un conductor sometido a un campo magnético variable (Figura 3.16) tiene una resistencia eléctrica una corriente eléctrica fluye a través suya. Esta corriente se llama corriente inducida e_{ind} .
- **Fuerza en un conductor que conduce una corriente en un campo magnético:** Si las direcciones de las líneas de flujo del campo magnético de los imanes y del conductor son las mismas, la densidad de flujo se incrementa. Por el contrario, si las direcciones son opuestas, la densidad de flujo disminuye.
- **Ley de Lenz:** Un campo magnético variando en el tiempo induce una tensión. La ley de Lenz indica que las tensiones inducidas serán de un sentido tal que se opongan a la variación del flujo magnético que las produjo.
- **Inductancia:** Es la propiedad de una bobina (Figura 3.17) por la que una variación de la corriente fluyendo a través suya induce una tensión en la misma y en los conductores cercanos. Para representar la inductancia se utiliza el símbolo L . La unidad de la inductancia es el henrio (H). La expresión característica para la inductancia está dada por:

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad (3.12)$$

Donde N es el número de espiras, A es el área, l la longitud y μ la permeabilidad del material del núcleo.

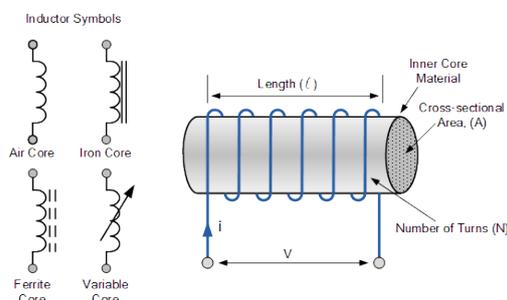


Figura 3.17. Inductor (Fuente: [19])

- **Material diamagnético:** Los materiales diamagnéticos crean un campo magnético débil inducido en una dirección que es opuesta al campo magnético aplicado y, por tanto, son repelidos. Su permeabilidad magnética es menor que μ_0 . En muchos materiales, el diamagnetismo es un efecto débil.

4. Sistema de levitación magnética

El sistema de levitación magnética que se pretende aplicar en el presente trabajo consiste en un electroimán que genera un campo magnético debido al flujo de una corriente eléctrica y que permite suspender una bola ferromagnética o imán de masa conocida a una distancia determinada de la base del núcleo. Debido a que el sistema es inherentemente inestable, es necesaria una acción de control para poder estabilizarlo y que la bola resulte equilibrada y suspendida en el aire gracias a la igualación de las fuerzas magnética y de gravedad.

Para poder conocer el cambio de posición de la bola cuando tiene tendencia a ser atraída por el electroimán o caída debido a la gravedad, es necesario usar un sensor. El sensor que se ha elegido es uno óptico, concretamente un par emisor de infrarrojos y fototransistor. La razón por la que se optó por este tipo de tecnología fue por su coste económico, su tiempo de respuesta, y además es sensible a la radiación en la franja del infrarrojo sin afectarle la radiación del espectro visible. Existen también otros sensores económicos como el sensor hall, con los que se podrían obtener un mayor rango de operación de levitación (solo en caso que el objeto levitante fuera un imán). Para detectar la velocidad de cambio de tensión del sensor se usará un controlador que obtendrá una señal de control a su salida que será amplificada por un driver que suministrará la corriente necesaria al electroimán para poder suspender la bola.

En la figura Figura 4.1 se representa un esquema general del sistema de levitación magnética completo. Este consiste en un par emisor-receptor de infrarrojos, una bobina con núcleo ferromagnético, una esfera ferromagnética o imán, un amplificador de potencia y un controlador.

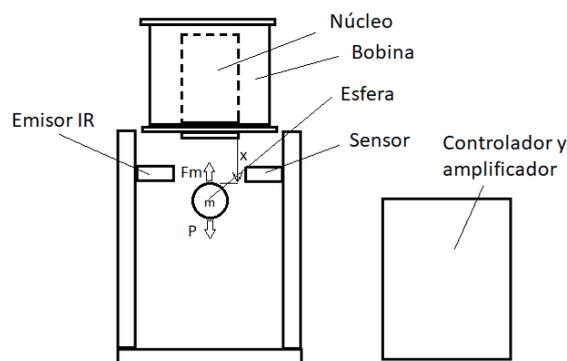


Figura 4.1. Sistema de levitación magnética (Fuente: Propia)

4.1.1. Descripción de la planta

La planta consiste en el sistema a controlar y está formado por el electroimán, el sensor y la bola. La bola será preferentemente un imán, ya que tendrá una distancia suficiente de separación del núcleo de la bobina sin haber de aplicar un consumo de corriente excesivo.

4.1.1.1. Actuador (Electroimán)

El actuador consiste en un enrollamiento de hilo de cobre alrededor de un núcleo compuesto por un material ferromagnético que, gracias a su permeabilidad magnética, permite aumentar el campo magnético. Cuando una corriente circula por el electroimán, hace que el núcleo se magnetice en un valor proporcional a la intensidad de la corriente eléctrica. Con un control variable en la corriente que circula por el electroimán es posible controlar el campo magnético y, por lo tanto, se puede variar la fuerza atractiva sobre el objeto contrarrestando la fuerza de su peso. Esto es una ventaja de los electroimanes frente a los imanes.

Cálculo de la resistencia interna del devanado:

La bobina diseñada tiene unas 1040 vueltas de espiras, un diámetro interior de unos 33 mm, una sección de hilo de cobre de 0,6 mm (suficiente para hacer pasar corrientes que lleguen hasta 1 A) y contiene un núcleo compuesto por ferrita. La ferrita está hecha de un material cerámico ferromagnético compuesto por hierro, boro, bario y estroncio, con una alta permeabilidad magnética que le permite almacenar campos magnéticos intensos con más fuerza que el hierro. En la Figura 4.2 se aprecia la bobina diseñada.



Figura 4.2. Electroimán diseñado (Fuente: Propia)

El devanado del electroimán cuenta con una resistencia interna que para su medición se ha utilizado un ohmímetro. Una vez obtenido el valor de la resistencia se le resta la resistencia de los cables de medición.

La resistencia resultante es aproximadamente:

$$R \cong 11,4\Omega \tag{4.1}$$

Cálculo de la inductancia:

Hay varias formas de conocer la inductancia que presenta el electroimán. Una forma de obtenerla es usando un medidor LC, que es un instrumento usado para mediciones de parámetros primarios y secundarios de impedancia (inductancia, capacitancia y resistencia) para caracterizar componentes eléctricos pasivos y materiales. Otra forma de calcularla es montando un circuito eléctrico RL formado por la bobina inductora y una resistencia en serie. La resistencia tiene una tolerancia del 1% para poder estimar con precisión el valor de la inductancia. Entonces se hace pasar una corriente por el circuito gracias a un generador de señales y se monitorea con un osciloscopio tanto la tensión de entrada como la tensión donde se unen el inductor y la resistencia. Se ajusta la corriente hasta que el voltaje de unión donde se unen el inductor y el resistor esté a la mitad del voltaje de entrada. Luego, con un frecuencímetro se halla la frecuencia en la cual una tensión está a la mitad de la otra.

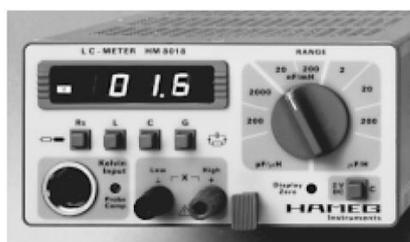


Figura 4.3. Medidor LC HM8018 HAMEG (Fuente: [20])

El cálculo de la inductancia se ha realizado de las dos formas comentadas anteriormente, aunque también existen otras posibilidades. Primera forma, se hizo una medición con el medidor LC-Meter HM8018 del fabricante HAMEG (Figura 4.3). Este midió una inductancia de $L=87,7$ mH. Y segunda forma, una vez obtenida la frecuencia en la que la tensión de unión entre el inductor y la resistencia queda a la mitad de la tensión de entrada y, teniendo en cuenta que la resistencia serie es igual a $499,8\Omega$, se emplea el siguiente cálculo:

$$L = \frac{R}{2\pi f\sqrt{3}} \tag{4.2}$$

Para una $f = 525\text{Hz}$ y una resistencia de $499,8\Omega$, se tiene:

$$L = \frac{499,8}{2\pi \cdot 525 \cdot \sqrt{3}} \cong 87,48 \text{ mH} \quad (4.3)$$

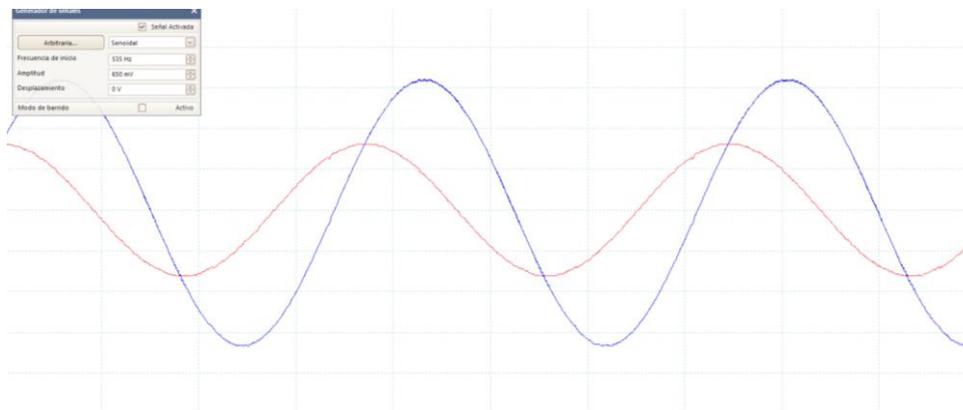


Figura 4.4. Gráfica obtenida con el osciloscopio PicoScope 2000 Series de la tensión del inductor (traza roja) y del generador (traza azul) (Fuente: Propia)

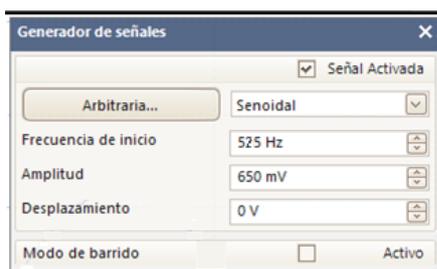


Figura 4.5. Cuadro que se observa en la figura anterior con información sobre la frecuencia a la que la tensión de unión resistor-inductor es la mitad que la tensión de entrada

El anterior cálculo se aproxima bastante al valor obtenido por el medidor LC, así pues el valor de la inductancia será la media de ambos valores:

$$L = \frac{87,7 + 87,48}{2} \cong 87,6 \text{ mH} \quad (4.4)$$

4.1.1.2. Sensor

Para el sensado de la posición de la bola, se utiliza un emisor de infrarrojos y un fototransistor. Se ha elegido el emisor IR TSAL6200 (Figura 4.7), cuyas características principales son las siguientes:

- Longitud de onda de pico: $\lambda_p = 940 \text{ nm}$
- Ángulo de media intensidad: $\varphi = \pm 17^\circ$
- Tiempo de respuesta: $t_r = 15 \text{ ns}$
- Buen espectro trabajando con fototransistores de silicio.

Y el fototransistor de silicio BPW40 NPN (Figura 4.7), adecuado para radiación infrarroja y visible cercana, cuyas características más importantes son:

- Alta sensibilidad: $\lambda_p = 780 \text{ nm}$
- Amplio ángulo de sensibilidad media: $\varphi = \pm 20^\circ$
- Tiempo de respuesta: $t_d = 1,6 \mu\text{s}$

La distancia entre el emisor y el receptor (Figura 4.7) es suficiente en situarlos lo más cerca posible uno del otro para obtener una buena medición. La separación entre ambos es de unos 25 mm aproximadamente.



Figura 4.6. A la izquierda está el emisor de infrarrojos y a la derecha el fototransistor (Fuente: Propia)



Figura 4.7. Fototransistor BPW40 (izquierda) y emisor IR TSAL6200 (derecha) (Fuente:[21][22])

Para la ubicación del sensor a una distancia determinada de la base del núcleo, se estudiará la relación corriente frente a posición de equilibrio realizando diferentes mediciones de corriente para diferentes posiciones donde la bola está a punto de ser atraída por el electroimán. Esta distancia está alrededor de los 15 mm respecto a la base de la bobina.

4.1.1.3. Esfera imán permanente

El objeto a levitar será una bola imán permanente y no una bola ferromagnética, ya que para atraerla a una mínima distancia se necesita pasar mucha corriente por el electroimán, y esto supondría un sobrecalentamiento que acabaría dañándolo. Así pues, usar un imán requiere de menos consumo de corriente para ser controlado, debido a su magnetización uniforme. La masa de la bola se midió y dio unos 0,019 kg. Así pues, si la constante de gravedad es igual a $9,81 \frac{m}{s^2}$, su peso valdrá:

$$P = m * g \cong 0,019 \text{ kg} * 9,81 \frac{m}{s^2} \cong 0,186 \text{ N} \quad (4.5)$$



Figura 4.8. Esfera imán permanente (Fuente: Propia)

4.1.2. Driver de corriente

Es necesario amplificar la tensión que sale del controlador para poder entregar una corriente en la planta que permita la levitación magnética de la bola. Para suministrar la corriente al electroimán, se eligió un amplificador de potencia llamado OPA 548 (Figura 4.9).



Figura 4.9. Amplificador de potencia OPA548 (Fuente: [23])

4.1.3. Controlador

El controlador recibe información del sensor y convierte la tensión recibida en una señal que es amplificada y llevada al actuador para mantener la levitación. Para controlar la estabilidad de la bola se usará un regulador PD (acción Proporcional-Derivativa) (Figura 4.10). Mediante simulación por Matlab, se estudiará para qué parámetros del regulador la planta es estable.

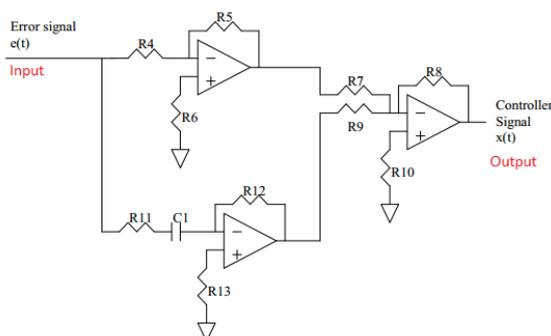


Figura 4.10. Regulador PD (Fuente: [24])

4.1.4. Curva de corriente vs posición de equilibrio

A continuación se obtiene la curva de corriente que caracteriza al par electroimán-bola para diferentes posiciones de equilibrio, y de esta manera se observa qué zonas lineales hay para trabajar con la levitación. Después, se ubica el sensor a una cierta altura y se obtiene la curva de tensión.

Para la obtención de la curva de corriente frente a posición de equilibrio se hicieron varias pruebas de medición. Ayudándose con un soporte basculante sobre el que posaba la bola, como puede verse en la Figura 4.6, se anotaba su posición y, seguidamente, se aumentaba lentamente la corriente hasta que la bola se viera atraída por el electroimán. En ese mismo instante en que la bola estaba a punto de ser atraída, se apuntaba la corriente medida por el amperímetro. Se hicieron varias veces el mismo procedimiento para diferentes distancias y se obtuvieron los puntos de equilibrio donde la fuerza magnética y el peso se igualan.

En la siguiente tabla se recogen los diferentes puntos de equilibrio de corriente-posición.

Tabla 1: Puntos de equilibrio corriente frente a posición

Distancia (mm)	Corriente (A)	Distancia (mm)	Corriente (A)
9	0,256	14,5	0,580
11	0,364	15	0,609
13	0,485	15,5	0,667
13,5	0,525	16	0,700
14	0,548		

De la información recogida en la **Tabla 1**, se obtiene la siguiente gráfica:

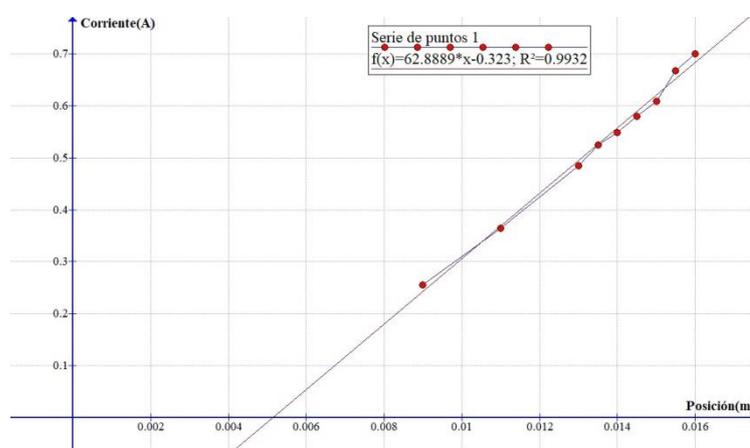


Figura 4.11. Gráfica de corriente (A) –posición (m) (Fuente: Propia)

Según se observa en la Figura 4.11, trazando una recta de regresión lineal que se aproxime a los puntos obtenidos se obtiene un coeficiente de regresión muy cercano a la unidad, lo cual significa que todos los puntos se aproximan mucho a una línea recta. La recta que se obtiene es:

$$y = 62,8889 * x - 0,323; R^2 = 0,9932 \tag{4.6}$$

Según la Figura 4.11, la recta corta con el eje de abscisas en 5 mm aproximadamente. Esto quiere decir que la bola tendrá un rango dinámico controlable a partir de esa posición y no antes debido a su atracción natural con el núcleo.

De acuerdo con los resultados obtenidos, el sensor se ubicará a una distancia de unos 15 mm de la base de la bobina en un intervalo de corrientes que variará entre 0,5 y 0,6 A aproximadamente.

4.1.5. Curva de sensado

Para sensar la posición de la bola se hace uso de un sensor infrarrojo. Este está formado por un par emisor-receptor. La curva de sensado se obtiene haciendo diferentes mediciones de tensión del sensor, para diferentes posiciones y corrientes de equilibrio. Con esta representación se obtiene el margen de operación del sensor por el cual la bola podrá mantenerse en equilibrio. En la siguiente tabla se recogen los datos de las diferentes mediciones realizadas.

Tabla 2: Tensión del sensor en diferentes puntos de equilibrio

Distancia (mm)	Tensión sensor (V)
9	0,231
11	0,219
13	0,269
13,5	0,284
14	0,432
14,5	1,307
15	2,315
15,5	3,535
16	3,62

De la información recogida en la **Tabla 2**, se obtiene la siguiente gráfica:

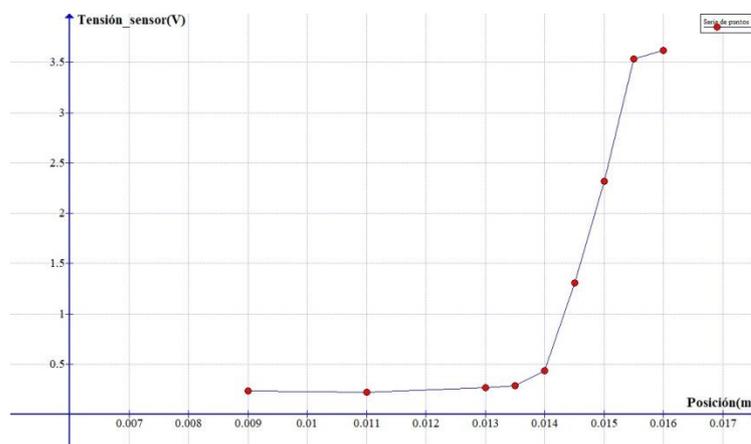


Figura 4.12. Gráfica de tensión del sensor (V) –posición (m) (Fuente: Propia)

Según se observa en la Figura 4.12, la zona lineal donde el sensor puede permitir que la bola quede en equilibrio va de 14 mm hasta 15,5 mm aproximadamente. Es decir, la bola podrá desplazarse en un recorrido aproximado de 1,5 mm. La ecuación de la recta de esa zona lineal que va de 14 a 15,5 mm se puede observar en la Figura 4.13.

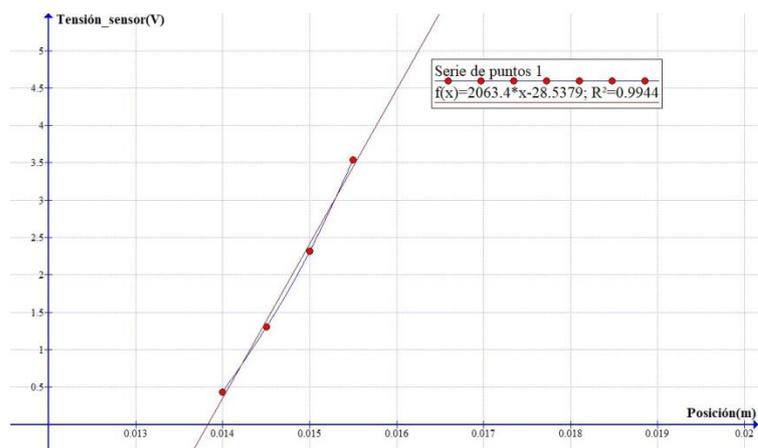


Figura 4.13. Ecuación de la recta de la zona lineal (Fuente: Propia)

Según se observa en Figura 4.13, la ecuación de la recta que se obtiene es:

$$y = 2063,4 * x - 28,5379; R^2 = 0,9944 \quad (4.7)$$

5. Modelo matemático de la planta

Para estudiar el comportamiento de los sistemas de control se debe obtener un modelo matemático que describa su dinámica. Se define el modelo matemático de un sistema dinámico como un conjunto de ecuaciones que representan la dinámica del sistema incluyendo las principales características. Al obtener un modelo matemático existe un compromiso entre la simplicidad del mismo y la precisión de los resultados, esto se debe principalmente a que utilizando un modelo simplificado se están ignorando ciertas propiedades físicas inherentes al sistema. Pero en una primera aproximación es preferible utilizar un modelo simplificado para obtener de una manera más sencilla una idea general sobre la solución, y seguidamente aumentar la complejidad del sistema si fuese necesario.

