



**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL PARA UN LEVITADOR  
MAGNÉTICO QUE OPERE SUMERGIDO EN FLUIDOS CON  
VISCOSIDADES Y DENSIDADES SUSTANCIALMENTE DIFERENTES A LA  
DEL AIRE.**

**MARÍA ELENA CHICO GARRIDO  
ELIANA ROCÍO RONDÓN PINILLA**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2007**



**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL PARA UN LEVITADOR  
MAGNÉTICO QUE OPERE SUMERGIDO EN FLUIDOS CON  
VISCOSIDADES Y DENSIDADES SUSTANCIALMENTE DIFERENTES A LA  
DEL AIRE.**

**MARÍA ELENA CHICO GARRIDO  
ELIANA ROCÍO RONDÓN PINILLA**

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de  
Ingeniero Electrónico**

**Director  
CARLOS RODRIGO CORREA CELY, Phd**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2007**

## **AGRADECIMIENTOS**

A la Universidad Industrial de Santander y a nuestro director Phd. Carlos Rodrigo Correa Cely, por su colaboración y compromiso para el desarrollo de este trabajo.

Las autoras del proyecto.

A mis padres y a mis hermanas,  
por su apoyo incondicional.  
A todos los que me acompañaron  
en este largo proceso.

María Elena Chico Garrido

A Dios por protegerme siempre.

A mis padres, a Raul mi hermano y mi abuelita Pilar.

A mi familia y amigos por su colaboración.

Eliana Rocío Rondón Pinilla

## TABLA DE CONTENIDOS

	pág
LOGROS	
INTRODUCCIÓN	1
1. REVISIÓN CONCEPTUAL	3
1.1. Campo Magnético Estacionario	3
1.2. Inducción Electromagnética	4
1.3. Clasificación de los materiales según sus propiedades magnéticas	5
1.3.1. Ferromagnetismo	6
1.3.2. Diamagnetismo	8
1.3.3. Paramagnetismo	8
1.4. Mecánica de fluidos	9
2. MODELO MATEMÁTICO DEL LEVITADOR MAGNÉTICO	11
2.1. Modelo matemático del levitador en aire	11
2.2. Descripción del sistema en presencia de fluido	13
3. CÁLCULO DE LAS CONSTANTES Y PARÁMETROS DE LA PLANTA	17
3.1. Electroimán	17
3.1.1. Resistencia	19
3.1.2. Inductancia	20
3.2. Aceite	21
3.2.1. Procedimiento para medir la viscosidad	22
3.2.2. Procedimiento para medir la densidad	23
3.3. Sensor de posición	24
3.4. Punto de operación	26
4. COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA SIN CONTROLADOR	27
4.1. Comportamiento del sistema no controlado en aire	27
4.2. Comportamiento del sistema no controlado en aceite	34
4.3. Comportamiento del sistema frente a la variación de viscosidad	41
4.4. Comportamiento del sistema frente a la variación de masa	44
5. DISEÑO DEL CONTROLADOR	49

5.1. Diseño del controlador PID	50
5.2. Diseño del compensador de atraso de fase	55
6. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO	68
6.1. Controlador	69
6.2. Adaptador de señal de error	70
6.3. Atenuador	75
6.4. Detector de nivel de tensión	80
7. RESULTADOS EXPERIMENTALES	86
7.1. Adaptador de señal de error	86
7.2. Detector de nivel de tensión	87
7.3. Atenuador	92
8. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	93
8.1. Conclusiones	93
8.2. Recomendaciones	95
BIBLIOGRAFÍA	97

## LISTA DE TABLAS

	pág.
Tabla 1. Prueba realizada a los imanes	18
Tabla 2. Tiempos medidos para cálculo de la viscosidad del aceite	22
Tabla 3. Medidas para la caracterización del sensor	25
Tabla 4. Márgenes de ganancia y fase	49
Tabla 5. Constantes para sintonía de controladores PID	51
Tabla 6. Valores medidos para las tensiones $V_1$ y $V_0$	99
Tabla 7. Tensiones de los transistores del detector de nivel de señal	100
Tabla 8. Datos experimentales para el atenuador	101

## LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Estudio experimental del ciclo de histéresis	7
Figura 2. Levitador magnético en el aire	11
Figura 3. Levitador magnético en el aceite	14
Figura 4. Medida de la resistencia del electroimán	19
Figura 5. Medida de la inductancia del electroimán	20
Figura 6. Arquitectura del sistema fotoeléctrico	25
Figura 7. Diagrama de bloques para el sistema en aire	28
Figura 8. Diagrama de bloques para obtener la respuesta en lazo abierto de la planta en aire	29
Figura 9. Respuesta en lazo abierto de la planta en aire	30
Figura 10. Lugar de las raíces para la planta en aire	31
Figura 11. Polos dominantes de la planta en aire	31
Figura 12. Diagrama de bloques del sistema: planta en aire+sensor	32
Figura 13. Respuesta al escalón del sistema: planta en aire+sensor	33
Figura 14. Lugar de las raíces del sistema: planta en aire+sensor	34
Figura 15. Diagrama de bloques para el sistema en aceite	35
Figura 16. Diagrama de bloques para obtener la respuesta en lazo abierto de la planta en aceite.	35
Figura 17. Respuesta en lazo abierto de la planta en aceite	36
Figura 18. Lugar de las raíces para la planta en aceite	37
Figura 19. Diagrama de bloques del sistema: planta+sensor , en aceite con realimentación unitaria	37
Figura 20. Lugar de las raíces del sistema: planta +sensor en aceite	39
Figura 21. Respuesta al escalón del sistema: planta +sensor en aceite	40