Se puede describir la dinámica de muchos sistemas físicos en términos de ecuaciones diferenciales. Dichas ecuaciones diferenciales se obtienen a partir de las leyes físicas que gobiernan un determinado sistema; algunos ejemplos de leyes físicas aplicables serían las leyes de Newton para sistemas mecánicos y las leyes de Kirchoff para sistemas eléctricos.

Como puede verse en la Figura 5.1, corresponde a un circuito RL el cual representa el modelo eléctrico del sistema de levitación. Aplicando la ley de kirchoff de tensiones se obtiene la Ec. 5.1:

$$e(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (5.1)$$

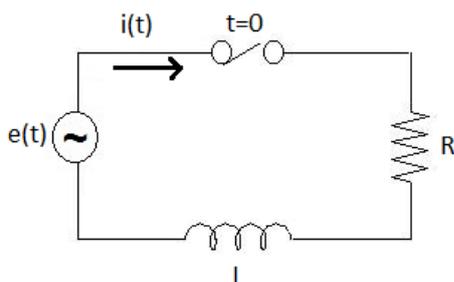


Figura 5.1. Circuito RL (Fuente: Propia)

En la ecuación anterior $e(t)$ representa el voltaje de entrada del electroimán, R la resistencia interna del devanado, L la inductancia de la bobina e i la corriente. Se trata de una ecuación diferencial de primer orden que modela un circuito RL . A continuación se aplica la transformada de Laplace de la Ec. 5.1, ya que es útil para hacer análisis en teoría de control.

$$E(s) = R \cdot I(s) + Ls \cdot I(s) \quad (5.2)$$

Despejando $I(s)$ de la Ec. 5.2 se obtiene:

$$I(s) = \frac{E(s)}{R + Ls} \quad (5.3)$$

Ahora, suponiendo que se aplica una entrada escalón de amplitud u , se tiene que $E(s) = u/s$, quedando la expresión anterior de la siguiente manera:

$$I(s) = \frac{u}{s \cdot (R + Ls)} \quad (5.4)$$

Y descomponiendo en fracciones parciales, resulta que:

$$I(s) = \frac{u}{s \cdot (R + Ls)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{R + Ls} \quad (5.5)$$

A continuación se calculan A y B y se obtiene Ec. 5.6:

$$A = \left. \frac{u}{R + Ls} \right|_{s=0} = \frac{u}{R}$$

$$B = \left. \frac{u}{s} \right|_{s=-\frac{R}{L}} = -\frac{u}{R/L}$$

$$I(s) = \frac{u}{s \cdot (R + Ls)} = \frac{u/R}{s} + \frac{-\frac{u}{R/L}}{R + Ls} \quad (5.6)$$

La transformada inversa de la Ec. 5.6 al dominio del tiempo se obtiene a partir de la tabla de transformadas de Laplace, de forma que:

$$i(t) = \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{\frac{u}{R}}{s} + \frac{-\frac{u}{R/L}}{R + Ls} \right) = \frac{u}{R} - \frac{u}{R} \cdot e^{\frac{R}{L}t} = \frac{u}{R} \left(1 - e^{\frac{R}{L}t} \right) \quad (5.7)$$

De lo anterior se sabe que L/R es la constante de tiempo τ (tau), que corresponde al tiempo que la corriente tarda en alcanzar aproximadamente el 63% de la corriente máxima. Si $R = 11,4 \Omega$ y $L = 87,5 \text{ mH}$, la constante τ valdrá:

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{0,0875 \text{ H}}{11,4 \Omega} = 7,67 \text{ ms} \quad (5.8)$$

Si se quiere saber el tiempo de estabilización de la corriente partiendo de 0 como condición inicial, se considerará que 4 veces tau será el tiempo que tardará en alcanzarse el régimen permanente. Entonces,

$$T_s = 4\tau = 4 * 7,67 \text{ ms} = 30,68 \text{ ms} \quad (5.9)$$

será el tiempo que requerirá el electroimán para alcanzar el régimen estacionario.

Una vez se han visto las ecuaciones eléctricas que rigen el sistema, se hace un análisis ahora de las ecuaciones electrodinámicas. Estas ecuaciones representan las fuerzas dinámicas que son las fuerzas magnéticas y gravitacionales. Un inductor almacena energía magnética cuando circula por él una corriente. La energía almacenada en un inductor que transporta una corriente I viene dada por:

$$U_m = \frac{1}{2} LI^2 \quad (5.10)$$

Donde L es la inductancia de la bobina y I la corriente que circula por ella.

Ahora bien, si el elemento levitante es una esfera hecha de un material ferromagnético, se tendrá que la L varia con la posición de la bola, y la Ec. 5.10 cambiará a:

$$U_m = \frac{1}{2} L(x)I^2 \quad (5.11)$$

Si la posición de la bola es $x = inf$, la inductancia será L_m (valor de la inductancia de la bobina) y si es $x = 0$ será $L_m + L_s$. Entonces se tiene que la inductancia del sistema bola-bobina presenta una función decreciente de la distancia x . La variación de la inductancia entre estos dos puntos puede ser descrita de diferentes maneras utilizando varios modelos empíricos; el modelo que se utilizará para aproximar dicha variación decreciente será la expresión siguiente:

$$L(x) = L_m + \frac{L_s}{1 + \frac{x}{c}} \quad (5.12)$$

En la Ec. 5.12 la variación de la contribución de la esfera a la inductancia es presentada como una función racional. Los parámetros característicos del sistema experimental son la constante c

y L_s . Se observa en el denominador que para valores muy pequeños de x el valor de $L(x)$ tiende a $L_m + L_s$.

Ahora, para obtener la fuerza magnética del sistema bobina-esfera, se derivará la Ec. 5.12 respecto de la posición, resultando:

$$f(x, i) = \frac{\partial W_i}{\partial x} = -\frac{L_s c}{2} \cdot \frac{i^2}{(x+c)^2} = -k \frac{i^2}{(x+c)^2} \quad (5.13)$$

, siendo $k = \frac{L_s c}{2}$.

Aplicando la segunda ley de Newton, se tiene que la fuerza resultante es igual a la suma de fuerzas que actúan sobre el sistema bobina-bola.

$$\sum F = m \cdot a = -k \frac{i^2}{(x+c)^2} + m \cdot g \quad (5.14)$$

Despejando a de la anterior ecuación, se tiene:

$$a = \ddot{x} = -\frac{k}{m} \frac{i^2}{(x+c)^2} + g \quad (5.15)$$

A continuación se presenta un modelo de variable de estado para hacer una representación en el espacio de estados del sistema de control de levitación. Una representación en el espacio de estados es el modelo matemático de un sistema físico que se define como un conjunto de entradas, salidas y variables de estado relacionadas entre sí por un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden. Las tres variables de estado se muestran en la Ec. 5.16. La primera x_1 es la posición, la segunda x_2 es la velocidad y la tercera x_3 es la corriente que circula por la inductancia. Luego, la variable de entrada u es la tensión de la inductancia y la variable de salida y_1 es la posición que se encuentra la bola.

Ecuaciones de estado:

$$\left. \begin{array}{l} x_1 = x \\ x_2 = \frac{dx}{dt} = \dot{x}_1 \\ x_3 = i \end{array} \right\} \begin{array}{l} \dot{x}_1 = x_2 = f_1(x, u) \\ \dot{x}_2 = -\frac{k}{m} \cdot \frac{x_3^2}{(x_1+c)^2} + g = f_2(x, u) \\ \dot{x}_3 = -\frac{R}{L} \cdot x_3 + \frac{u}{L} = f_3(x, u) \end{array} \quad (5.16)$$

Ecuación de salida:

$$y_1 = x_1 = h_1(x) \quad (5.17)$$

Fuerza magnética:

$$f(x, i) = k \cdot \frac{i^2}{(x + c)^2} \quad (5.18)$$

Tanto k como c dependen de las características del electroimán, geometría, material y masa del cuerpo que levita.

$$\ddot{x} = -\frac{K}{m} \cdot \frac{i^2}{(x + c)^2} + g \quad (5.19)$$

$$0 = -\frac{K}{m} \cdot \frac{i^2}{(x + c)^2} + g \quad (5.20)$$

Despejando la i se obtiene:

$$\frac{k}{m} \cdot \frac{i^2}{(x + c)^2} = g \Rightarrow k - i^2 = m \cdot g \cdot (x + c)^2 \quad (5.21)$$

$$i^2 = \frac{m \cdot g}{k} \cdot (x + c)^2 \Rightarrow i = \sqrt{\frac{m \cdot g}{k}} \cdot (x + c) \quad (5.22)$$

$$i = \sqrt{\frac{m \cdot g}{k}} \cdot x + \sqrt{\frac{m \cdot g}{k}} \cdot c \quad (5.23)$$

Si se observa, la relación entre corriente y posición es lineal en el equilibrio, y corresponde a una línea recta de la forma $y = p \cdot x + b$

$$y = i; p = \sqrt{\frac{m \cdot g}{k}}; b = \sqrt{\frac{m \cdot g}{k}} \cdot c; k = \frac{m \cdot g}{p^2}; c = \frac{b}{\sqrt{\frac{m \cdot g}{k}}} \quad (5.24)$$

Experimentalmente se obtuvo la relación entre corriente y posición variando la posición de la esfera.

Se llevó a cabo una regresión lineal, obteniendo un coeficiente de regresión muy cercano a la unidad.

$$y = 62,89 \cdot x - 0,323; R^2 = 0,9932 \quad (5.25)$$

De esta manera usando, $m = 0,019kg$, $g = 9,81 \frac{m}{s^2}$, $p = 62,89$, $b = -0,323$

$$k = \frac{0,019kg \cdot 9,81 \frac{m}{s^2}}{\left(62,89 \frac{A}{m}\right)^2} = 4,71259 \cdot 10^{-5} N \cdot \frac{m^2}{A^2} \quad (5.26)$$

$$c = -\frac{0,323}{\sqrt{\frac{0,019 \cdot 9,81}{4,71 \cdot 10^{-5}}}} = -0,005135952 m \quad (5.27)$$

$$f(x, i) = -2,493 \cdot 10^{-5} N \cdot \frac{m^2}{A^2} \cdot \frac{i^2}{(x - 0,0156)^2} \quad (5.28)$$

Modelo lineal:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x \end{aligned} \quad (5.29)$$

El punto de equilibrio del sistema se define según el punto de operación de elegido.

$$x_1^* = x_0 = 0,015 m$$

$$x_2^* = 0 m/s$$

$$x_3^* = \sqrt{\frac{m \cdot g}{k}} \cdot (x_0 + c) = 0,609 A \quad (5.30)$$

$$u^* = R \cdot \sqrt{\frac{(m \cdot g)}{k}} \cdot (x_0 + c) = 6,93 V \quad (5.31)$$

La R se toma un valor aproximado de 11,4 ohms, aunque es un valor que influye con la temperatura supondremos que varía poco.

Para la linealización se empleó el jacobiano. El sistema linealizado alrededor del punto de equilibrio es un sistema de tercer orden con matrices A, B y C obtenidos según:

$$A = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right|_{x^*, u^*} \quad B = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right|_{x^*, u^*} \quad C = \left. \frac{\partial h(x)}{\partial x} \right|_{x^*} \quad (5.32)$$

$$A = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1(x, u)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1(x, u)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1(x, u)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_2(x, u)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2(x, u)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2(x, u)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_3(x, u)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3(x, u)}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3(x, u)}{\partial x_3} \end{pmatrix} A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 2 \cdot \frac{k}{m} \cdot \frac{x_3^{*2}}{(x_1^* + c)^3} & 0 & -2 \cdot \frac{k}{m} \cdot \frac{x_3^*}{(x_1^* + c)^2} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \quad (5.33)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1(x, u)}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2(x, u)}{\partial u} \\ \frac{\partial f_3(x, u)}{\partial u} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{L} \end{pmatrix} C = \begin{pmatrix} \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_2} & \frac{\partial h_1(x)}{\partial x_3} \end{pmatrix} = (1 \quad 0 \quad 0) \quad (5.34)$$

Se obtiene entonces el sistema linealizado en la forma descrita por las siguientes ecuaciones:

$$x_\delta = A \cdot x_\delta + B \cdot u_\delta \quad (5.35)$$

$$y_\delta = C \cdot x_\delta \quad (5.36)$$

Los parámetros empleados para definir el modelo real se muestran a continuación:

Tabla 3: Parámetros del sistema de levitación

R	11,4 Ω
L	0,08748 H
$x_3^*(corriente)$	0,609 A
$x_2^*(velocidad)$	0 m/s
$x_1^*(posición)$	0,015 m
k	$0,00004712 \text{ N} \cdot \frac{\text{M}^2}{\text{A}^2}$
c	-0,005135952 m
m(Masa)	0,019 kg
u^*	6,93 V

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1916,92 & 0 & -31,048 \\ 0 & 0 & -130,087 \end{pmatrix} B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 11,43 \end{pmatrix} C = (1 \ 0 \ 0) \quad (5.37)$$

Función de transferencia de la planta:

$$\Phi(s) = (s.I - A)^{-1} \quad (5.38)$$

$$\Phi(s) = (s.I - A)^{-1} = \begin{pmatrix} s & -1 & 0 \\ -1916,9 & s & 31,05 \\ 0 & 0 & s + 130,1 \end{pmatrix}^{-1} \quad (5.39)$$

$$G(s) = C \cdot \Phi(s) \cdot B \quad (5.40)$$

$$G(s) = (1 \ 0 \ 0) \cdot \begin{pmatrix} s & -1 & 0 \\ -1916,9 & s & 31,05 \\ 0 & 0 & s + 130,1 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 11,43 \end{pmatrix} \quad (5.41)$$

$$G(s) = -\frac{354,9}{s^3 + 130,1 \cdot s^2 - 1917 \cdot s - 249400} \quad (5.42)$$

La linealización del modelo experimental del sistema se realizó con el programa Matlab empleando la función 'linmod'. Teniendo el modelo no lineal del sistema de levitación diseñado en Simulink, se escribió en la ventana de comandos la siguiente instrucción:

$$[A, B, C, D] = \text{linmod}('modelo_maglev', [0.015; 0; 0.609], 6.93) \quad (5.43)$$

La anterior instrucción saca los valores de las matrices A, B, C y D. Una vez hecho esto, el siguiente paso es crear el modelo espacio de estados con las matrices evaluadas utilizando la función 'ss':

$$\text{sys} = \text{ss}(A, B, C, D) \quad (5.44)$$

Guardamos el resultado en la variable *sys* para luego hallar la función de transferencia.

Finalmente se utiliza la instrucción 'tf' para calcular la función de transferencia de la planta:

$$\text{tf}(\text{sys}(1)) \quad (5.45)$$

De la función de transferencia en se observa que el sistema es de tercer orden. El sistema no es estable, pues tiene un polo en el semiplano derecho *s*. Empleando la función 'rlocus' se puede representar el lugar geométrico de raíces de la función. Se escribe en la ventana de comandos:

$$rlocus(sys(1)) \quad (5.46)$$

Y por pantalla aparece la figura siguiente:

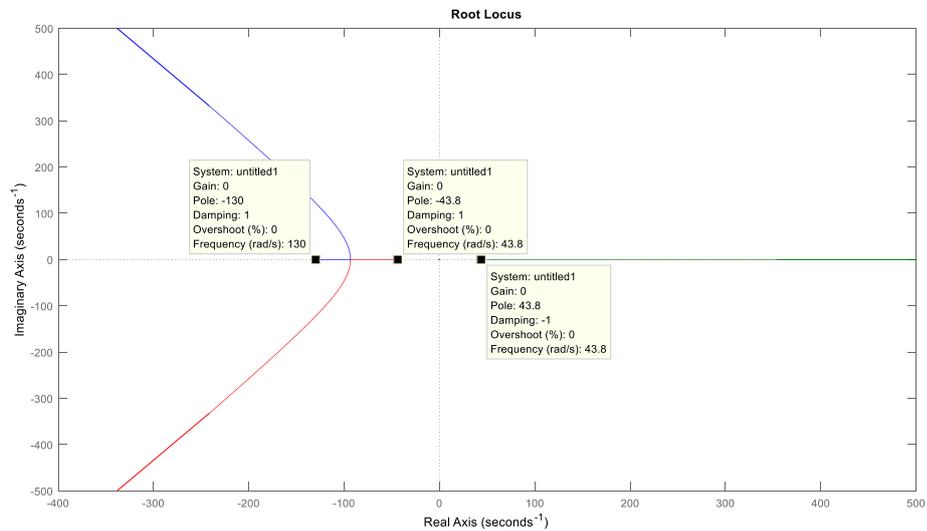


Figura 5.2. Lugar geométrico de las raíces de la función de transferencia G(s) (Fuente: Propia)

Como se aprecia en la Figura 5.2, la función tiene polos en -130, -43,8 y 43,8.

6. Diseño e implementación del controlador PD

En este capítulo se hará una pequeña introducción a los controladores PID y se explicará de una manera sencilla cada una de las etapas que constituye. Esto servirá de aplicación para diseñar un regulador de acción Proporcional-Derivativo (PD). A continuación se resolverá analíticamente mediante el criterio de Routh-Hurwitz el sistema de la planta con el regulador para estudiar la estabilidad del sistema en un punto de operación. De esta manera se obtendrán los límites de las ganancias del regulador y se podrán dimensionar los componentes para realizar la implementación del PD. Una vez se tenga el circuito de control implementado, se mostrará mediante simulación la respuesta del sistema. En el siguiente capítulo, se tendrá el circuito completo montado y se verificará su funcionamiento. Finalmente, en resultados experimentales se contrastarán los resultados teóricos con los prácticos.

6.1. Introducción

La mayoría de las aplicaciones de control de procesos se solucionan empleando un PID. Actualmente la mayoría de controladores PID son digitales, pero una implementación analógica puede ser mucho más económica y efectiva.

Existen diferentes configuraciones de PID, pero el más conocido es el tipo paralelo, que es el tipo de configuración que se utilizará aquí.

En la figura x se muestra un diagrama de bloques de un controlador PID paralelo para el cual se cumple la siguiente función de transferencia:

$$U(s) = kp \left(\frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (6.1)$$

Donde $U(s)$ es la salida del controlador, kp es la ganancia de la acción proporcional, T_i es la constante de tiempo de la acción integral, T_d es la constante de tiempo de la acción derivativa y $E(s)$ es la señal de error.

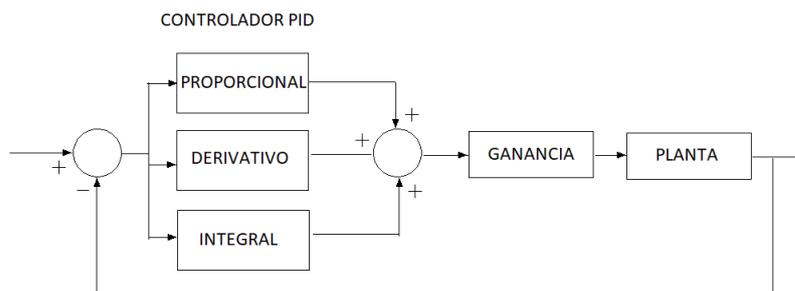


Figura 6.1. Controlador PID (Fuente: Propia)

De acuerdo con la expresión anterior, la implementación de la función de transferencia del controlador PID requiere de una etapa de ganancia (k_p), una etapa integradora ($1/T_i s$), una etapa derivadora ($T_d s$) y un sumador. Además, para generar la señal de error se necesita un amplificador diferencial.

6.2. Etapa proporcional

La etapa proporcional del regulador es la etapa más simple, ya que consiste en una ganancia (k_p) ajustable. Su función es aumentar la velocidad de respuesta y reducir el error en estado estacionario del sistema. Esta etapa se puede implementar mediante una configuración inversora como la mostrada a continuación en la Figura 6.2.

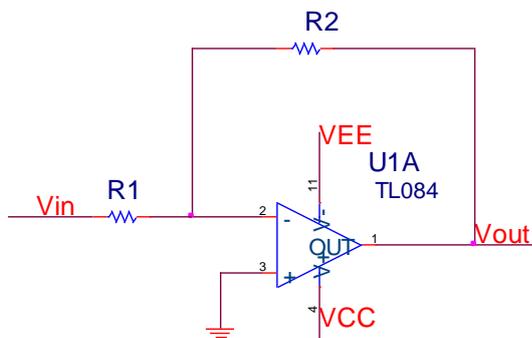


Figura 6.2. Inversor (Fuente: Propia)

La ganancia del circuito está dada por:

$$\frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{6.2}$$

6.3. Etapa integradora

La etapa integradora la añade capacidad de procesamiento temporal al controlador. Se trata de una etapa que guarda la magnitud del error y contribuye a reducir a cero el error en estado estacionario. En la Figura 6.3 se muestra el diagrama de una etapa integradora.

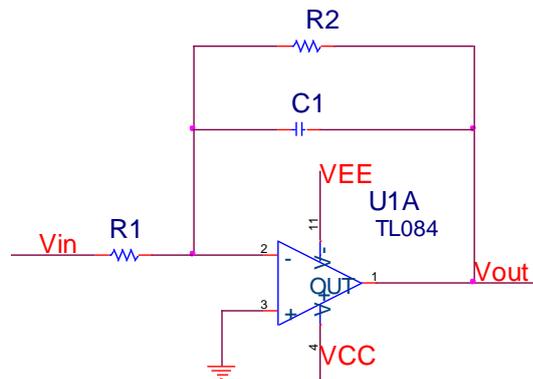


Figura 6.3. Integrador (Fuente: Propia)

La ganancia de esta etapa está dada por:

$$\frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{R_2 C s + 1} \right) \quad (6.3)$$

Donde si $R_2 C s \gg 1$, se tiene:

$$\frac{V_{salida}}{V_{entrada}} = -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{R_2 C s} \right) = -\frac{1}{\tau s} \quad (6.4)$$

Con

$$\tau = \frac{R_1 R_2 C}{R_2} = R_1 C \quad (6.5)$$

Y el circuito se aproximará a un integrador ideal.

6.4. Etapa derivadora

Integrar una etapa derivadora al controlador mejora la respuesta del sistema, ya que permite aumentar la acción proporcional y volver a aumentar la velocidad de repuesta. La implementación de esta etapa se muestra en el circuito de la Figura 6.4.

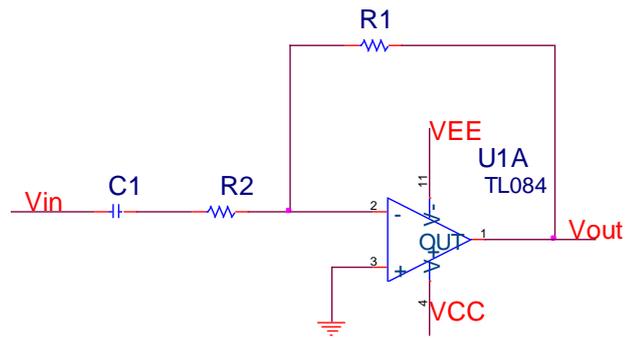


Figura 6.4. Derivador (Fuente: Propia)

La función de transferencia está dada por:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_1 Cs}{R_2 Cs + 1} \quad (6.6)$$

Donde si $R_2 Cs \ll 1$, entonces la respuesta se aproxima a la de un derivador ideal:

$$\frac{V_o}{V_i} = -R_1 Cs = -\tau_d s \quad (6.7)$$

Donde $\tau_d = R_1 C$ es la constante de tiempo del derivador.

6.5. Etapa sumadora

De acuerdo a la Figura 6.1, se necesitan dos sumadores. Para determinar el error en el sistema es necesario calcular la diferencia entre la entrada y la salida del sistema. Esto se puede implementar con una configuración de amplificador diferencial mostrado en la Figura 6.5.

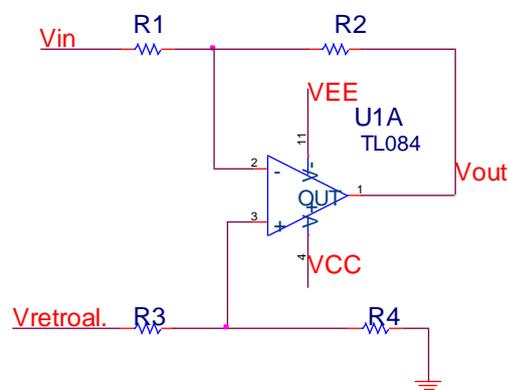


Figura 6.5. Amplificador diferencial (Fuente: Propia)

Considerando todas las resistencias iguales, se tiene que:

$$V_0 = V_i - V_{realimentación} \quad (6.8)$$

El siguiente sumador es donde se suman las señales de error, la integral del error y la derivada del error. Para ello, se utiliza un amplificador sumador inversor como se muestra en la Figura 6.6.

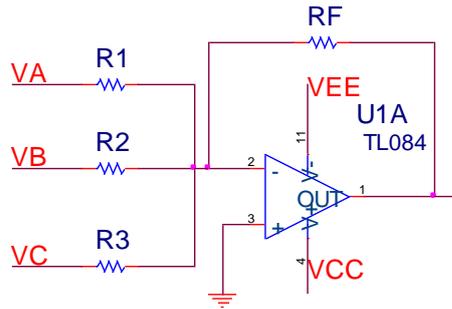


Figura 6.6. Sumador (Fuente: Propia)

El sumador funciona de acuerdo con la siguiente expresión:

$$V_0 = -R_f \left(\frac{V_A}{R_1} + \frac{V_B}{R_2} + \frac{V_C}{R_3} \right) \quad (6.9)$$

6.6. Criterio de Routh para determinar la estabilidad del sistema

Dado que la planta por si sola es inestable, hay que incorporar un regulador para hacerla estable. Con un lazo cerrado el sistema formado por la planta y el regulador es:

$$\frac{X(s)}{Xr(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 - C(s)G(s)} \quad (6.10)$$

Donde $X(s)$ es la salida del sistema (posición de la bola) y $Xr(s)$ la posición regulada, siendo $C(s) = kp + kds$ el regulador PD y $G(s) = -\frac{354,9}{s^3 + 130,1s^2 - 1917s - 249400}$ de la Ec. 5.42 la planta.

La ecuación característica de la función de transferencia del sistema de la Ec. 6.10 servirá para analizar la estabilidad del sistema. La ecuación característica es:

$$1 - C(s)G(s) = 0 \rightarrow 1 - (kp + kds) \cdot \left(-\frac{354,9}{s^3 + 130,1s^2 - 1917s - 249400} \right) \quad (6.11)$$

La Ec. 6.11 se podrá simplificar y quedar un polinomio del tipo:

$$D(s) = a_0s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a^{n-1}s + a_n \quad (6.12)$$

Quedará de la siguiente manera:

$$s^3 + 130,1.s^2 - 1917.s - 249400 - (kp + kds).(-354,9) = 0 \quad (6.13)$$

Ordenando por coeficientes la Ec. 6.13 para parecerse a la Ec. 6.12 se tendrá el polinomio:

$$s^3 + 130,1.s^2 + (354,9Kd - 1917).s + (354,9Kp - 249400) = 0 \quad (6.14)$$

A continuación se realizará de forma analítica empleando el criterio de Routh para determinar las ganancias del regulador kp y kd que hacen estable al sistema. Se seguirán los pasos que se describen en la hoja adjunta de los anexos para determinar la estabilidad de sistemas lineales mediante Routh-Hurwitz.

Las condiciones necesarias de estabilidad según el criterio de Routh son:

- El polinomio característico debe ser completo: $a_k \neq 0, k = 0, 1 \dots, n - 1$.
- Todos los coeficientes a_0, a_1, \dots, a_n deben tener el mismo signo.

Estas son las primeras condiciones para saber si el sistema es estable. Si alguna de estas dos condiciones no se cumplen, el sistema será inestable.

A partir de los coeficientes del polinomio obtenido en la Ec. 6.14 , se llenan las dos primeras filas de la matriz de Routh:

s^3	1	$354,9Kd - 1917$	0
s^2	130,1	$354,9Kp - 249400$	0

A continuación se calculan las siguientes filas de la matriz:

$$b_1 = - \frac{\begin{vmatrix} 1 & 354,9Kd - 1917 \\ 130,1 & 354,9Kp - 249400 \end{vmatrix}}{130,1} = \frac{130,1 * (354,9Kd - 1917) - (354,9Kp - 249400)}{130,1}$$

$$= -2,728kp + 354,9kd$$

$$b_2 = - \frac{\begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 130,1 & 0 \end{vmatrix}}{130,1} = 0$$

$$c_1 = - \frac{\begin{vmatrix} 130,1 & 354,9Kp - 249400 \\ 2,728.kp - 354,9kd & 0 \end{vmatrix}}{2,728.kp - 354,9kd} = -249400 + 354,9Kp$$

Y la matriz completa de Routh será:

Tabla 4: Matriz de Routh completa para el sistema considerado

s^3	1	$354,9Kd$ $- 1917$	0
s^2	130,1	$354,9Kp$ $- 249400$	0
s^1	$-2,728kp + 354,9kd$	0	
s^0	$-249400 + 354,9Kp$		

La condición necesaria de estabilidad es que todos los coeficientes de la primera columna de la matriz de Routh tengan el mismo signo.

Por lo tanto:

$$0 < -2,728kp + 354,9kd \quad (6.15)$$

$$0 < -249400 + 354,9Kp \quad (6.16)$$

$$\text{Si } 249400 - 354,9Kp = 0 \rightarrow Kp = 702,73$$

$$\text{Si } -2,728kp + 354,9kd \rightarrow kd = 5,4$$

Para la estabilidad del sistema será necesario que $kp > 702,73$ y $kd > 5,4$. Si no se cumple esta condición el sistema empezará a tener oscilaciones y podrá volverse inestable.

6.6.1. Asignación de polos, respuesta temporal y representación en el LGR.

A continuación se introducirá la técnica de ubicación de polos. Se supondrá que todas las variables de estado son medibles y disponibles para su realimentación. A continuación se demuestra que si el sistema considerado es controlable, los polos del sistema en lazo cerrado se pueden colocar en cualquier posición deseada mediante una realimentación de estado a través de una matriz de ganancias de la realimentación de estado.

Empleando la herramienta de Simulink, se comprueba la controlabilidad del sistema para el punto de operación $[0.015 \text{ m } 0 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} 0,609 \text{ A}]$ usando la instrucción "ctrb" y después "rank":

$$M = \text{ctrb}(A, B); \quad (6.17)$$

$$\text{rank}(M) \quad (6.18)$$

El resultado de Rank es igual a 3, entonces el sistema considerado será controlable.

Si se supone que $k_p = 800$ por ejemplo, la k_d tendrá que valer según la tercera fila de Routh:

$$-2,728k_p + 354,9k_d \rightarrow k_d > 6,15 \quad (6.19)$$

Así pues se tomará $k_d = 7$ por ejemplo, y se encontrarán los polos siguiendo el siguiente procedimiento:

$$(s + a + ja) \cdot (s + a - ja) \cdot (s + b) \quad (6.20)$$

Desarrollando la Ec. 6.20 se tiene:

$$(s^2 + 2as + 2a^2) \cdot (s + b) = s^3 + (2a + b)s^2 + (2ab + 2a^2)s + 2a^2b \quad (6.21)$$

Según la Ec. 6.21, se igualan los coeficientes del polinomio con los del nuevo polinomio característico del sistema con $k_p=800$ y $k_d=7$. El nuevo polinomio con los nuevos valores de ganancias utilizando la Ec. 6.14 es:

$$s^3 + 130,1 \cdot s^2 + 567,3s + 34520 = 0 \quad (6.22)$$

Según la Ec. 6.22 se observa que todos los coeficientes del polinomio son positivos, con lo cual el sistema es estable.

Ahora, igualando términos de la Ec. 6.21 con los de la Ec. 6.22, se obtiene:

$$2a + b = 130,1 \quad (6.23)$$

$$2ab + 2a^2 = 567,3$$

$$2a^2b = 34520$$

Se tiene un sistema con dos incógnitas y tres ecuaciones. Como se dijo que el sistema era controlable, habrá solución para este sistema de ecuaciones.

Para hallar los polos del sistema y localizarlos en el LGR (Lugar Geométrico de las Raíces), se decidió escribir el siguiente script en Matlab:

```
s=tf('s');
ki=0;
kp=800;
kd=7;
H=354.9/(s^3+130.1*s^2+(354.9*kd-1917)*s+(354.9*kp-249400));
figure
rlocus(H)
grid
G=354.9/(s^3+130.1*s^2-1917*s-249400);
C=kp+(ki/s)+kd*s;
Go=feedback(G*C,1)
zero(Go)
pole(Go)
```

Y en la ventana de comandos saldrá lo siguiente:

```
>> rlocuss_pd

Go =

          2484 s + 283920
-----
s^3 + 130.1 s^2 + 567.3 s + 34520

Continuous-time transfer function.

ans =

-114.2857

ans =

1.0e+02 *

-1.2777 + 0.0000i
-0.0116 + 0.1640i
-0.0116 - 0.1640i

>>
```

Los polos del sistema con ganancias $k_d = 7$ y $k_p = 800$ son:

$$polos = [-127.77 - 1.16 + 16.4 * i - 1.16 - 16.4 * i] \quad (6.24)$$

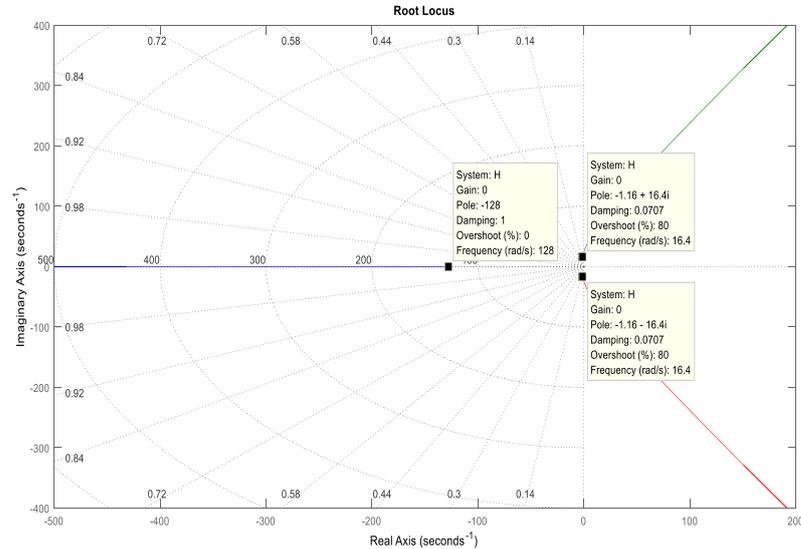


Figura 6.7. LGR del sistema compensado (Fuente: Propia)

En la Figura 6.7 se puede ver la localización de los polos encontrados cuando $k_d=7$ y $k_p=800$.

Para observar la respuesta temporal del sistema frente a una entrada escalón, se escribe el siguiente script:

```
s=tf('s');
ki=0;
kp=800;
kd=7;
G=354.9/(s^3+130.1*s^2-1917*s-249400);
C=kp+(ki/s)+kd*s;
Go=feedback(G*C,1)
figure
step(Go)
```

Y saldrá una ventana donde se observará la gráfica de la respuesta temporal del sistema para una entrada escalón unitario. La figura siguiente muestra el comportamiento del sistema durante el régimen transitorio hasta el régimen permanente.

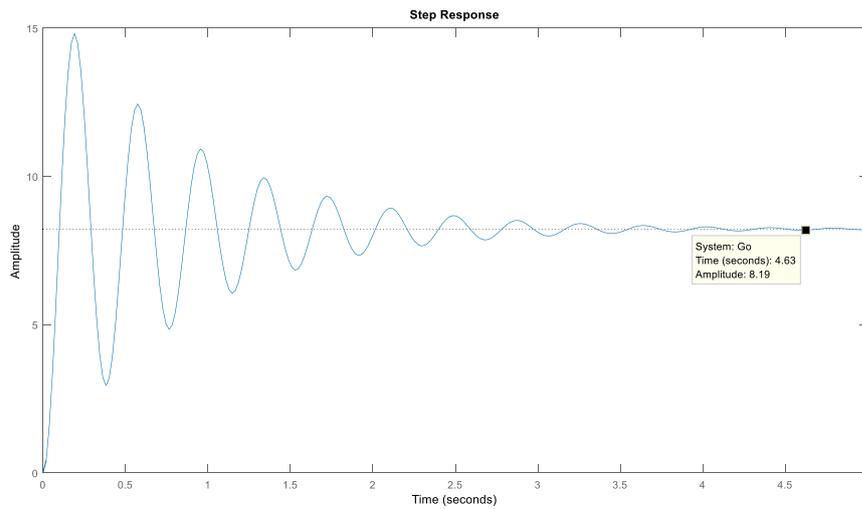


Figura 6.8. Respuesta temporal del sistema con $k_p=800$ y $k_d=7$ (Fuente: Propia)

Según la Figura 6.8, se puede observar que el sistema da una respuesta subamortiguada, empieza con unas oscilaciones y acaba estabilizándose al cabo de aproximadamente 3 s. De este modo se comprueba la condición de estabilidad de que la k_p ha de ser mayor que 702,73 y la k_d mayor que 5,4.

Para disminuir el pico que se obtiene en el inicio habrá que aumentar k_d para dar una respuesta más rápida del sistema. Por ejemplo, si $k_d=12$, escribiendo en el anterior script $k_d=12$ en lugar de $k_d=7$, se obtiene la Figura 6.9:

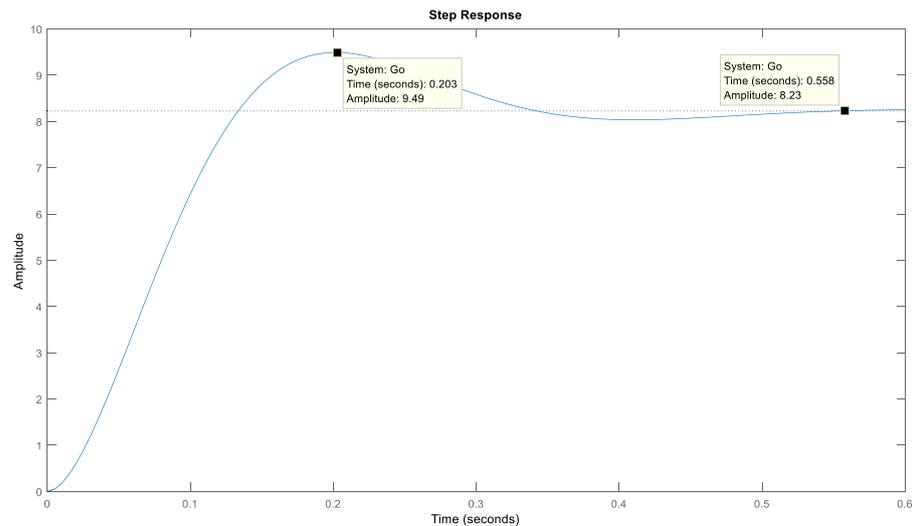


Figura 6.9. Respuesta temporal del sistema con $k_p=800$ y $k_d=12$ (Fuente: Propia)

Según la Figura 6.9, se observa que la amplitud que se obtiene al principio tiene una reducción considerable y que el tiempo de estabilización es de aproximadamente 0,5 s. De esta manera se consigue una respuesta más rápida.

6.7. Diseño del controlador PD

Una vez se ha comprobado que el sistema se estabiliza alrededor del punto de operación elegido, se pasará a implementar un PD, dimensionando todos sus componentes.

El circuito propuesto, de acuerdo con lo visto anteriormente, sería el siguiente:

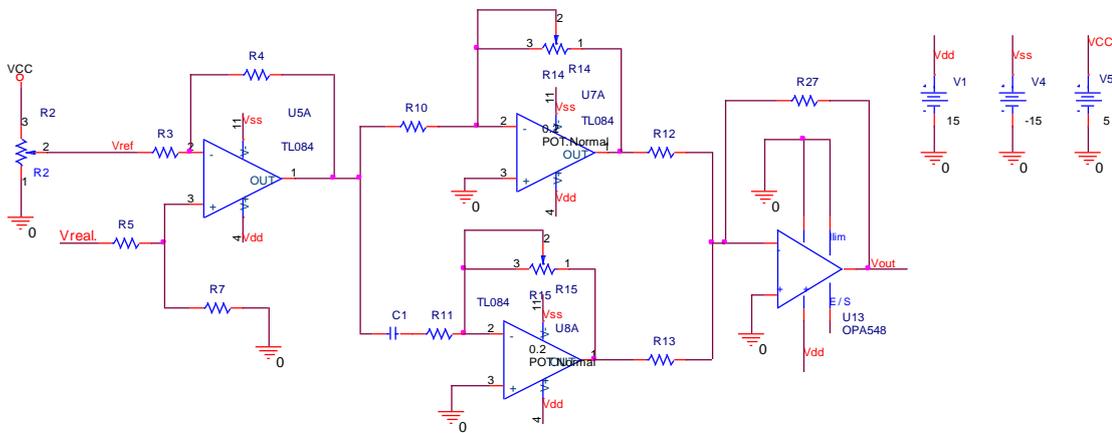


Figura 6.10. Circuito analógico del controlador PD (Fuente: Propia)

El sumador de entrada, el cual genera la señal de error, está formado por el amplificador U5A. La señal de retroalimentación proviene de la salida del sensor y se encuentra conectada a la entrada no-inversora debido al cambio de signo que sufre la señal al pasar por las etapas del controlador. A la salida del sumador diferencial de entrada se conectan dos amplificadores, U7A y U8A, los cuales funcionan como amplificador inversor y derivador inversor. Las salidas de estos dos amplificadores se suman mediante el amplificador de potencia U13, el cual es un sumador inversor y cuya salida alimenta a la planta. Las resistencias R14 y R15 son dos potenciómetros para ajustar las ganancias de las etapas proporcional y derivativa al valor deseado.

Si la ganancia de la etapa proporcional es $k_p=800$:

$$k_p = \frac{R_{14}}{R_{10}} \frac{R_{27}}{R_{12}} = 800 \quad (6.25)$$

Si se toma por ejemplo $R_{10} = 1k\Omega$, $R_{27} = 100k\Omega$ y $R_{12} = 10k\Omega$ tenemos que R_{14} será:

$$R_{14} = 800 * \frac{1k\Omega * 10k\Omega}{100k\Omega} = 80k\Omega \quad (6.26)$$

Si se pone un potenciómetro de $100 k\Omega$ en R_{14} , se podrá ajustar a la ganancia k_p deseada.

Si $k_d=12$, se calculará primero el tiempo derivativo T_d , que valdrá:

$$T_d = \frac{k_d}{k_p} = \frac{12}{800} = 15 \text{ ms} \quad (6.27)$$

Y T_d será:

$$T_d = R_{15} C_1 \frac{R_{27}}{R_{13}} \quad (6.28)$$

Si se toma por ejemplo $C_1 = 100\mu F$, $R_{13} = 10k\Omega$, $R_{27} = 100k\Omega$, se tiene que R_{15} será:

$$R_{15} = 15 \text{ ms} * \frac{10k\Omega}{100k\Omega * 100\mu F} = 15 \Omega \quad (6.29)$$

Si se pone un potenciómetro de 100Ω en R_{15} , se podrá ajustar a la ganancia k_d deseada.

6.8. Implementación del controlador PD en el prototipo

Una vez se han dimensionado todos los componentes del regulador, se pasará a la construcción del circuito completo del sistema de levitación. El circuito completo está formado por diferentes bloques: la fuente de alimentación, el circuito controlador, el driver de corriente, el sensor y el electroimán. En la Figura 6.11 se puede ver el circuito completo del sistema de levitación magnética junto con el microcontrolador para la visualización de datos, como la posición y la corriente.

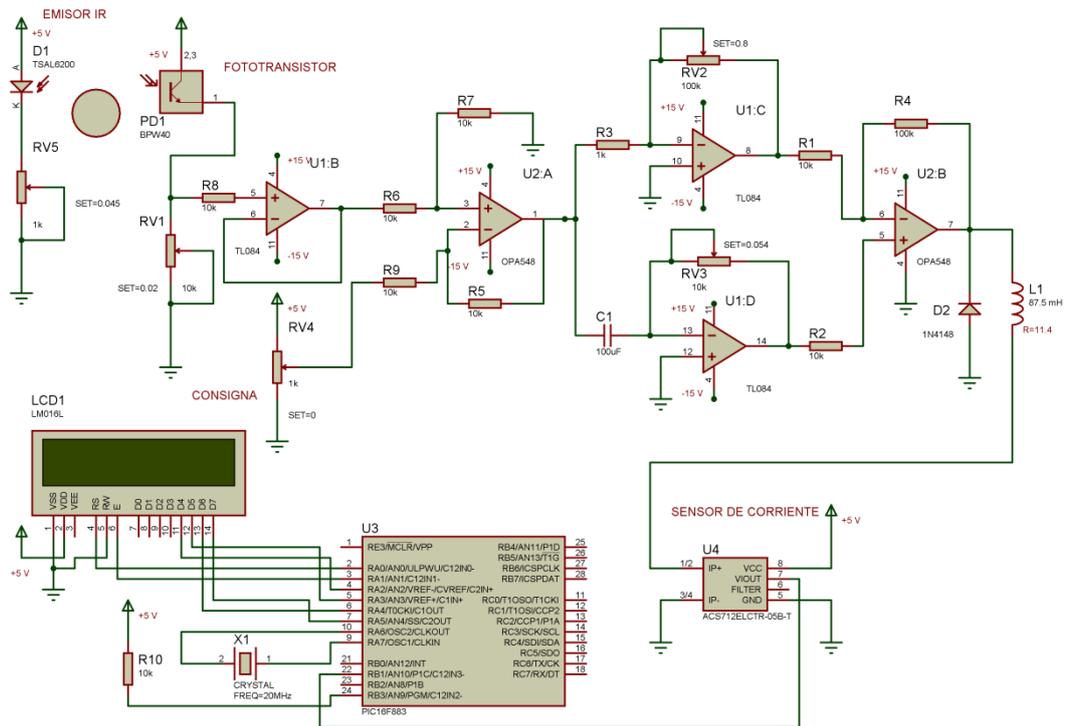


Figura 6.11. Circuito sistema de levitación magnética (Fuente: Propia)

La fuente de alimentación tendrá tres salidas, dos salidas alimentarán a ± 15 V los operacionales y la otra alimentará a +5 V el sensor de infrarrojo, el fototransistor y además, también alimentará un micro y un display que servirá para la visualización de datos. En los anexos se puede observar el circuito completo diseñado para la fuente de alimentación simétrica.

Por otro lado, para el suministro de corriente al electroimán se utilizará el amplificador operacional OPA548. Habrá que tener en cuenta el disipador que se tendrá que poner para que no se caliente en exceso y se acabe destruyendo. En los anexos se explica el cálculo realizado para elegir el disipador adecuado de acuerdo a la corriente que tiene que entregar.

Finalmente con todos los componentes adquiridos, se procedió a montar el circuito completo en una protoboard y quedó como puede verse en la Figura 6.12:

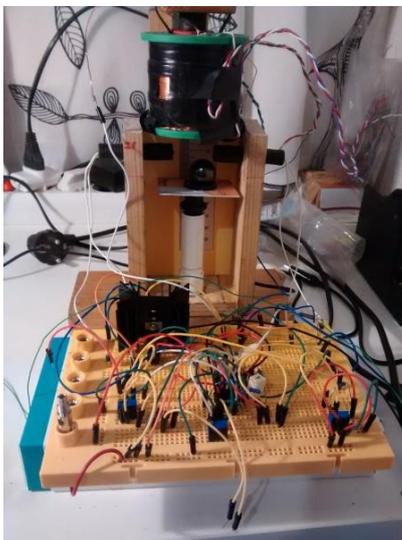


Figura 6.12. Montaje del circuito en una protoboard (Fuente: Propia)

Se fueron haciendo pruebas ajustando los potenciómetros de la acción proporcional y derivativa hasta conseguir que la bola levitara. En la siguiente imagen se tiene una demostración de la bola en suspensión.

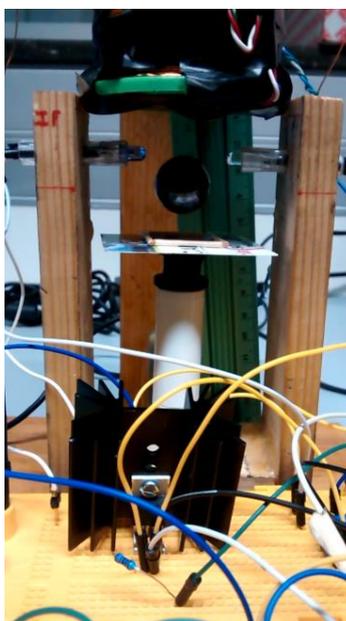


Figura 6.13. Bola imán levitando (Fuente: Propia)

7. Resultados experimentales

Una vez probado el prototipo y verificado su funcionamiento, se ajustaron los potenciómetros con los valores de las ganancias calculadas anteriormente y se observó que el sistema se estabilizaba.

Se representó en el osciloscopio la respuesta transitoria del sistema obteniéndose la Figura 7.1:

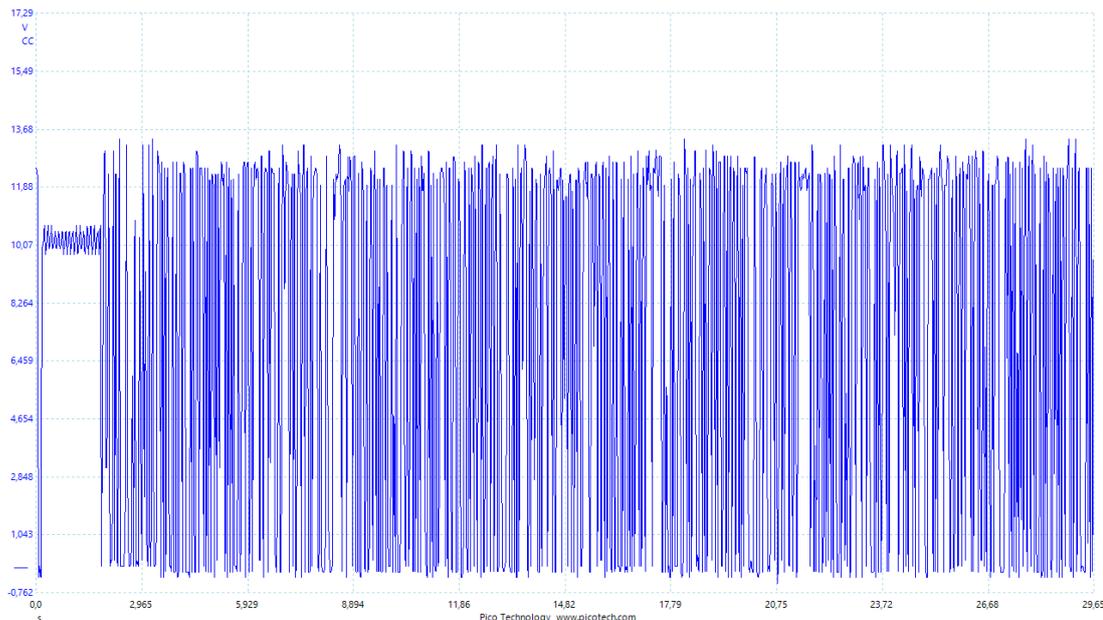


Figura 7.1. Representación en el osciloscopio de la respuesta del sistema con $k_p=800$ y $k_d=12$ (Fuente: Propia)

Según la Figura 7.1, el sistema ya está obteniendo una tensión inicial de unos 10 V en la planta y, al acercar la bola al sensor, se observa como esta se mantiene en suspensión a una tensión media de unos 6,2 V aproximadamente. La corriente empieza valiendo 0,78 A cuando el sensor no detecta la bola y 0,554 A cuando sí la detecta. La corriente inicial sirve de apoyo al sistema para ayudar a la bola a estabilizarla enseguida y evitar la iniciación de la misma en un valor de referencia 0. Además, se puede apreciar el ruido amplificado de la señal y, aunque hay formas de reducir el ruido, como por ejemplo colocar una resistencia en las entradas no inversoras de los amplificadores operacionales derivadas a masa, no se ha considerado aquí.

Si se simula el comportamiento del sistema en Matlab con los parámetros de las ganancias anteriores, se tendrá la Figura 7.2:

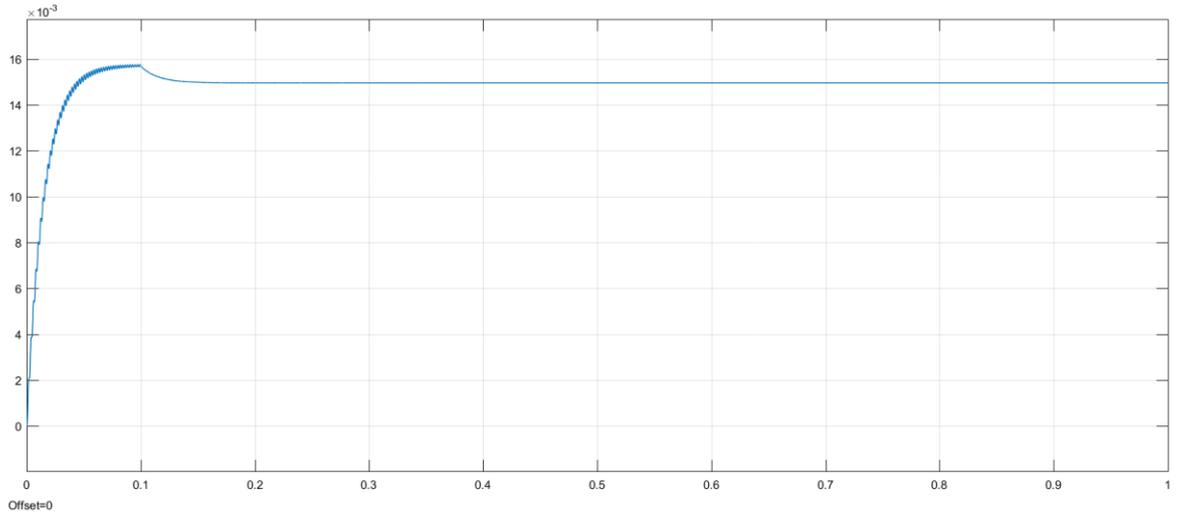


Figura 7.2. Simulación en Simulink de la respuesta del sistema con $k_p=800$ y $k_d=12$ (Fuente: Propia)

Según la Figura 7.2 se observa por simulación que la bola acaba estabilizándose en 0,015 m cuando transcurren aproximadamente 100 ms. Si se compara con la Figura 7.1, se puede asimilar la forma de la curva entre ambas señales. En la Figura 7.3 se puede ver el diagrama de bloques realizado para hacer las simulaciones que representan la estabilidad del sistema.

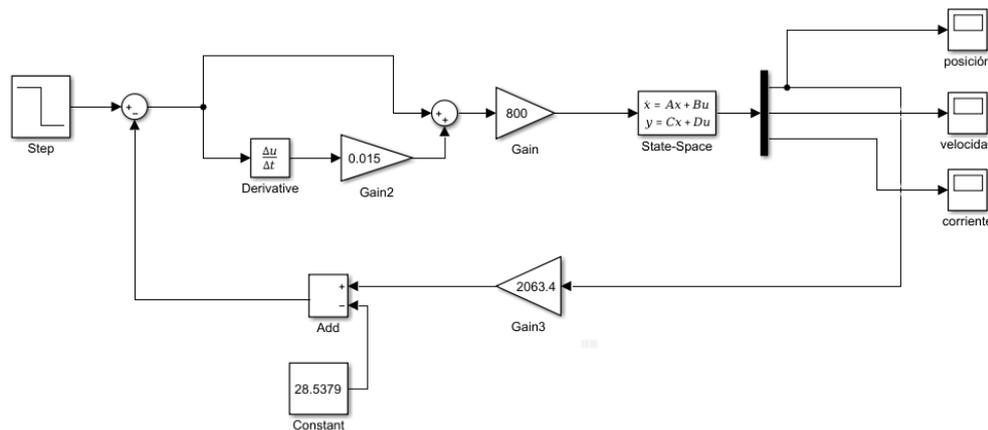


Figura 7.3. Diagrama realizado en Simulink del sistema completo (Fuente: Propia)

Según la Figura 7.3, en el diagrama se encuentra el controlador PD, el modelo de espacio de estados y la ecuación característica del sensor. Del modelo de estados, salen tres salidas que se pueden representar mediante tres visualizadores: posición, velocidad y corriente.

Conclusiones

Una vez finalizado el trabajo se puede concluir que:

- El sistema de levitación magnética por atracción es inestable por naturaleza sino se coloca un lazo de realimentación para lograr su estabilidad.
- Mediante el LGR se ha podido comprobar que el sistema era inestable y que había que encontrar alguna forma de poder compensarlo. Una solución ha sido utilizar un regulador PD.
- Se ha estudiado una forma de predecir los parámetros del regulador empleando un método para resolver la inestabilidad de los sistemas, y se han hecho simulaciones en Matlab para comprobar que el sistema se estabilizaba.
- Se ha propuesto un circuito para el regulador y se han dimensionado todos los componentes necesarios para su implementación.
- Finalmente se ha construido el sistema de levitación magnética, se ha verificado su funcionamiento comparándolo con los resultados teóricos, y se ha podido comprobar que el sistema era capaz de estabilizar la bola en una posición determinada.

Presupuesto

A continuación se especifican los costes desglosados por bloques de todos los componentes y material utilizados para la construcción del sistema de levitación magnética.

Cantidad	Descripción	Precio unidad (€)	Precio Total sin I.V.A. (€)
Fuente de alimentación			
2	Cond. Cerámico 330 nF 63 V	0,07	0,14
1	Disipador TO220 anodizado negro 13x19x10 mm	0,9670	0,9670
1	Cond. Poliéster R-5 mm 1 uF 63 V	0,198	0,198
1	Regulador 15 V 1 A TO220	0,23	0,23
1	Regulador -15 V 1 A TO220	0,19	0,19
1	Regulador 5 V 1 A TO220	0,21	0,21
2	Cond. el.ra.4700uF 35 V	0,805	1,61
1	Cond. el.ra.2,2uF 100 V	0,03	0,03
5	Cond. ceram. multiplaca 100 nF 63 V	0,03	0,15
1	ARISTON TRAF0 ENCAPSULADO 0-15V 0-15V 24VA	14,6	14,6
1	Fus. 200mA 5x20 retardo	0,106	0,106
1	Portafus. Vertical pcb 5x20	1,95	1,95
1	Conmut.CI 1C2P	0,75	0,75
1	Cond. el.ra.1uF 100 V	0,03	0,03
4	Diodo rectificador 1N4007 1A 1000V	0,01176	0,04704
2	Diodo rectificador 1N4004 1A 400V	0,01698	0,03396

Controlador PD			
1	Pot. Metálico lineal 1 kΩ E=6 mm	0,75	0,75
1	Pot. Metálico lineal 10 kΩ E=6 mm	0,75	0,75
1	Pot. Metálico lineal 100 kΩ E=6 mm	0,75	0,75
7	Res. 10 KΩ tol.1% 1/4W	0,016	0,112
1	Res. 301 Ω tol.1% 1/4W	0,026	0,026
2	Quad JFET input OP AMP TL084	0,37	0,74
1	Display LCD 2x16 led verde	11,5	11,5
12	Tornillo M-3 6 mm	0,03	0,36
1	Caja plástico negra 120x180x50 mm	5,28	5,28
1	Res. 100 KΩ tol.1% 1/4W	0,016	0,016
1	Pot.aj.25 vuel. Ver. 10 KΩ	1,08	1,08
1	Res. 1KΩ tol.1% 1/4W	0,016	0,016
2	Zócalo DIL 16 pins torneado	1,04	2,08
1	Pulsador 6x6 Sub-miniatura 5 mm	0,09	0,09
Driver de corriente			
1	OPA548 TO220 7 pines	13,08	13,08
1	Disipador TO220 15,5°C/W	0,52	0,52
Sensado: Fotodiodo y fototransistor			
1	Fototransistor receptor NPN BPW40	0,14	0,14

1	Emisor IR 5 mm TSAL6200	0,1370	0,1370
1	Pot.aj.25 vuel. Ver. 1 KΩ	1,85	1,85
Microcontrolador			
2	Tira 40 cts hembra PCB/aerea	0,82	1,64
1	Res. 47 Ω tol.5% 1/4W	0,016	0,016
1	I/SP MCU flash 8bit 16F883	2,6	2,6
1	Octopus sensor de corriente 5A	6,2	6,2
1	XTAL 20MHz HC49	0,18	0,18
1	Zócalo 28 c. torneado estrecho	0,89	0,89
1	Display LCD 2x16 led verde	11,5	11,5
2	Tira 40 cts hembra PCB/aerea	0,82	1,64
Planta			
1	Diodo high-speed 100V 0,2A	0,01	0,01
5	Carrete hilo cobre esmaltado 0,6 mm 39 m 2,4 H	9,11	45,55
1	Ferrita redonda 10x100 mm	0,9630	0,9639
2	Ferrita redonda 10x50 mm	1,4	2,8
1	Madera reciclable		
1	Bola imán permanente 20mm	0,6	0,6
Material			
1	Placa F.V. topos 2,54 156x90 mm	5,54	5,54
1	Goma pasamuros 6x9,5x14 mm	0,08	0,08

3	Boton negro D14 H16 eje 6 mm	0,77	2,31
12	Tuerca M-3	0,03	0,36
12	Tornillo M-3 6 mm	0,03	0,36
1	Caja plástico negra 120x180x50 mm	5,28	5,28
TOTAL			130,88 €

De acuerdo al precio total obtenido, el coste total de todos el materiales y componentes necesarios para la realización del sistema de levitación magnética ha sido de 130,88 €.

13. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/3e/Manoderecha.svg/220px-Manoderecha.svg.png>.
14. No Title. En: [en línea]. Disponible en: http://www.juntadeandalucia.es/averroes/centros-tic/21700290/helvia/aula/archivos/repositorio/0/29/html/Electromagnetismo_archivos/bobina5.png.
15. No Title. En: [en línea]. Disponible en: https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/e/e3/Circuito_magnetico_simple_detalle.jpg/450px-Circuito_magnetico_simple_detalle.jpg.
16. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <http://www.monografias.com/trabajos92/fundamentos-conceptuales-del-electromagnetismo/image001.png>.
17. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <http://static1.1.sqspcdn.com/static/f/1381323/17679241/1334474232113/droppedImage.png?token=kWi0QyhvdBjH07CbSWNDSaoZ%2Fg%3D>.
18. No Title. En: [en línea]. Disponible en: http://2.bp.blogspot.com/_NrMIEA7Moug/SDWfYuJ8EEI/AAAAAAAAACs/_mTTNQIhpCc/s320/Dibujoo16.bmp.
19. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <https://www.electronics-tutorials.ws/inductor/ind1.gif>.
20. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <http://ndn.neostrada.pl/katalog/hameg/grafika/str28.jpg>.
21. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <https://www.dena-de.com/uploads/shop/imagenes/SFH484-2.jpg>.
22. No Title. En: [en línea]. Disponible en: http://es.farnell.com/productimages/standard/en_GB/42620126.jpg.
23. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <https://media.digikey.com/photos/Texas Instr Photos/OPA548T.JPG>.
24. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <http://d2vlcm61l7u1fs.cloudfront.net/media%2Fb70%2Fb70242f0-e776-44ff-a835-264b0c312131%2FphpsrfQeg.png>.
25. Ríos Ruiz, J.D. Diseño y construcción de un Sistema de Levitación magnética controlado por un algoritmo PID. En: *Universidad Eafit*. 2010, p. 101.
26. Castrillón Largo, L.F. y Gómez Gómez, A.F. CONSTRUCCION DE UN PROTOTIPO PARA LEVITACION DE MATERIALES FERROMAGNÉTICOS EN PRESENCIA DEL CAMPO MAGNÉTICO PRODUCIDO POR UNA BOBINA. En: . 2014, p. 50.
27. Guevara Granizo, M.V. y Herrera Soukup, B. Diseño, Modelamiento, Simulación e Implementación de un Sistema de Levitación Magnética (Maglev) con un Grado de Libertad. En: . p. 85.

28. Palma, U.R. y Ingeniería, F.D.E. Sistema de levitación magnética usando sensor de efecto hall. En: . 2014,
29. Gonçalves, M. MAGNETIC LEVITATION CONTROL SYSTEM OF A STEEL BALL BASED IN A MICROCONTROLLER . En: . 2009, no. x.
30. Hurley, W.G., Member, S. y Werner, H.W. Magnetic Suspension System. En: . 1997, vol. 40, no. 2, p. 124-130.
31. Han, H. *Magnetic Levitation*. ISBN 9789401775229.
32. Juan, A. y Milena, C. Control Lineal y No Lineal de un Levitador Magnético. Estudio Comparativo. En: . 2010,
33. Floyd, T.L. *Dispositivos Electrónicos*. 8a ed. ISBN 9789702611936.
34. Malvino, A. y Bates, D.J. *Principios de Electrónica*. ISBN 978-84-481-5619-0.
35. Ogata, K. *Ingeniería de control moderna*. ISBN 9788483226605.
36. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <https://cdn.miniphysics.com/wp-content/uploads/2015/08/inductor.png>.
37. No Title. En: [en línea]. Disponible en: <https://diotronic.com/imgs/ml8jpg.jpg>.

Anexo A: Datasheets



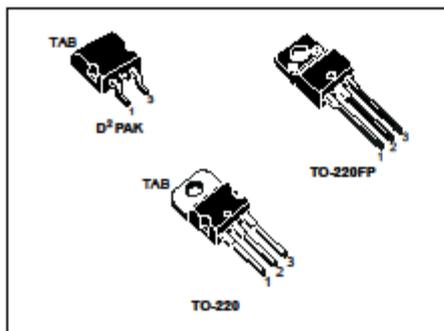
Datasheet regulador de tensión L79XX:



L79

Negative voltage regulators

Datasheet - production data



Description

The L79 series of three-terminal negative regulators is available in TO-220, TO-220FP and D²PAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications.

These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation; furthermore, having the same voltage option as the L78 positive standard series, they are particularly suited for split power supplies. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1.5 A output current.

Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

Features

- Output current up to 1.5 A
- Output voltages: -5, -8, -12, and -15 V
- Thermal overload protection
- Short-circuit protection
- Output transition SOA protection
- Output tolerance 2% (AC version) or 4% (C version) at 25 °C

Table 1: Device summary

Order codes				Output voltages
TO-220 (single gauge)	TO-220 (dual gauge)	D ² PAK	TO-220FP	
L7905ACV	L7905ACV-DG	L7905ACD2T-TR		-5 V
L7905CV	L7905CV-DG	L7905CD2T-TR	L7905CP	-5 V
L7908CV	L7908CV-DG			-8 V
L7912ACV	L7912ACV-DG			-12 V
L7912CV	L7912CV-DG	L7912CD2T-TR	L7912CP	-12 V
L7915ACV	L7915ACV-DG			-15 V
L7915CV	L7915CV-DG		L7915CP	-15 V

September 2017

DocID2149 Rev 23

1/27

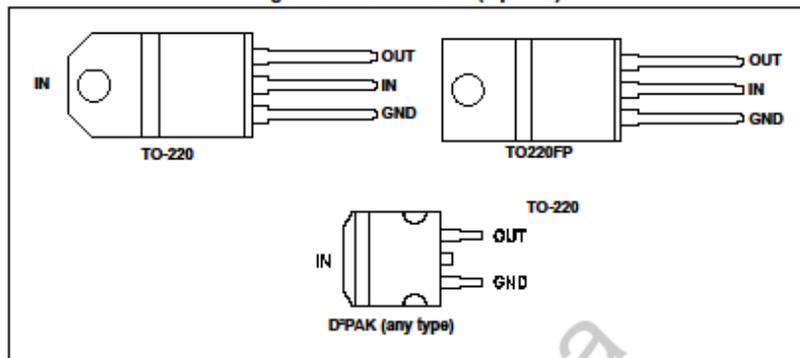
This is information on a product in full production.

www.st.com



2 Pin configuration

Figure 2: Pin connections (top view)



3 Maximum ratings

Table 2: Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	DC input voltage	-35	V
I_o	Output current	Internally limited	
P_D	Power dissipation	Internally limited	
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to 150	°C
T_{OP}	Operating junction temperature range	for L79xxC	0 to 150
		for L79xxAC	0 to 125



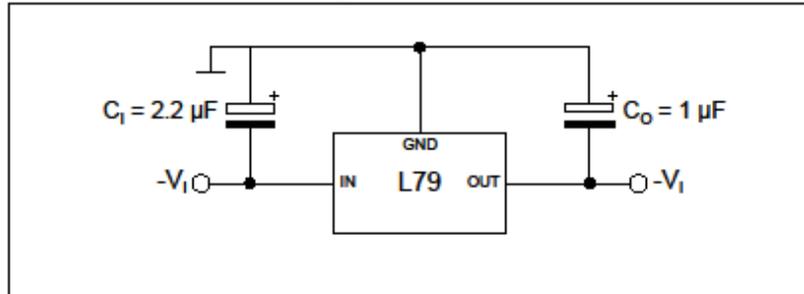
Note: Absolute maximum ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation under these condition is not implied.

Table 3: Thermal data

Symbol	Parameter	D*PAK	TO-220	TO-220FP	Unit
$R_{\theta JC}$	Thermal resistance junction-case	3	5	5	°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal resistance junction-ambient	62.5	50	60	°C/W

4 Test circuit

Figure 3: Test circuit



REV 23 draft a

Electrical characteristics

L79

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
ΔI_d	Quiescent current change	$I_o = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$			0.5	mA
		$V_i = -15 \text{ to } -30 \text{ V}$			1	
$\Delta V_o/\Delta T$	Output voltage drift	$I_o = 5 \text{ mA}$		-0.8		mV/°C
eN	Output noise voltage	$B = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}, T_J = 25^\circ\text{C}$		200		μV
SVR	Supply voltage rejection	$\Delta V_i = 10 \text{ V}, f = 120\text{Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout voltage	$I_o = 1 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}, \Delta V_o = 100 \text{ mV}$		1.1		V
I_{sc}	Short circuit current			1.0		A

Notes:

⁽¹⁾Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in VO due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

Refer to the test circuits, $T_J = 0 \text{ to } 125^\circ\text{C}$, $V_i = -23 \text{ V}$, $I_o = 500 \text{ mA}$, $C_i = 2.2 \mu\text{F}$, $C_o = 1 \mu\text{F}$ unless otherwise specified.

Table 9: Electrical characteristics of L7915AC

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-14.7	-15	-15.3	V
V_o	Output voltage	$I_o = -5 \text{ mA to } -1 \text{ A}, P_o \leq 15 \text{ W}$ $V_i = -18.5 \text{ to } -30 \text{ V}$	-14.4	-15	-15.6	V
$\Delta V_o^{(1)}$	Line regulation	$V_i = -17.5 \text{ to } -30 \text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}$			300	mV
		$V_i = -20 \text{ to } -26 \text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}$			150	
$\Delta V_o^{(1)}$	Load regulation	$I_o = 5 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$			300	mV
		$I_o = 250 \text{ to } 750 \text{ mA}, T_J = 25^\circ\text{C}$			150	
I_d	Quiescent current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent current change	$I_o = 5 \text{ mA to } 1 \text{ A}$			0.5	mA
		$V_i = -18.5 \text{ to } -30 \text{ V}$			1	
$\Delta V_o/\Delta T$	Output voltage drift	$I_o = 5 \text{ mA}$		-0.9		mV/°C
eN	Output noise voltage	$B = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}, T_J = 25^\circ\text{C}$		250		μV
SVR	Supply voltage rejection	$\Delta V_i = 10 \text{ V}, f = 120 \text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout voltage	$I_o = 1 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}, \Delta V_o = 100 \text{ mV}$		1.1		V
I_{sc}	Short circuit current			0.7		A
I_{scp}	Short circuit peak current	$T_J = 25^\circ\text{C}, V_i = -10 \text{ V}$		1.8		A

Notes:

⁽¹⁾Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in VO due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.



Refer to the test circuits, $T_J = 0$ to 125 °C, $V_I = -23$ V, $I_O = 500$ mA, $C_I = 2.2$ μ F, $C_O = 1$ μ F unless otherwise specified.

Table 10: Electrical characteristics of L7915C

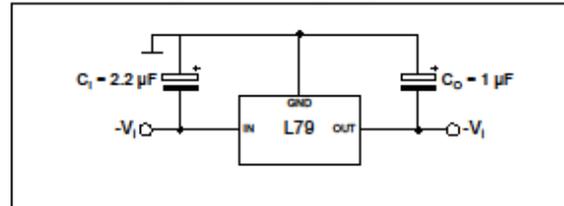
Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-14.4	-15	-15.6	V
V_O	Output voltage	$I_O = -5$ mA to -1 A, $P_O \leq 15$ W $V_I = -18.5$ to -30 V	-14.3	-15	-15.7	V
$\Delta V_O^{(1)}$	Line regulation	$V_I = -17.5$ to -30 V, $T_J = 25^\circ\text{C}$			300	mV
		$V_I = -20$ to -26 V, $T_J = 25^\circ\text{C}$			150	
$\Delta V_O^{(1)}$	Load regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A, $T_J = 25^\circ\text{C}$			300	mV
		$I_O = 250$ to 750 mA, $T_J = 25^\circ\text{C}$			150	
I_Q	Quiescent current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_Q	Quiescent current change	$I_O = 5$ mA to 1 A			0.5	mA
		$V_I = -18.5$ to -30 V			1	
$\Delta V_O/\Delta T$	Output voltage drift	$I_O = 5$ mA		-0.9		mV/°C
eN	Output noise voltage	$B = 10$ Hz to 100 kHz, $T_J = 25^\circ\text{C}$		250		μ V
SVR	Supply voltage rejection	$\Delta V_I = 10$ V, $f = 120$ Hz	54	60		dB
V_d	Dropout voltage	$I_O = 1$ A, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $\Delta V_O = 100$ mV		1.1		V
I_{sc}	Short circuit current			0.7		A

Notes:

⁽¹⁾Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

6 Application information

Figure 4: Fixed output regulator



C_I is required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum. If aluminium electrolytic are used, at least ten times value should be selected. C_O is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter. To improve transient response. If large capacitors are used, a high current diode from input to output (1N4001 or similar) should be introduced to protect the device from momentary input short circuit.

Figure 5: Split power supply ($\pm 15V - 1A$)

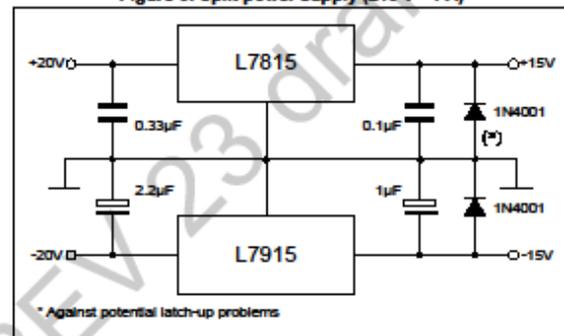
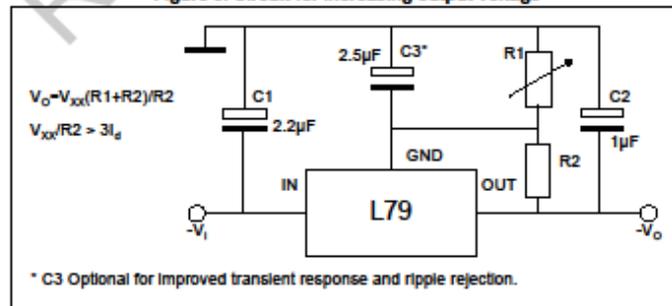


Figure 6: Circuit for increasing output voltage



Datasheet Regulador de tensión LM78XX:


September 2014

LM78XX / LM78XXA 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator

Features

- Output Current up to 1 A
- Output Voltages: 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24 V
- Thermal Overload Protection
- Short-Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The LM78XX series of three-terminal positive regulators is available in the TO-220 package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down, and safe operating area protection. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1 A output current. Although designed primarily as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components for adjustable voltages and currents.



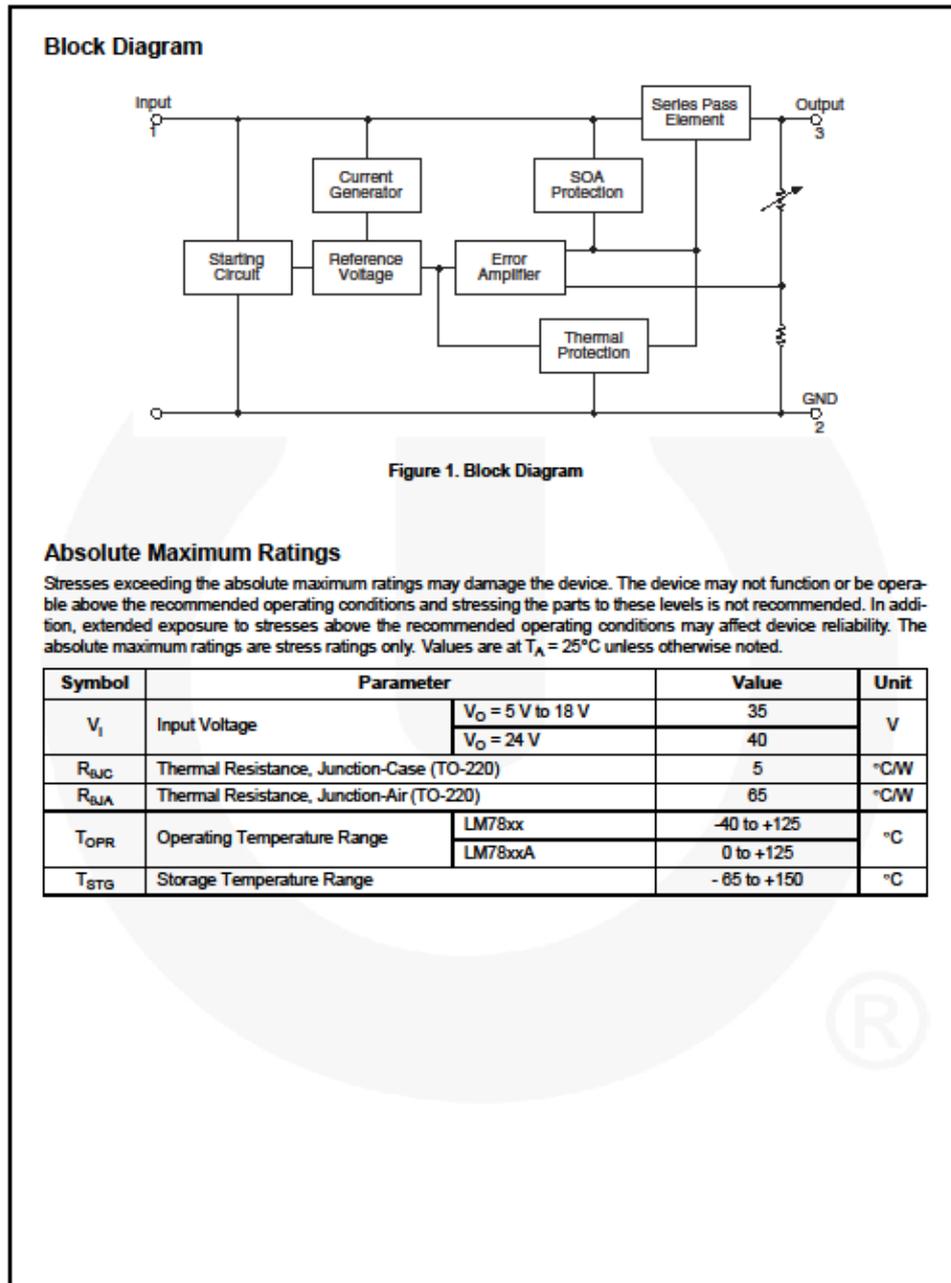
TO-220 (Single Gauge)
GND
1. Input
2. GND
3. Output

Ordering Information⁽¹⁾

Product Number	Output Voltage Tolerance	Package	Operating Temperature	Packing Method
LM7805CT	±4%	TO-220 (Single Gauge)	-40°C to +125°C	Rail
LM7806CT				
LM7808CT				
LM7809CT				
LM7810CT				
LM7812CT				
LM7815CT				
LM7818CT				
LM7824CT	±2%		0°C to +125°C	
LM7805ACT				
LM7809ACT				
LM7810ACT				
LM7812ACT				
LM7815ACT				

Note:
1. Above output voltage tolerance is available at 25°C.

LM78XX / LM78XXA — 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator



© 2006 Fairchild Semiconductor Corporation
LM78XX / LM78XXA Rev. 1.3.1

2

www.fairchildsemi.com

Electrical Characteristics (LM7805)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 10\text{ V}$, $C_I = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	4.80	5.00	5.20	V
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 7\text{ V to }20\text{ V}$	4.75	5.00	5.25	
Regline	Line Regulation ⁽²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 7\text{ V to }25\text{ V}$	4.0	100.0	mV
			$V_I = 8\text{ V to }12\text{ V}$	1.8	50.0	
Regload	Load Regulation ⁽²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	9.0	100.0	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$	4.0	50.0	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5	8	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 7\text{ V to }25\text{ V}$		0.03	0.50	mA
				0.30	1.30	
$\Delta V_O/\Delta T$	Output Voltage Drift ⁽³⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.8		mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		42		μV
RR	Ripple Rejection ⁽³⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 8\text{ V to }18\text{ V}$	62	73		dB
V_{DROP}	Dropout Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $I_O = 1\text{ A}$		2		V
R_O	Output Resistance ⁽³⁾	$f = 1\text{ kHz}$		15		$\text{m}\Omega$
I_{SC}	Short-Circuit Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$, $V_I = 35\text{ V}$		230		mA
I_{PK}	Peak Current ⁽³⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A

Notes:

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
3. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Electrical Characteristics (LM7815)

Refer to the test circuit, $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $V_I = 23\text{ V}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	14.40	15.00	15.60	V
		$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$, $V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	14.25	15.00	15.75	
Regline	Line Regulation ⁽¹⁴⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$	11	300	mV
			$V_I = 20\text{ V to }28\text{ V}$	3	150	
Regload	Load Regulation ⁽¹⁴⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	12	300	mV
			$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$	4	150	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		5.2	8.0	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 17.5\text{ V to }30\text{ V}$			0.5	mA
					1.0	
$\Delta V_O/\Delta T$	Output Voltage Drift ⁽¹⁵⁾	$I_O = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$		90		μV
RR	Ripple Rejection ⁽¹⁵⁾	$f = 120\text{ Hz}$, $V_I = 18.5\text{ V to }28.5\text{ V}$	54	70		dB
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2		V
R_O	Output Resistance ⁽¹⁵⁾	$f = 1\text{ kHz}$		19		m Ω
I_{SC}	Short-Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$		250		mA
I_{PK}	Peak Current ⁽¹⁵⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$		2.2		A

Notes:

- 14. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 15. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Electrical Characteristics (LM7805A)

Refer to the test circuit, 0°C < T_J < 125°C, I_O = 1 A, V_I = 10 V, C_I = 0.33 μF, C_O = 0.1 μF, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _O	Output Voltage	T _J = +25°C	4.9	5.0	5.1	V
		I _O = 5 mA to 1 A, P _O ≤ 15 W, V _I = 7.5 V to 20 V	4.8	5.0	5.2	
Regline	Line Regulation ⁽²⁰⁾	V _I = 7.5 V to 25 V, I _O = 500 mA		5.0	50.0	mV
		V _I = 8 V to 12 V		3.0	50.0	
		T _J = +25°C	V _I = 7.3 V to 20 V		5.0	
		V _I = 8 V to 12 V		1.5	25.0	
Regload	Load Regulation ⁽²⁰⁾	T _J = +25°C, I _O = 5 mA to 1.5 A		9	100	mV
		I _O = 5 mA to 1 A		9	100	
		I _O = 250 mA to 750 mA		4	50	
I _Q	Quiescent Current	T _J = +25°C		5	6	mA
ΔI _Q	Quiescent Current Change	I _O = 5 mA to 1 A			0.5	mA
		V _I = 8 V to 25 V, I _O = 500 mA			0.8	
		V _I = 7.5 V to 20 V, T _J = +25°C			0.8	
ΔV _O /ΔT	Output Voltage Drift ⁽²¹⁾	I _O = 5 mA		-0.8		mV/°C
V _N	Output Noise Voltage	f = 10 Hz to 100 kHz, T _A = +25°C		42		μV
RR	Ripple Rejection ⁽²¹⁾	f = 120 Hz, V _O = 500 mA, V _I = 8 V to 18 V		68		dB
V _{DROP}	Dropout Voltage	I _O = 1 A, T _J = +25°C		2		V
R _O	Output Resistance ⁽²¹⁾	f = 1 kHz		17		mΩ
I _{SC}	Short-Circuit Current	V _I = 35 V, T _J = +25°C		250		mA
I _{PK}	Peak Current ⁽²¹⁾	T _J = +25°C		2.2		A

Notes:

20. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

21. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

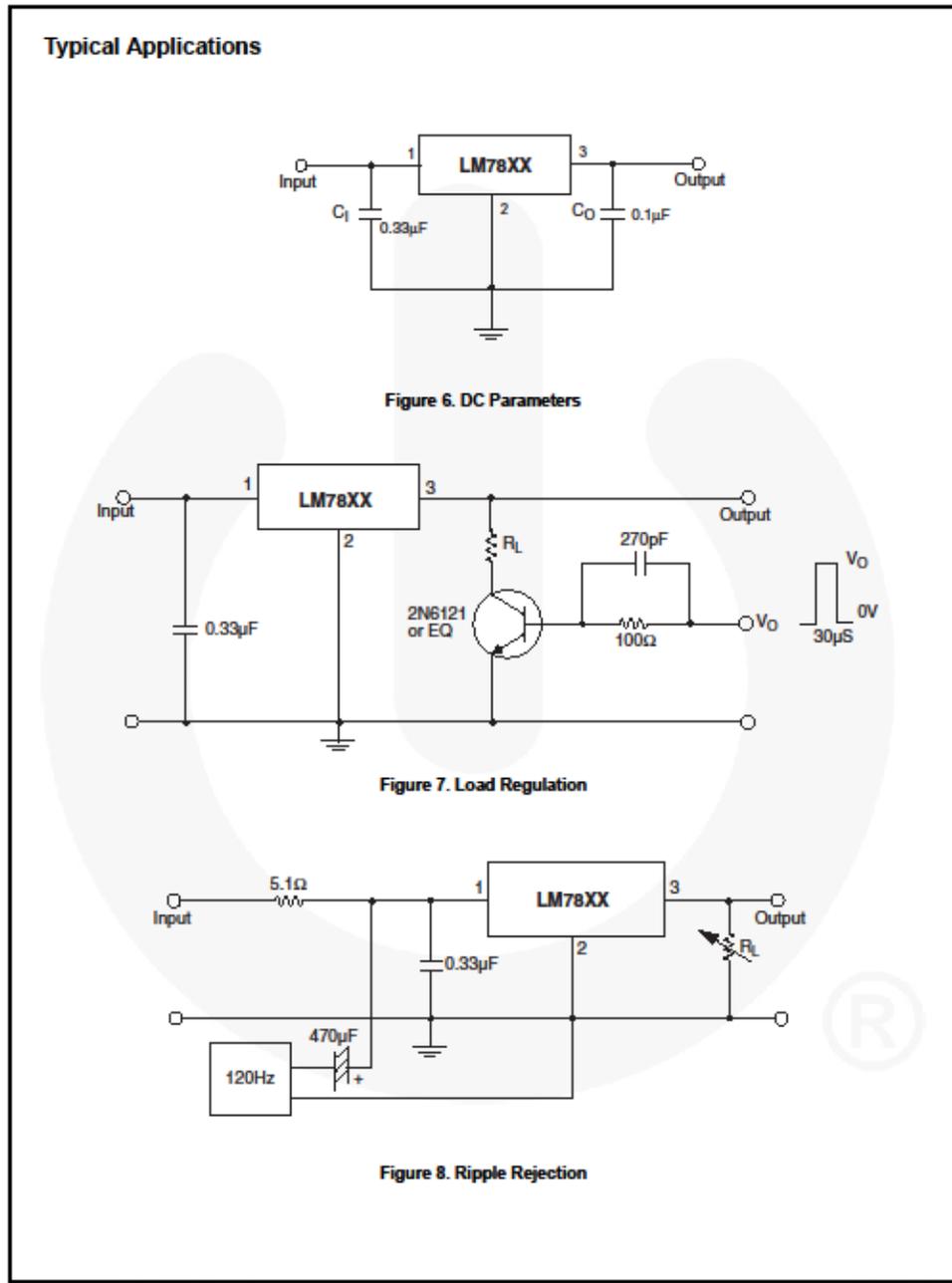
Electrical Characteristics (LM7815A)

Refer to the test circuit, 0°C < T_J < 125°C, I_O = 1 A, V_I = 23 V, C_I = 0.33 μF, C_O = 0.1 μF, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _O	Output Voltage	T _J = +25°C	14.75	15.00	15.30	V
		I _O = 5 mA to 1 A, P _O ≤ 15 W, V _I = 17.7 V to 30 V	14.40	15.00	15.60	
Regline	Line Regulation ⁽²⁸⁾	V _I = 17.4 V to 30 V, I _O = 500 mA		10	150	mV
		V _I = 20 V to 26 V		5	150	
		T _J = +25°C	V _I = 17.5 V to 30 V		11	
		V _I = 20 V to 26 V		3	75	
Regload	Load Regulation ⁽²⁸⁾	T _J = +25°C, I _O = 5 mA to 1.5 A		12	100	mV
		I _O = 5 mA to 1 A		12	100	
		I _O = 250 mA to 750 mA		5	50	
I _Q	Quiescent Current	T _J = +25°C		5.2	6.0	mA
ΔI _Q	Quiescent Current Change	I _O = 5 mA to 1 A			0.5	mA
		V _I = 17.5 V to 30 V, I _O = 500 mA			0.8	
		V _I = 17.5 V to 30 V, T _J = +25°C			0.8	
ΔV _O /ΔT	Output Voltage Drift ⁽²⁹⁾	I _O = 5 mA		-1		mV/°C
V _N	Output Noise Voltage	f = 10 Hz to 100 kHz, T _A = +25°C		90		μV
RR	Ripple Rejection ⁽²⁹⁾	f = 120 Hz, V _O = 500 mA, V _I = 18.5 V to 28.5 V		58		dB
V _{DROP}	Dropout Voltage	I _O = 1 A, T _J = +25°C		2		V
R _O	Output Resistance ⁽²⁹⁾	f = 1 kHz		19		mΩ
I _{SC}	Short-Circuit Current	V _I = 35 V, T _J = +25°C		250		mA
I _{PK}	Peak Current ⁽²⁹⁾	T _J = +25°C		2.2		A

Notes:

- 28. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.
- 29. These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.



LM78XX / LM78XXA — 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator

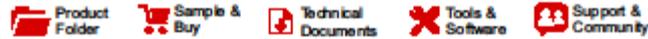
© 2006 Fairchild Semiconductor Corporation
LM78XX / LM78XXA Rev. 1.3.1

18

www.fairchildsemi.com

Ref. <https://www.mouser.com/ds/2/149/LM7805-1010961.pdf>

Datasheet Amplificadores Operacionales TL084:



TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A
TL082B, TL084, TL084A, TL084B

SLOS081I—FEBRUARY 1977—REVISED MAY 2015

TL08xx JFET-Input Operational Amplifiers

1 Features

- Low Power Consumption: 1.4 mA/ch Typical
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias Current: 30 pA Typical
- Low Input Offset Current: 5 pA Typical
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion: 0.003% Typical
- High Input Impedance: JFET Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: 13 V/μs Typical
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

2 Applications

- Tablets
- White goods
- Personal electronics
- Computers

3 Description

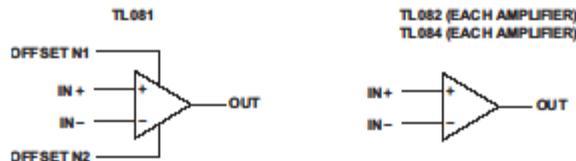
The TL08xx JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TL084xD	SOIC (14)	8.65 mm × 3.91 mm
TL06xxFK	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm
TL084xJ	CDIP (14)	19.56 mm × 6.92 mm
TL084xN	PDIP (14)	19.3 mm × 6.35 mm
TL084xNS	SO (14)	10.3 mm × 5.3 mm
TL084xPW	TSSOP (14)	5.0 mm × 4.4 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Schematic Symbol



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.



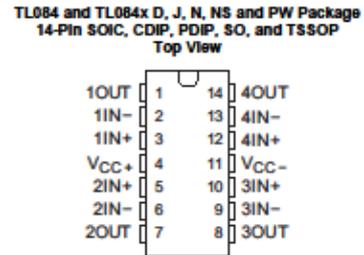
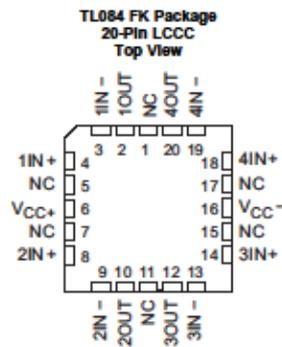
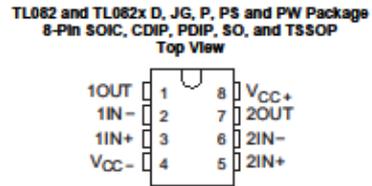
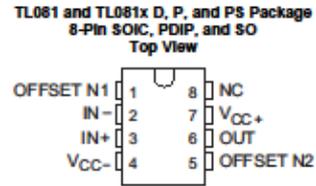
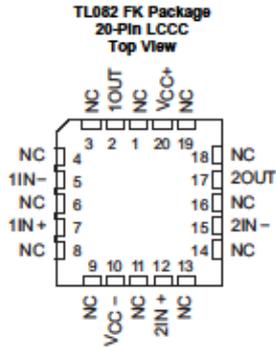


www.ti.com

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A
TL082B, TL084, TL084A, TL084B

SLOS081I—FEBRUARY 1977—REVISED MAY 2015

5 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

NAME	PIN					IO	DESCRIPTION
	TL081 SOIC, PDIP, SO	TL082 SOIC, CDIP, PDIP, SO, TSSOP	TL082 LCCC	TL084 SOIC, CDIP, PDIP, SO, TSSOP	TL084 LCCC		
1IN-	—	2	5	2	3	I	Negative input
1IN+	—	3	7	3	4	I	Positive input
1OUT	—	1	2	1	2	O	Output
2IN-	—	6	15	6	9	I	Negative input
2IN+	—	5	12	5	8	I	Positive input
2OUT	—	7	17	7	10	O	Output
3IN-	—	—	—	9	13	I	Negative Input
3IN+	—	—	—	10	14	I	Positive Input
3OUT	—	—	—	8	12	O	Output
4IN-	—	—	—	13	19	I	Negative Input
4IN+	—	—	—	12	18	I	Positive Input
4OUT	—	—	—	14	20	O	Output

Copyright © 1977–2015, Texas Instruments Incorporated

[Submit Documentation Feedback](#)

Product Folder Links: [TL081](#) [TL081A](#) [TL081B](#) [TL082](#) [TL082A](#) [TL082B](#) [TL084](#) [TL084A](#) [TL084B](#)



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est



TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A
TL082B, TL084, TL084A, TL084B

www.ti.com

SLOS081I—FEBRUARY 1977—REVISED MAY 2015

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT	
V _{CC+}	Supply voltage ⁽²⁾		18	V	
V _{CC-}	Supply voltage		-18	V	
V _{ID}	Differential input voltage ⁽³⁾		±30	V	
V _I	Input voltage ⁽³⁾⁽⁴⁾		±15	V	
Duration of output short circuit ⁽⁵⁾		Unlimited			
Continuous total power dissipation		See Dissipation Rating Table			
T _A	Operating free-air temperature	TL08_C TL08_AC TL08_BC	0	70	°C
		TL08_J	-40	85	
		TL084Q	-40	125	
		TL08_M	-55	125	
Operating virtual junction temperature			150	°C	
T _C	Case temperature for 60 seconds	FK package	TL08_M	260	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	J or JG package	TL08_M	300	°C
T _{stg}	Storage temperature		-65	150	°C

(1) 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.

(2) All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-}.

(3) Differential voltages are at IN+, with respect to IN-.

(4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.

(5) The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	1000
		Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	1500

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT	
V _{CC+}	Supply voltage	5	15	V	
V _{CC-}	Supply voltage	-5	-15	V	
V _{CM}	Common-mode voltage	V _{CC-} + 4	V _{CC+} - 4	V	
T _A	Ambient temperature	TL08xM	-55	125	°C
		TL08xQ	-40	125	
		TL08xI	-40	85	
		TL08xC	0	70	





TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A
TL082B, TL084, TL084A, TL084B

www.ti.com

SLOS081I—FEBRUARY 1977—REVISED MAY 2015

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT	
V _{CC+}	Supply voltage ⁽²⁾		18	V	
V _{CC-}	Supply voltage		-18	V	
V _{ID}	Differential input voltage ⁽³⁾		±30	V	
V _I	Input voltage ⁽²⁾⁽⁴⁾		±15	V	
Duration of output short circuit ⁽⁵⁾		Unlimited			
Continuous total power dissipation		See Dissipation Rating Table			
T _A	Operating free-air temperature	TL08_C TL08_AC TL08_BC	0	70	°C
		TL08_J	-40	85	
		TL084Q	-40	125	
		TL08_M	-55	125	
Operating virtual junction temperature			150	°C	
T _C	Case temperature for 60 seconds	FK package	TL08_M	260	°C
	Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	J or JG package	TL08_M	300	°C
T _{stg}	Storage temperature		-65	150	°C

- (1) 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.
- (2) All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-}.
- (3) Differential voltages are at IN+, with respect to IN-.
- (4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
- (5) The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT	
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	1000	V
		Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	1500	

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
- (2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		MIN	MAX	UNIT	
V _{CC+}	Supply voltage	5	15	V	
V _{CC-}	Supply voltage	-5	-15	V	
V _{CM}	Common-mode voltage	V _{CC-} + 4	V _{CC+} - 4	V	
T _A	Ambient temperature	TL08xM	-55	125	°C
		TL08xQ	-40	125	
		TL08xI	-40	85	
		TL08xC	0	70	





TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A
TL082B, TL084, TL084A, TL084B

www.ti.com

SLOS081I—FEBRUARY 1977—REVISED MAY 2015

Electrical Characteristics for TL08xC, TL08xxC, and TL08xl (continued)

V_{CC±} = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T _A ⁽¹⁾	TL081C, TL082C, TL084C			TL081AC, TL082AC, TL084AC			TL081BC, TL082BC, TL084BC			TL081I, TL082I, TL084I			UNIT					
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX						
I _{CC}	Supply current (each amplifier)	V _O = 0, No load	25°C			1.4			2.8			1.4			2.8			mA		
V _{OS} /V _{OZ}	Crosstalk attenuation	A _{VD} = 100	25°C			120			120			120			120			dB		

6.6 Electrical Characteristics for TL08xM and TL084x

V_{CC±} = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	T _A	TL081M, TL082M			TL084M, TL084M			UNIT											
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX												
V _{IO}	Input offset voltage	V _O = 0, R _G = 50 Ω	25°C		3		6		3		9		mV							
			Full range				9				15									
α _{VO}	Temperature coefficient of input offset voltage	V _O = 0, R _G = 50 Ω	Full range		18				18				μV/°C							
I _{IO}	Input offset current ⁽²⁾	V _O = 0	25°C		5		100		5		100		pA							
			125°C				20				20		nA							
I _{IB}	Input bias current ⁽²⁾	V _O = 0	25°C		30		200		30		200		pA							
			125°C				50				50		nA							
V _{ICR}	Common-mode input voltage range		25°C		±11		-12 to 15		±11		-12 to 15		V							
V _{OM}	Maximum peak output voltage swing	R _L = 10 kΩ	25°C		±12		±13.5		±12		±13.5		V							
			Full range		±12				±12											
					±10		±12		±10		±12									
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V _O = ±10 V, R _L ≥ 2 kΩ	25°C		25		200		25		200		V/mV							
			Full range		15				15											
B ₁	Unity-gain bandwidth		25°C		3				3				MHz							
r _i	Input resistance		25°C		10 ¹²				10 ¹²				Ω							
CMRR	Common-mode rejection ratio	V _{IO} = V _{IO} (min), V _O = 0, R _G = 50 Ω	25°C		80		86		80		86		dB							
k _{AVR}	Supply-voltage rejection ratio (ΔV _{CC±} /ΔV _{IO})	V _{CC±} = ±15 V to ±9 V, V _O = 0, R _G = 50 Ω	25°C		80		86		80		86		dB							
I _{CC}	Supply current (each amplifier)	V _O = 0, No load	25°C			1.4			2.8			1.4			2.8			mA		
V _{OS} /V _{OZ}	Crosstalk attenuation	A _{VD} = 100	25°C			120			120			120			120			dB		

- (1) All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.
- (2) Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 13. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as possible.

6.7 Operating Characteristics

V_{CC±} = ±15 V, T_A = 25°C (unless otherwise noted)

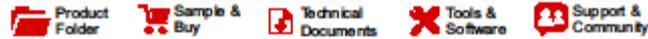
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	V _I = 10 V, R _L = 2 kΩ, C _L = 100 pF, See Figure 19	8 ⁽¹⁾	13		V/μs
	V _I = 10 V, R _L = 2 kΩ, C _L = 100 pF, T _A = -55°C to 125°C, See Figure 19	5 ⁽¹⁾			

(1) On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.

Ref. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082.pdf>



Datasheet Amplificador Operacional Potencia OPA548:



OPA548

SBO6070C—OCTOBER 1997—REVISED JUNE 2015

OPA548 High-Voltage, High-Current Operational Amplifier

1 Features

- Wide Supply Range
 - Single Supply: 8 V to 80 V
 - Dual Supply: ± 4 V to ± 30 V
- High-Output Current:
 - 3-A Continuous
 - 5-A Peak
- Wide Output Voltage Swing
- Fully Protected:
 - Thermal Shutdown
 - Adjustable Current Limit
- Output Disable Control™
- Thermal Shutdown Indicator
- High Slew Rate: 10 V
- Low Quiescent Current
- Packages:
 - 7-Lead TO-220, Zip and Straight Leads
 - 7-Lead DDPAK Surface-Mount

2 Applications

- Valve, Actuator Drivers
- SYNCHRO, SERVO Drivers
- Power Supplies
- Test Equipment
- Transducer Excitation
- Audio Amplifiers

3 Description

The OPA548 device is a low-cost, high-voltage and high-current operational amplifier that's ideal for driving a wide variety of loads. A laser-trimmed monolithic integrated circuit provides excellent low-level signal accuracy and high-output voltage and current.

The OPA548 device operates from either single or dual supplies for design flexibility. In single-supply operation, the input common-mode range extends below ground.

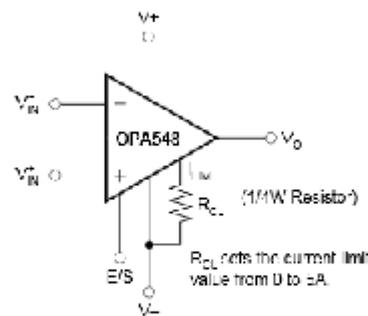
The OPA548 device is internally protected against over-temperature conditions and current overloads. In addition, the OPA548 device was designed to provide an accurate, user-selected current limit. Unlike other designs, which use a power resistor in series with the output current path, the OPA548 device senses the load indirectly. This allows the current limit to be adjusted from 0 A to 5 A with a resistor and potentiometer or controlled digitally with a voltage-out or current-out DAC.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
OPA548	TO-220 (7)	10.17 mm × 8.38 mm
	TO-263 (7)	10.10 mm × 8.89 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.





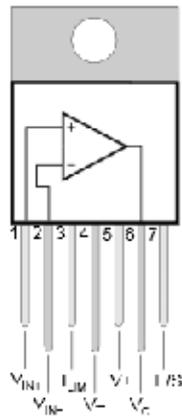
5 Description (continued)

The Enable/Status (E/S) pin provides two functions. An input on the pin not only disables the output stage to effectively disconnect the load, but also reduces the quiescent current to conserve power. The E/S pin output can be monitored to determine if the OPA548 is in thermal shutdown.

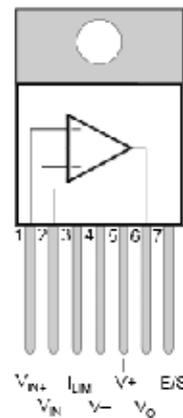
The OPA548 device is available in an industry-standard 7-lead staggered and straight lead TO-220 package, and a 7-lead DDPACK surface-mount plastic power package. The copper tab allows easy mounting to a heat sink or circuit board for excellent thermal performance. The device is specified for operation over the extended industrial temperature range, -40°C to 85°C . A SPICE macromodel is available for design analysis.

6 Pin Configuration and Functions

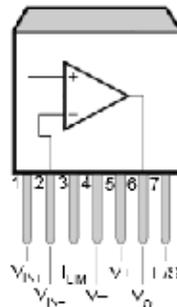
KVT and KC Packages Stagger-Formed
7-Pin TO-220
Top View



KVT and KC Packages Straight-Formed
7-Pin TO-220
Top View



KTW Package Surface-Mount
7-Pin TO-263
Top View





OPA548

SBO8070C – OCTOBER 1997 – REVISED JUNE 2015

www.ti.com

Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
V _{IN+}	1	I	Noninverting input
V _{IN-}	2	I	Inverting input
I _{LM}	3	I	Current limit set
V-	4	I	Negative power supply
V+	5	I	Positive power supply
V _O	6	O	Output
E/S	7	I/O	Enable/disable control input, thermal shutdown status output





7 Specifications

7.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) ⁽¹⁾

	MIN	MAX	UNIT
Output current	See Figure 40		
Supply voltage, V+ to V-	60		V
Input voltage	(V-) -0.5V	(V+) + 0.5	V
Input shutdown voltage			V+
Operating temperature	-40	125	°C
Junction temperature	150		°C
T _{stg} Storage temperature	-55	125	°C

(1) Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under Recommended Operating Conditions. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

7.2 ESD Ratings

	VALUE	UNIT
V _(ESD) Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	±2000
	Machine model	±200
		V

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

7.3 Recommended Operating Conditions

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply Voltage (V+–V-)	8(+/-4)		60(±30)	V
Specified temperature	-40		125	°C

7.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾	OPA548		UNIT
	KVT and KC (TO-220)	KTW (DDPAK)	
	7 PINS	7 PINS	
R _{θJA} Junction-to-ambient thermal resistance	30.2	30.2	°C/W
R _{θJC(top)} Junction-to-case (top) thermal resistance	37.4	37.4	°C/W
R _{θJB} Junction-to-board thermal resistance	14.4	14.4	°C/W
ψ _{JT} Junction-to-top characterization parameter	5.1	5.1	°C/W
ψ _{JB} Junction-to-board characterization parameter	14.3	14.3	°C/W
R _{θJC(bot)} Junction-to-case (bottom) thermal resistance	0.2	0.2	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the Semiconductor and IC Package Thermal Metrics application report, [SPRA553](#).



OPA548

SBO8070C – OCTOBER 1997 – REVISED JUNE 2015

www.ti.com

7.5 Electrical Characteristics

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
OFFSET VOLTAGE						
Input Offset Voltage		$V_{CM} = 0, I_O = 0$		±2	±10	mV
vs Temperature		$T_A = -40^{\circ}\text{C to } 85^{\circ}\text{C}$		±30		µV/°C
vs Power supply		$V_{CM} = 0\text{ V}$		30	100	µV/V
INPUT BIAS CURRENT⁽¹⁾						
Input Bias Current ⁽²⁾		$V_{CM} = 0\text{ V}$	-100	-500		nA
vs Temperature		$T_A = -40^{\circ}\text{C to } 85^{\circ}\text{C}$		±0.5		nA/°C
Input Offset Current		$V_{CM} = 0\text{ V}$	±5	±50		nA
NOISE						
Input Voltage Noise Density, $f = 1\text{ kHz}$				90		nV/√Hz
Current Noise Density, $f = 1\text{ kHz}$				200		fA/√Hz
INPUT VOLTAGE RANGE						
Common-Mode Voltage Range:	Positive	Linear Operation	(V+) - 3	(V+) - 2.3		V
	Negative	Linear Operation	(V-) - 0.1	(V-) - 0.2		V
Common-Mode Rejection		$V_{CM} = (V-) - 0.1\text{ V to } (V+) - 3\text{ V}$	80	95		dB
INPUT IMPEDANCE						
Differential				$10^7 \parallel 6$		Ω pF
Common-Mode				$10^9 \parallel 4$		Ω pF
OPEN-LOOP GAIN						
Open-Loop Voltage Gain		$V_O = \pm 25\text{ V}, R_L = 1\text{ k}\Omega$	90	98		dB
		$V_O = \pm 25\text{ V}, R_L = 8\ \Omega$		90		dB
FREQUENCY RESPONSE						
Gain-Bandwidth Product		$R_L = 8\ \Omega$		1		MHz
Slew Rate		$G = 1, 50\text{Vp-p}, R_L = 8\ \Omega$		10		V/µs
Full-Power Bandwidth				See Typical Characteristics		kHz
Settling Time: ±0.1%		$G = -10, 50\text{-V Step}$		15		µs
Total Harmonic Distortion + Noise, $f = 1\text{ kHz}$		$R_L = 8\ \Omega, G = 3, \text{Power} = 10\text{ W}$		0.02% ⁽³⁾		
OUTPUT						
Voltage Output	Positive	$I_O = 3\text{ A}$	(V+) - 4.1	(V+) - 3.7		V
	Negative	$I_O = -3\text{ A}$	(V-) + 3.7	(V-) + 3.3 V		
	Positive	$I_O = 0.6\text{ A}$	(V+) - 2.4	(V+) - 2.1 V		
	Negative	$I_O = -0.6\text{ A}$	(V-) + 1.3	(V-) + 1 V		
Maximum continuous current output:	DC	±3	A			A
	AC	3	Arms			Arms
Leakage Current, Output Disabled, DC			See Typical Characteristics			
Output Current Limit						
Current Limit Range			0 to ±5			A
Current Limit Equation			$I_{LM} = (15000)(4.75)(13750\text{ W} + R_{CL})$			A
Current Limit Tolerance ⁽¹⁾		$R_{CL} = 14.8\text{ kW } (I_{LM} = \pm 2.5\text{ A}), R_L = 8\ \Omega$		±100	±250	mA
Capacitive Load Drive			See Figure 19			
OUTPUT ENABLE /STATUS (E/S) PIN						
Shutdown Input Mode						
$V_{E/S}$ HIGH (output enabled)		E/S Pin Open or Forced High	(V-) + 2.4			V

(1) High-speed test at $T_J = 25^{\circ}\text{C}$.
 (2) Positive conventional current flows into the input terminals.
 (3) See [Figure 12](#) for additional power levels.



OPA548

www.ti.com

SBO6070C –OCTOBER 1997–REVISED JUNE 2015

Electrical Characteristics (continued)

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{E/S} LOW (output disabled)	E/S Pin Forced Low			(V ₋) + 0.8	V
I _{E/S} HIGH (output enabled)	E/S Pin High		-65		μA
I _{E/S} LOW (output disabled)	E/S Pin Low		-70		μA
Output Disable Time			1		μs
Output Enable Time			3		μs
Thermal Shutdown Status Output					
Normal Operation	Sourcing 20 μA	(V ₋) + 2.4	(V ₋) + 3.5		V
Thermally Shutdown	Sinking 5 μA, T _J > 160°C		(V ₋) + 0.35	(V ₋) + 0.8	V
Junction Temperature	Shutdown		160		°C
	Reset from Shutdown		140		°C
POWER SUPPLY					
Specified Voltage			±30		V
Operating Voltage Range		±4		±30	V
Quiescent Current	I _{UM} Connected to V ₋ , I _O = 0		±17	±20	mA
Quiescent Current, Shutdown Mode	I _{UM} Connected to V ₋ , I _O = 0		±6		nA
TEMPERATURE RANGE					
Specified Range		-40		85	°C
Operating Range		-40		125	°C
Storage Range		-65		125	°C
Thermal Resistance, R _{θJC}					
7-Lead DDPAK, 7-Lead TO-220	f > 50 Hz		2		°C/W
7-Lead DDPAK, 7-Lead TO-220	DC		2.5		°C/W
Thermal Resistance, R _{θJA}					
7-Lead DDPAK, 7-Lead TO-220	No Heat Sink		65		°C/W





OPA548

SBO6070C—OCTOBER 1997—REVISED JUNE 2015

www.ti.com

11.5 Heat Sinking

Most applications require a heat sink to assure that the maximum operating junction temperature (125°C) is not exceeded. In addition, the junction temperature should be kept as low as possible for increased reliability. Junction temperature can be determined according to the equation:

$$T_J = T_A + P_D R_{\theta JA}$$

where

- $R_{\theta JA} = R_{\theta JC} + R_{\theta CH} + R_{\theta HA}$
 - T_J = Junction Temperature (°C)
 - T_A = Ambient Temperature (°C)
 - P_D = Power Dissipated (W)
 - $R_{\theta JC}$ = Junction-to-Case Thermal Resistance (°C/W)
 - $R_{\theta CH}$ = Case-to-Heat Sink Thermal Resistance (°C/W)
 - $R_{\theta HA}$ = Heat Sink-to-Ambient Thermal Resistance (°C/W)
 - $R_{\theta JA}$ = Junction-to-Air Thermal Resistance (°C/W)
- (2)

Figure 45 shows maximum power dissipation versus ambient temperature with and without the use of a heat sink. Using a heat sink significantly increases the maximum power dissipation at a given ambient temperature as shown.

The difficulty in selecting the heat sink required lies in determining the power dissipated by the OPA548. For DC output into a purely resistive load, power dissipation is simply the load current times the voltage developed across the conducting output transistor, $P_D = I_L(V_S - V_O)$. Other loads are not as simple. Consult Application Bulletin SBOA022 for further insight on calculating power dissipation. Once power dissipation for an application is known, the proper heat sink can be selected.

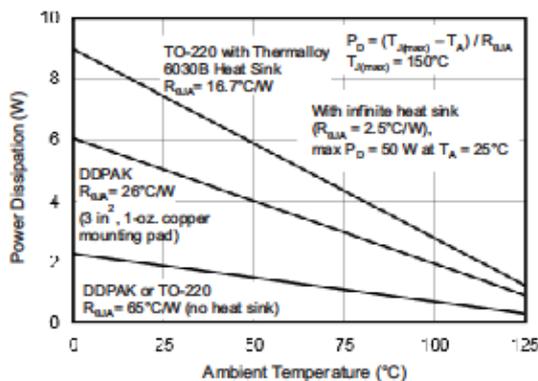


Figure 45. Maximum Power Dissipation vs Ambient Temperature

11.5.1 Heat Sink Selection Example

A TO-220 package is dissipating 5 W. The maximum expected ambient temperature is 40°C. Find the proper heat sink to keep the junction temperature less than 125°C (150°C minus 25°C safety margin).

Combining Equation 2 and Equation 3 gives:

$$T_J = T_A + P_D(R_{\theta JC} + R_{\theta CH} + R_{\theta HA}) \tag{3}$$

T_J , T_A , and P_D are given. $R_{\theta JC}$ is provided in the specification table, 2.5°C/W (DC). $R_{\theta CH}$ can be obtained from the heat sink manufacturer. Its value depends on heat sink size, area, and material used. Semiconductor package type, mounting screw torque, insulating material used (if any), and thermal joint compound used (if any) also affect $R_{\theta CH}$. A typical $R_{\theta CH}$ for a TO-220 mounted package is 1°C/W. Now we can solve for $R_{\theta HA}$:



Heat Sinking (continued)

$$\theta_{HA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - (\theta_{JC} + \theta_{CH})$$

$$\theta_{HA} = \frac{125^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{5\text{W}} - (2.5^\circ\text{C/W} + 1^\circ\text{C/W}) = 13.5^\circ\text{C/W} \quad (4)$$

To maintain junction temperature less than 125°C, the heat sink selected must have a $R_{\theta HA}$ less than 14°C/W. In other words, the heat sink temperature rise above ambient must be less than 67.5°C (13.5°C/W × 5 W). For example, at 5-W Thermalloy model number 6030B has a heat sink temperature rise of 66°C more than ambient ($R_{\theta HA} = 66^\circ\text{C} / 5 \text{ W} = 13.2^\circ\text{C/W}$), which is less than the 67.5°C required in this example. Figure 45 shows power dissipation versus ambient temperature for a TO-220 package with a 6030B heat sink.

Another variable to consider is natural convection versus forced convection air flow. Forced-air cooling by a small fan can lower $R_{\theta JCA}$ ($R_{\theta CH} + R_{\theta HA}$) dramatically. Heat sink manufactures provide thermal data for both of these cases. For additional information on determining heat sink requirements, consult Application Bulletin SBOA021.

As mentioned earlier, once a heat sink has been selected, the complete design should be tested under worst-case load and signal conditions to ensure proper thermal protection.

Ref. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa548.pdf>



Datasheet Fototransistor de silicio BPW40:



BPW 40

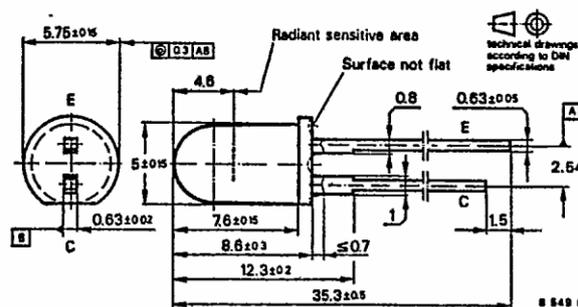
Silicon NPN Epitaxial Planar Phototransistor

Applications: Detector in electronic control and drive circuits

Features:

- Plastic case \varnothing 5 mm (T-1 $\frac{1}{2}$)
- Suitable for visible and near infrared radiation
- High sensitivity
- Wide angle of half sensitivity
- Axial terminals

Dimensions in mm



Accessories

- Mounting clip Order No. 562136
- Retainer ring Order No. 562135

Absolute maximum ratings

Collector-emitter voltage	V_{CEO}	32	V
Emitter-collector voltage	V_{ECO}	5	V
Collector current	I_C	100	mA
Peak collector current	I_{CM}	200	mA
$\frac{t_p}{T} = 0.5, t_p \leq 10\text{ms}$			
Total power dissipation	P_{tot}	150	mW
$T_{amb} \leq 47^\circ\text{C}$			
Junction temperature	T_J	100	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range	T_{stg}	-25...+100	$^\circ\text{C}$
Soldering temperature	$T_{sd}^{1)}$	245	$^\circ\text{C}$
$t \leq 3\text{ s}$			

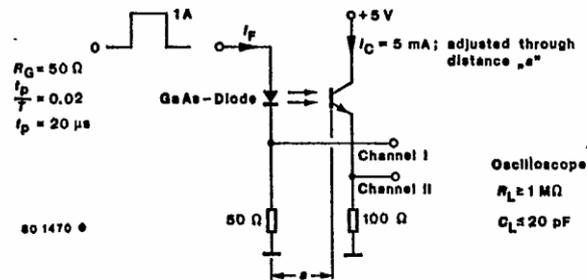
¹⁾ Distance from the touching border ≥ 1.5 mm with intermediate PC-board

T1.2/1133.0788 E



BPW 40

Thermal resistance		Min.	Typ.	Max.	
Junction ambient	R_{thJA}			350	K/W
Optical and electrical characteristics					
$T_{amb} = 25\text{ °C}$					
Collector dark current			10	200	nA
$V_{CE} = 20\text{ V}, E = 0$	$I_{CEO}^{(1)}$				
Collector light current			6		mA
$V_{CE} = 5\text{ V}, E_A = 1\text{ klx}$	$I_{cA}^{(1)}$	1	2		mA
$V_{CE} = 5\text{ V}, E_s = 1\text{ mW/cm}^2, \lambda_p = 950\text{ nm}$					
Peak wavelength sensitivity	λ_p		780		nm
Range of spectral bandwidth (50%)	$\lambda_{0.5}$		520...950		nm
Collector-emitter breakdown voltage		32			V
$I_C = 1\text{ mA}$	$V_{(BR)CEO}^{(1)}$				
Collector-Emitter saturation voltage				0.3	V
$I_C = 1\text{ mA}, E_s = 1\text{ mW/cm}^2, \lambda_p = 950\text{ nm}$	$V_{CEsat}^{(1)}$				
Cut-off frequency			170		kHz
$V_S = 5\text{ V}, I_C = 5\text{ mA}, R_L = 100\ \Omega$	f_c				
Switching characteristics					
$V_S = 5\text{ V}, I_C = 5\text{ mA}, R_L = 100\ \Omega$, see test circuit					
Delay time	t_d		1.8		μs
Rise time	t_r		1.6		μs
Turn-on time	t_{on}		3.4		μs
Storage time	t_s		0.3		μs
Fall time	t_f		1.7		μs
Turn-off time	t_{off}		2.0		μs



Test circuit

⁽¹⁾ AQL = 0.65 % ⁽¹⁾ Standard illuminant A (DIN 5033/IEC 306-1)

Ref. <http://www.datasheetspdf.com/pdf/499826/Telefunken/BPW40/1>

Datasheet Diodo Emisor Infrarrojo TSAL6200:

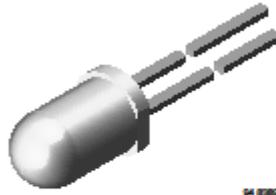


www.vishay.com

TSAL6200

Vishay Semiconductors

High Power Infrared Emitting Diode, 940 nm, GaAlAs, MQW



FEATURES

- Package type: leaded
- Package form: T-1 $\frac{1}{2}$
- Dimensions (in mm): \varnothing 5
- Peak wavelength: $\lambda_p = 940$ nm
- High reliability
- High radiant power
- High radiant intensity
- Angle of half intensity: $\varphi = \pm 17^\circ$
- Low forward voltage
- Suitable for high pulse current operation
- Good spectral matching with Si photodetectors
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



DESCRIPTION

TSAL6200 is an infrared, 940 nm emitting diode in GaAlAs multi quantum well (MQW) technology with high radiant power and high speed molded in a blue-gray plastic package.

APPLICATIONS

- Infrared remote control units with high power requirements
- Free air transmission systems
- Infrared source for optical counters and card readers

PRODUCT SUMMARY				
COMPONENT	I_o (mW/sr)	φ (deg)	λ_p (nm)	t_r (ns)
TSAL6200	72	± 17	940	15

Note

- Test conditions see table "Basic Characteristics"

ORDERING INFORMATION			
ORDERING CODE	PACKAGING	REMARKS	PACKAGE FORM
TSAL6200	Bulk	MOQ: 4000 pcs, 4000 pcs/bulk	T-1 $\frac{1}{2}$

Note

- MOQ: minimum order quantity

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25$ °C, unless otherwise specified)				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Reverse voltage		V_R	5	V
Forward current		I_F	100	mA
Peak forward current	$t_p/T = 0.5, t_p = 100$ μ s	I_{FM}	200	mA
Surge forward current	$t_p = 100$ μ s	I_{FSM}	1.5	A
Power dissipation		P_V	160	mW
Junction temperature		T_j	100	°C
Operating temperature range		T_{amb}	-40 to +85	°C
Storage temperature range		T_{stg}	-40 to +100	°C
Soldering temperature	$t \leq 5$ s, 2 mm from case	T_{sd}	260	°C
Thermal resistance junction/ambient	J-STD-051, leads 7 mm soldered on PCB	R_{thJA}	230	K/W

Rev. 2.4, 13-Mar-14

1

Document Number: 81010

For technical questions, contact: emittertechsupport@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est



www.vishay.com

TSAL6200

Vishay Semiconductors

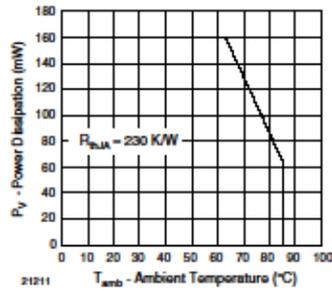


Fig. 1 - Power Dissipation Limit vs. Ambient Temperature

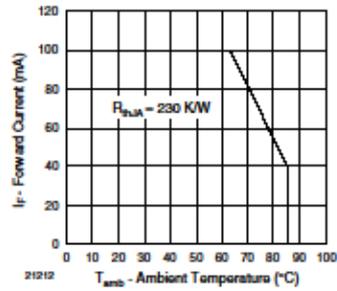


Fig. 2 - Forward Current Limit vs. Ambient Temperature

BASIC CHARACTERISTICS (T _{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Forward voltage	I _F = 100 mA, t _p = 20 ms	V _F		1.35	1.6	V
	I _F = 1 A, t _p = 100 μs	V _F		2.2	3	V
Temperature coefficient of V _F	I _F = 1 mA	TK _{V_F}		-1.8		mV/K
Reverse current	V _R = 5 V	I _R			10	μA
Junction capacitance	V _R = 0 V, f = 1 MHz, E = 0	C _j		40		pF
Radiant Intensity	I _F = 100 mA, t _p = 20 ms	I ₀	40	72	200	mW/sr
	I _F = 1 A, t _p = 100 μs	I ₀	340	600		mW/sr
Radiant power	I _F = 100 mA, t _p = 20 ms	φ ₀		40		mW
Temperature coefficient of φ ₀	I _F = 20 mA	TK _{φ₀}		-0.6		%/K
Angle of half intensity		φ		± 17		deg
Peak wavelength	I _F = 100 mA	λ _p		940		nm
Spectral bandwidth	I _F = 100 mA	Δλ		30		nm
Temperature coefficient of λ _p	I _F = 100 mA	TK _{λ_p}		0.2		nm/K
Rise time	I _F = 100 mA	t _r		15		ns
Fall time	I _F = 100 mA	t _f		15		ns

Rev. 2.4, 13-Mar-14

2

Document Number: 81010

For technical questions, contact: smilitechnsupport@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

Ref. <https://www.vishay.com/docs/81010/tsal6200.pdf>



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

Datasheet del Microcontrolador 16F883:

PIC16F882/883/884/886/887

Pin Diagrams – PIC16F882/883/886, 28-Pin PDIP, SOIC, SSOP

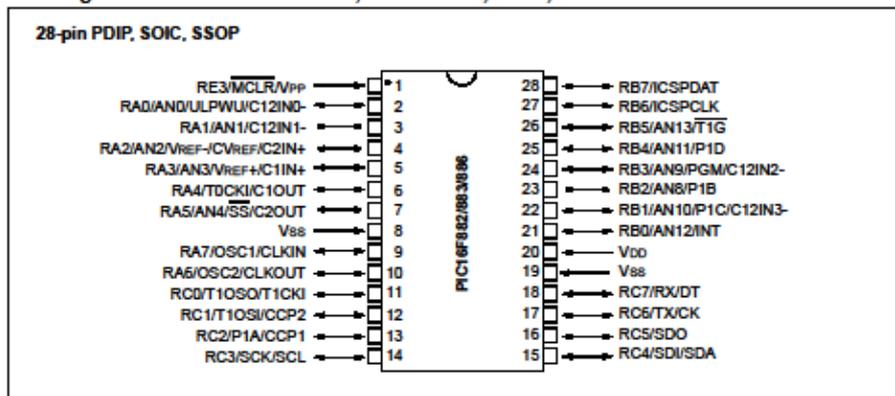


TABLE 1: PIC16F882/883/886 28-PIN SUMMARY (PDIP, SOIC, SSOP)

IO	Pin	Analog	Comparators	Timers	ECCP	EUSART	MSSP	Interrupt	Pull-up	Basic
RA0	2	AND/ULPWU	C12IN0-	—	—	—	—	—	—	—
RA1	3	AN1	C12IN1-	—	—	—	—	—	—	—
RA2	4	AN2	C2IN+	—	—	—	—	—	—	VREF-/CVREF
RA3	5	AN3	C1IN+	—	—	—	—	—	—	VREF+
RA4	6	—	C1OUT	T0CKI	—	—	—	—	—	—
RA5	7	AN4	C2OUT	—	—	—	SS	—	—	—
RA6	10	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC2/CLKOUT
RA7	9	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC1/CLKIN
RB0	21	AN12	—	—	—	—	—	IOC/INT	Y	—
RB1	22	AN10	C12IN3-	—	P1C	—	—	IOC	Y	—
RB2	23	AN8	—	—	P1B	—	—	IOC	Y	—
RB3	24	AN9	C12IN2-	—	—	—	—	IOC	Y	PGM
RB4	25	AN11	—	—	P1D	—	—	IOC	Y	—
RB5	26	AN13	—	T1G	—	—	—	IOC	Y	—
RB6	27	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPCLK
RB7	28	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPDAT
RC0	11	—	—	T1OSO/T1CKI	—	—	—	—	—	—
RC1	12	—	—	T1OSI	CCP2	—	—	—	—	—
RC2	13	—	—	—	CCP1/P1A	—	—	—	—	—
RC3	14	—	—	—	—	—	SCK/SCL	—	—	—
RC4	15	—	—	—	—	—	SDI/SDA	—	—	—
RC5	16	—	—	—	—	—	SDO	—	—	—
RC6	17	—	—	—	—	TX/CK	—	—	—	—
RC7	18	—	—	—	—	RX/DT	—	—	—	—
RE3	1	—	—	—	—	—	—	—	γ ⁽¹⁾	MCLR/Vpp
—	20	—	—	—	—	—	—	—	—	VDD
—	8	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS
—	19	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS

Note 1: Pull-up activated only with external MCLR configuration.

PIC16F882/883/884/886/887

TABLE 2: PIC16F882/883/886 28-PIN SUMMARY (QFN)

IO	Pin	Analog	Comparators	Timers	ECCP	EUSART	MS3P	Interrupt	Pull-up	Basic
RA0	27	AND/ULPWU	C12IN0-	—	—	—	—	—	—	—
RA1	28	AN1	C12IN1-	—	—	—	—	—	—	—
RA2	1	AN2	C2IN+	—	—	—	—	—	—	VREF-/CVREF
RA3	2	AN3	C1IN+	—	—	—	—	—	—	VREF+
RA4	3	—	C1OUT	T0CKI	—	—	—	—	—	—
RA5	4	AN4	C2OUT	—	—	—	SS	—	—	—
RA6	7	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC2/CLKOUT
RA7	6	—	—	—	—	—	—	—	—	OSC1/CLKIN
RB0	18	AN12	—	—	—	—	—	IOC/INT	Y	—
RB1	19	AN10	C12IN3-	—	P1C	—	—	IOC	Y	—
RB2	20	AN8	—	—	P1B	—	—	IOC	Y	—
RB3	21	AN9	C12IN2-	—	—	—	—	IOC	Y	PGM
RB4	22	AN11	—	—	P1D	—	—	IOC	Y	—
RB5	23	AN13	—	T1G	—	—	—	IOC	Y	—
RB6	24	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPCLK
RB7	25	—	—	—	—	—	—	IOC	Y	ICSPDAT
RC0	8	—	—	T1OSO/T1CKI	—	—	—	—	—	—
RC1	9	—	—	T1OSI	CCP2	—	—	—	—	—
RC2	10	—	—	—	CCP1/P1A	—	—	—	—	—
RC3	11	—	—	—	—	—	SCK/SCL	—	—	—
RC4	12	—	—	—	—	—	SDI/SDA	—	—	—
RC5	13	—	—	—	—	—	SDO	—	—	—
RC6	14	—	—	—	—	TX/CK	—	—	—	—
RC7	15	—	—	—	—	RX/DT	—	—	—	—
RE3	26	—	—	—	—	—	—	—	Y ⁽¹⁾	MCLR/VPP
—	17	—	—	—	—	—	—	—	—	VDD
—	5	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS
—	16	—	—	—	—	—	—	—	—	VSS

Note 1: Pull-up activated only with external MCLR configuration.

Ref. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41291D.pdf>

Datasheet del sensor de corriente ACS712:

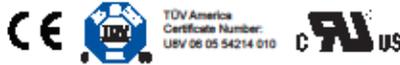


ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kVRMS minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1



Description

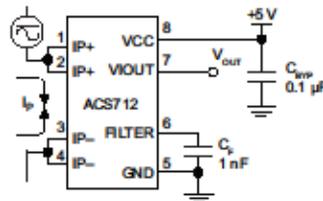
The Allegro™ ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switch-mode power supplies, and overcurrent fault protection. The device is not intended for automotive applications.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($\propto V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I_p , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the signal leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T _A (°C)	Optimized Range, I _p (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V _{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		-0.1	V
Output Current Source	I _{IOUT(SOURCE)}		3	mA
Output Current Sink	I _{IOUT(SINK)}		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I _p	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C

Isolation Characteristics

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Unit
Dielectric Strength Test Voltage*	V _{ISO}	Agency type-tested for 60 seconds per UL standard 60950-1, 1st Edition	2100	VAC
Working Voltage for Basic Isolation	V _{WFB}	For basic (single) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition	354	VDC or V _{pk}
Working Voltage for Reinforced Isolation	V _{WFR}	For reinforced (double) isolation per UL standard 60950-1, 1st Edition	184	VDC or V _{pk}

* Allegro does not conduct 60-second testing. It is done only during the UL certification process.

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

2

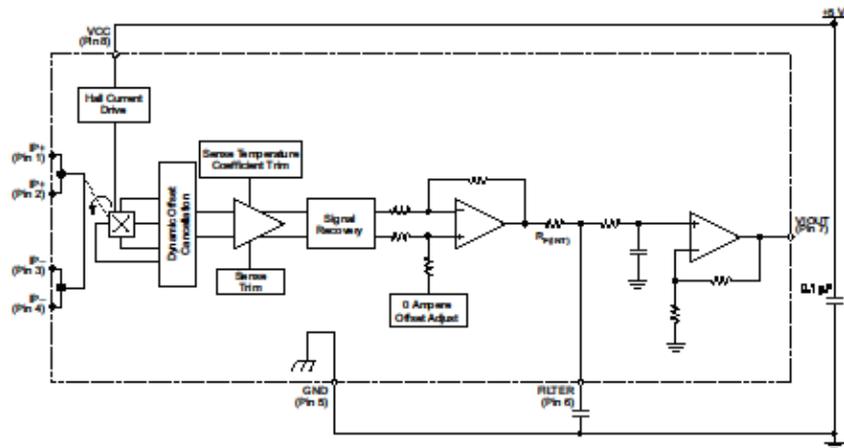


UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

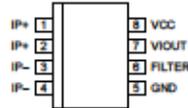
ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sampled; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sampled; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com



ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS¹ over full range of T_A , $C_F = 1$ nF, and $V_{CC} = 5$ V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	–	10	13	mA
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	V _{OUT} to GND	–	–	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	V _{OUT} to GND	4.7	–	–	kΩ
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	1.2	–	mΩ
Rise Time	t_r	$I_p = I_p(\text{max})$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_{OUT} = \text{open}$	–	3.5	–	μs
Frequency Bandwidth	f	–3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$; I_p is 10 A peak-to-peak	–	80	–	kHz
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_p	–	1.5	–	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_p	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{OUT(Q)}$	Bidirectional; $I_p = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	–	$V_{CC} \times 0.5$	–	V
Power-On Time	t_{PO}	Output reaches 90% of steady-state level, $T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 A present on leadframe	–	35	–	μs
Magnetic Coupling ²			–	12	–	G/A
Internal Filter Resistance ³	$R_{F(INT)}$			1.7		kΩ

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_p , and ambient, T_A , and internal leadframe temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²1G = 0.1 mT.

³ $R_{F(INT)}$ forms an RC circuit via the FILTER pin.

COMMON THERMAL CHARACTERISTICS¹

			Min.	Typ.	Max.	Units
Operating Internal Leadframe Temperature	T_A	E range	–40	–	85	°C
Junction-to-Lead Thermal Resistance ²	$R_{θJL}$	Mounted on the Allegro ASEK 712 evaluation board			5	°C/W
Junction-to-Ambient Thermal Resistance	$R_{θJA}$	Mounted on the Allegro 85-0322 evaluation board, includes the power consumed by the board			23	°C/W

¹Additional thermal information is available on the Allegro website.

²The Allegro evaluation board has 1500 mm² of 2 oz. copper on each side, connected to pins 1 and 2, and to pins 3 and 4, with thermal vias connecting the layers. Performance values include the power consumed by the PCB. Further details on the board are available from the Frequently Asked Questions document on our website. Further information about board design and thermal performance also can be found in the Applications Information section of this datasheet.



Allegro Microsystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

4



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

x05B PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹ T_A = -40°C to 85°C, C_F = 1 nF, and V_{CC} = 5 V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I _p		-5	-	5	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I _p , T _A = 25°C	180	185	190	mV/A
Noise	V _{NOISE(PP)}	Peak-to-peak, T _A = 25°C, 185 mV/A programmed Sensitivity, C _F = 47 nF, C _{OUT} = open, 2 kHz bandwidth	-	21	-	mV
Zero Current Output Slope	ΔV _{OUT(Q)}	T _A = -40°C to 25°C	-	-0.26	-	mV/°C
		T _A = 25°C to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	T _A = -40°C to 25°C	-	0.054	-	mV/A/°C
		T _A = 25°C to 150°C	-	-0.008	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E _{TOT}	I _p = ±5 A, T _A = 25°C	-	±1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_p, and ambient temperatures, T_A, provided that the Maximum Junction Temperature, T_{J(max)}, is not exceeded.

²Percentage of I_p, with I_p = 5 A. Output filtered.

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹ T_A = -40°C to 85°C, C_F = 1 nF, and V_{CC} = 5 V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I _p		-20	-	20	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I _p , T _A = 25°C	96	100	104	mV/A
Noise	V _{NOISE(PP)}	Peak-to-peak, T _A = 25°C, 100 mV/A programmed Sensitivity, C _F = 47 nF, C _{OUT} = open, 2 kHz bandwidth	-	11	-	mV
Zero Current Output Slope	ΔV _{OUT(Q)}	T _A = -40°C to 25°C	-	-0.34	-	mV/°C
		T _A = 25°C to 150°C	-	-0.07	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	T _A = -40°C to 25°C	-	0.017	-	mV/A/°C
		T _A = 25°C to 150°C	-	-0.004	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E _{TOT}	I _p = ±20 A, T _A = 25°C	-	±1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_p, and ambient temperatures, T_A, provided that the Maximum Junction Temperature, T_{J(max)}, is not exceeded.

²Percentage of I_p, with I_p = 20 A. Output filtered.

x30A PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹ T_A = -40°C to 85°C, C_F = 1 nF, and V_{CC} = 5 V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I _p		-30	-	30	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I _p , T _A = 25°C	63	66	69	mV/A
Noise	V _{NOISE(PP)}	Peak-to-peak, T _A = 25°C, 66 mV/A programmed Sensitivity, C _F = 47 nF, C _{OUT} = open, 2 kHz bandwidth	-	7	-	mV
Zero Current Output Slope	ΔV _{OUT(Q)}	T _A = -40°C to 25°C	-	-0.35	-	mV/°C
		T _A = 25°C to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	T _A = -40°C to 25°C	-	0.007	-	mV/A/°C
		T _A = 25°C to 150°C	-	-0.002	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E _{TOT}	I _p = ±30 A, T _A = 25°C	-	±1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_p, and ambient temperatures, T_A, provided that the Maximum Junction Temperature, T_{J(max)}, is not exceeded.

²Percentage of I_p, with I_p = 30 A. Output filtered.



Allegro MicroSystems, LLC
115 Northeast Cutoff
Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
1.508.853.5000; www.allegromicro.com

5

Ref. <https://www.allegromicro.com/es-ES/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS712.aspx>

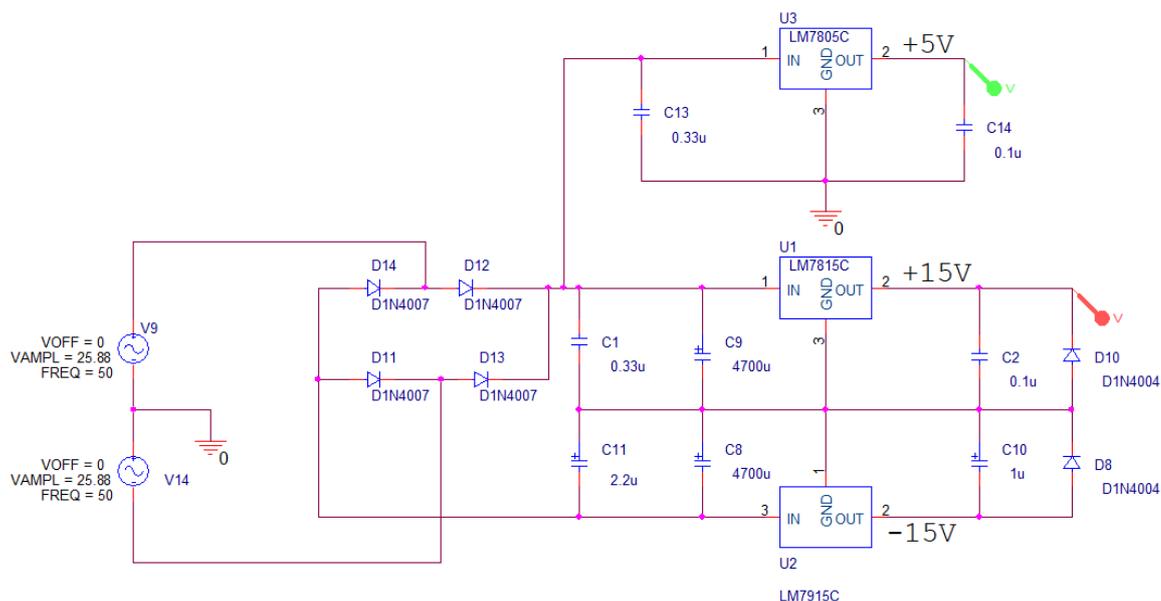


UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

Anexo B: Esquemas y cálculos



Fuente de alimentación simétrica $\pm 15V$ y $+5V$:



El circuito anterior consiste en una fuente de alimentación con tres reguladores de tensión: el LM7915 (-15 V), el LM7805 ($+5\text{ V}$) y el LM7815 ($+15\text{ V}$).

El LM7915 y LM7815 se utilizan para alimentar los operacionales del regulador PD y, para el operacional de alta corriente, el L7815. El LM7805 se utiliza para alimentar el diodo de infrarrojo, el fototransistor, el microcontrolador y el LCD.

Se utiliza un transformador de 24 VA con dos fases de salida de 25 V cada una aproximadamente. En la salida del transformador se acopla un puente rectificador con diodos que se encarga de rectificar una onda completa en la salida.

Para poder obtener la tensión de salida deseada a la salida del regulador de tensión, es imprescindible acoplar un condensador a su entrada que haga de filtro. De esta manera se genera una tensión continua igual al valor de pico de la tensión rectificada. Será suficiente con poner un condensador a las entradas de los reguladores LM7815 y LM7915 de valor $4700\ \mu\text{F}$ para reducir el rizado al máximo.

El fabricante recomienda, según el regulador, conectar un capacitor de la terminal de entrada a tierra de $0,33\ \mu\text{F}$ para el LM7815 y LM7805, y de $2,2\ \mu\text{F}$ para el L7015. Y también un condensador de salida a tierra de $0,1\ \mu\text{F}$ para el LM7815 y LM7805, y de $1\ \mu\text{F}$ para el L7915. La razón de poner estos condensadores en las entradas y salidas de los reguladores es para mejorar la estabilidad y la respuesta transitoria de la señal.

En el circuito del primario del transformador, se coloca un fusible para proteger el circuito de las sobrecorrientes. En general se utiliza un fusible de acción lenta, que será el que se usará, debido a la sobrecorriente que inicialmente ocurre cuando se activa por primera vez la alimentación. La capacidad del fusible se determina con la potencia en la carga de la fuente de alimentación, la cual es la potencia de salida.

Suponiendo que la potencia de entrada es igual que la salida, ignorando las pérdidas de potencia en el rectificador y en el transformador, se obtiene una corriente del primario:

$$I_1 = \frac{24 \text{ VA}}{115 \text{ V}} = 0,208 \text{ A}$$

La capacidad del fusible debe ser un poco más grande que 0,208 A, por ejemplo de 0,25 A, debido a que no se han tenido en cuenta las pérdidas del transformador, y la corriente real por el primario puede rondar entre un 5 y un 20% más.

A pesar de que la corriente del primario se ha medido con un amperímetro y da un valor nominal de 0,1 A no habrá problemas con poner un fusible de capacidad de 0,2 A, que será suficiente para la corriente que se quiere trabajar en la salida de la fuente de 0-1 A.

Cálculo del disipador para el OPA548:

Para el cálculo del disipador se tiene en cuenta la potencia máxima del amplificador de potencia. Para el sistema de levitación diseñado se tendrá en cuenta que el OPA548 tendrá que entregar una corriente como máximo de 0,8 A cuando obtiene una tensión a su salida de 9 V, que es el consumo que hay cuando el sensor no está detectando la bola. La potencia del amplificador se calculará en base a la siguiente expresión:

$$P_m = (V_s - V_o) * I = (15 V - 9 V) * 0,8 A = 4,8W$$

Donde V_s es la tensión de alimentación del operacional.

La máxima temperatura que se tomará como seguridad será de 30°C. A continuación se buscará un disipador que pueda mantener la temperatura de unión por debajo de 125°C (150 °C menos 25°C por seguridad). Según la hoja de características se tiene que:

$$\theta_{HA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - (\theta_{JC} + \theta_{CH})$$

$$\theta_{HA} = \frac{125^\circ\text{C} - 30^\circ\text{C}}{4,8 W} - (2,5^\circ\text{C} + 1^\circ\text{C}) = 16,3^\circ\text{C}$$

Para mantener la temperatura unión por debajo de 125°C, el disipador seleccionado debe tener una $R_{\theta HA}$ menos de 16°C.

Para cumplir con las especificaciones se ha seleccionado el disipador TO220 más adecuado, con una $R_{\theta HA} = 15,5^\circ\text{C}$.



Figura 0.1. Disipador TO220 para el OPA548 (Fuente: [37])

Anexo C: Programas



```

C:\Users\JoseAntonio\Documents\sensor corriente\sensor corriente.c
#include "C:\Users\JoseAntonio\Documents\visualizador X I\visualizador X I.

#define LCD_DB7 PIN_A5 // pin 14 PIC // Asignación de pines LCD-PIC en el d
#define LCD_DB6 PIN_A4 // pin 13 PIC
#define LCD_DB5 PIN_A3 // pin 12 PIC
#define LCD_DB4 PIN_A2 // pin 11 PIC
#define LCD_E PIN_A1 // pin 06 PIC
#define LCD_RS PIN_A0 // pin 04 PIC
#include "C:\Users\JoseAntonio\Documents\visualizador_X_I\Flex_LCD420.c"

//Se declaran todos los tipos de variables

double I_eq=0,I,ADC=0,ADC1=0,Xo;
long int n, Io,milesimas,centesimas,decimas;
int channel;

//Se declaran las funciones

float get_lectura(int channel);

//Empieza la función principal

void main (void)
{

    lcd_init(); // Inicia LCD
    lcd_gotoxy(1,1);
    printf(lcd_putc,"SISTEMA LEVITAC.");
    lcd_gotoxy(1,2);
    printf(lcd_putc,"MAGNETICA");
    delay_ms(2000);
    lcd_init();
    setup_adc_ports(sAN10|VSS_VDD); //Se carga el canal AN10
    setup_adc_ports(sAN8|VSS_VDD); //Se carga el canal AN8

    while (true)
    {

        for(n=0;n<10000;n++){ //bucle hasta realizar 10000 iteraciones

            ADC+=(get_lectura(10)); //Variables que guardan la lectura del ADC
            ADC1+=(get_lectura(8)); //el canal 10 y el 8

        }

        ADC/=10000; //Hace la media y se guarda en la variable
        ADC1/=10000; //idem

        for(n=0;n<60;n++){

            //Variable calcula la corriente del sistema en función del ADC

            I_eq += ((0.5677*(ADC*ADC))-(591.46192*ADC)+154572.8906);

        }

        I_eq/=60; //Hace la media de la corriente y lo guarda en la variable
        Xo = (0.01579319*I_eq)+5.1927799; //Se calcula la posición de la bola en
            //función de la corriente

        Io = I_eq;
        milesimas = Io%10; //se extraer el resto de I_eq para obtener la
            //milésima
        centesimas = Io/10;
        decimas = Io/100;

        if (milesimas > 5) //Si es mayor que 5 se redondea la centésima
            I = (decimas*100)+(((centesimas%10)+1)*10);
    }
}

```

1



```
C:\Users\JoseAntonio\Documents\sensor corriente\sensor corriente.c
else if (milesimas < 5) //Si no es mayor que 5, no hace nada
    I = I_eq;

I=I_eq/1000;

lcd gotoxy(1,1);

//Imprime por pantalla el valor de corriente con tres cifras significativas
//y dos decimales, y la posición con tres cifras y un decimal

printf(lcd_putc,"I=%1.2fA X=%2.1fmm ", I, Xo); // x.x xx A

lcd_gotoxy(1,2);

//Se visualiza el valor del convertidor ADC

printf(lcd_putc,"ADC=%4.2f      ",ADC1);

}
}

//Función que se ejecuta cuando es llamada en la función principal.
//Hace una lectura del ADC y devuelve la conversión

float get lectura(int channel){

    float medicion=0;
    int1 done=0;

    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV 2);
    set_adc_channel (channel); // Elige canal a medir RB1
    delay_us(20);
    medicion=read_adc(); // Hace conversión AD
    done=adc_done();

    while(!done)
    {
        done = adc_done(); //Mientras no acabe de convertir seguirá esperan
    }
    setup_adc (adc off); //detenemos al convertidor
    done=0;
    return medicion; //Regresamos la medicion
}
```

Anexo D: Tablas



ESTABILIDAD DE SISTEMAS LINEALES. CRITERIO DE ROUTH-HURWITZ.

Definición de estabilidad de un sistema:

Dado un sistema lineal tiempo invariante (LTI), y siendo $T(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$ su función de transferencia, diremos que el sistema es estable si todos los polos del sistema están situados en el semiplano izquierdo del plano s :

- De otra forma: El sistema con función de transferencia $T(s)$ es estable si:
- todas las raíces del polinomio $D(s)$ están situadas en el semiplano izquierdo s .
 - todas las raíces del polinomio $N(s)$ tienen parte real negativa.
 - todas los polos de $T(s)$ tienen parte real negativa.

Criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz.

Este criterio es un algoritmo que permite determinar si las raíces de un polinomio con coeficientes reales tienen o no parte real negativa.

Siendo el denominador de la función de transferencia del sistema $D(s)$:

$$D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_{m+1} s + a_m, \quad a_n \neq 0$$

El criterio de Routh permite determinar si existen raíces de $D(s)$ con parte real positiva. Condiciones necesarias de estabilidad (*):

1. El polinomio $D(s)$ debe ser completo: $a_k \neq 0, k = 0, 1, \dots, n-1$.
Esta condición indica que para que el sistema sea estable, no puede haber ningún coeficiente nulo.
2. Todos los coeficientes a_0, a_1, \dots, a_n deben tener el mismo signo.
(* Si alguna de estas dos condiciones no se cumple, el sistema será inestable. Estas condiciones, por sí solas, no son suficientes para poder asegurar que el sistema es estable. Si ambas condiciones se cumplen, deben seguirse los siguientes pasos:

A partir de los coeficientes de $D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_{m+1} s + a_m$, se llenan las dos primeras filas de la "Matriz de Routh":

s^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	a_{n-6}	...
s^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	a_{n-7}	...

A continuación, se calculan los coeficientes $h_1, h_2, h_3, h_4, \dots$ de la fila siguiente:

s^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	a_{n-6}	...
s^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	a_{n-7}	...
s^{n-2}	h_1	h_2	h_3	h_4	...

empleando las fórmulas:

$$h_1 = \frac{a_p a_r}{a_1}, \quad h_2 = \frac{a_1 a_3 - a_0 a_2}{a_1}, \quad h_3 = \frac{a_1 a_5 - a_2 a_4}{a_1}, \quad h_4 = \frac{a_1 a_7 - a_3 a_6}{a_1}, \dots$$

s^n	a_0	a_2	a_4	a_6	...
s^{n-1}	a_1	a_3	a_5	a_7	...
s^{n-2}	h_1	h_2	h_3	h_4	...
s^{n-3}	c_1	c_2	c_3	c_4	...
...					
s^2	e_1	e_2			
s^1	f_1				
s^0	g_1				

De la siguiente fila, los coeficientes c_1, c_2, c_3, \dots se calculan como sigue:

$$c_1 = -\frac{h_1 a_3}{h_1 h_2} = -\frac{a_3}{h_2}, \quad c_2 = -\frac{h_1 a_5 - a_2 a_4}{h_1 h_2} = -\frac{b_1 a_5 - a_2 b_2}{h_2}, \dots$$

La condición necesaria de estabilidad, es que todos los coeficientes de la primera columna de la matriz de Routh ($a_0, a_1, h_1, c_1, \dots$) tengan el mismo signo.

El número de raíces de la ecuación $D(s)$ con parte real positiva es igual al número de cambios de signo que hay en la primera fila de la matriz de Routh.

Por tanto, para que el sistema sea estable, no debe haber ningún cambio de signo en la primera columna de la matriz de Routh.

Casos especiales del Criterio de Routh-Hurwitz:

- 1) Un elemento de la primera fila de la matriz de Routh es nulo, pero los restantes elementos de esa fila no son nulos.
- 2) Toda una fila de la matriz de Routh es nula.