Figura 22. Variaciones de la respuesta al escalón para diferentes viscosidades	42
Figura 23. Lugar de las raíces para viscosidades de 1 y $200 \frac{kg}{m^*s}$	44
Figura 24. Respuestas al escalón del sistema para diferentes masas	46
Figura 25. Lugar de las raíces para masas de 4 y 1000gr	48
Figura 26. Diagrama de Bode del sistema	49
Figura 27. Lugar de las raíces del sistema con el controlador PID	53
Figura 28. Lugar de las raíces del sistema controlado, alrededor del origen	53
Figura 29. Respuesta al escalón unitario del sistema controlado	54
Figura 30. Lugar de las raíces y punto de operación	57
Figura 31. Contribución del ángulo de los polos al punto de operación	58
Figura 32. Lugar de las raíces del sistema compensado	60
Figura 33. Lugar de las raíces ampliado en el punto de operación	61
Figura 34. Diagrama de bloques del sistema compensado	62
Figura 35. Respuesta al escalón del sistema compensado	62
Figura 36. Diagrama de bloques para obtener la salida del sistema a una entrada aleatoria	63
Figura 37. Entrada aleatoria	64
Figura 38. Respuesta para una entrada de amplitud aleatoria	65
Figura 39. Respuesta para una entrada rampa con pendiente unitaria	66
Figura 40. Respuesta al escalón del sistema en aire compensado	67
Figura 41. Diagrama de bloques del prototipo de levitación	68
Figura 42. Equivalente circuital del controlador	69
Figura 43. Adaptador de señal de error	71
Figura 44. Análisis del circuito adaptador de señal de error	71

Figura 45. Esquemático de la simulación para el circuito de la figura 43	73
Figura 46. Señales $V_1$ y $V_2$	74
Figura 47. Señales $V_0$	74
Figura 48. Circuito atenuador	76
Figura 49. Esquemático de la simulación para el circuito de la figura 48	77
Figura 50. Señales $V_a$	78
Figura 51. Salida de la primera etapa, señal $V_b$	78
Figura 52. Salida de la segunda etapa, señal $V_c$	79
Figura 53. Entrada y salida del atenuador	79
Figura 54. Detector de nivel de tensión	80
Figura 55. Funcionamiento de $Q_1$	81
Figura 56. Funcionamiento de $Q_2$	82
Figura 57. Funcionamiento de $Q_3$	82
Figura 58. Funcionamiento de $Q_4$	83
Figura 59. Rangos de operaciones de los transistores	83
Figura 60. Rangos de operación de la operación de corte	84
Figura 61. Corriente alimentada al electroimán	85
Figura 62. Tensiones en el adaptador de la señal de error	87
Figura 63. Funcionamiento Experimental de $Q_1$	88
Figura 64. Funcionamiento Experimental de $Q_2$	89
Figura 65. Funcionamiento Experimental de $Q_3$	90
Figura 66. Funcionamiento Experimental de $Q_4$	91
Figura 67. Tensión Experimental y simulada del atenuador	92

## LISTA DE ANEXOS

	Pág
Anexo A. Datos experimentales para el adaptador de señal de error	99
Anexo B. Datos experimentales para el detector de nivel de señal	100
Anexo C. Datos experimentales para el atenuador	101
Anexo D. Esquemático para la simulación del controlador	102
Anexo E. Planos del circuito impreso	104
Anexo F. Lista de elementos para el circuito impreso	105
Anexo G. Planos para construcción del prototipo	106
Figura G1. Vista isométrica del prototipo	106
Figura G2. Vista frontal del prototipo	106
Figura G3. Vista superior del prototipo	107
Figura G4. Vista lateral derecha. Se muestra el nivel de aceite y la altura del sensor	107
Anexo H. Despiece	108
Figura H1. Base	108
Figura H2. Bobina	108
Figura H3. Controles	109
Figura H4. Cubeta de vidrio	109
Figura H5. Esfera	110
Figura H6. Placas laterales	110
Figura H7. Tapa superior	111
ANEXO I. Ensamble	112
ANEXO J. Hojas de Datos	113
Anexo J1. Hoja de datos del 2N3904	113

Anexo J2. Hoja de datos 2N3906	118
Anexo J3. Hoja de datos del LM358	122
	132
Anexo J4. Hoja de datos del LM741	
Anexo J5. Hoja de datos del TIP41C	139
Anexo J6. Hoja de datos del TIP42C	143
Anexo J7. Hoja de datos del emisor infrarojo QED122	147
Anexo J8. Hoja de datos del receptor infrarojo. QSD 122	149
Anexo K. Tabla de calibración AWG para alambre de cobre	152

TITULO: DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL PARA UN LEVITADOR MAGNÉTICO QUE OPERE SUMERGIDO EN FLUIDOS CON VISCOSIDADES Y DENSIDADES SUSTANCIALMENTE DIFERENTES A LA DEL AIRE. \*

AUTORES(AS)\*\*: Chico Garrido, María Elena y Rondón Pinilla, Eliana Rocío.

PALABRAS CLAVES: Levitador magnético, aceite de transformador, lugar de las raíces, polos dominantes, variación de parámetros, construcción de prototipo.

RESUMEN:

Se presenta en forma detallada el diseño y construcción de un sistema prototipo de levitación magnética, que opera sumergido en aceite de transformador; con el fin de analizar la susceptibilidad del sistema frente a una variación drástica de viscosidad, de aire a aceite.

Primero se obtuvo el modelo matemático del sistema, se calcularon las constantes y parámetros necesarios para completar la función de transferencia que describe la dinámica del sistema y posteriormente se diseñó un compensador en atraso, empleando el método del lugar de las raíces.

Se mostró por medio de simulación, que dependiendo de la viscosidad del medio y de la masa levitante, se puede aproximar un sistema de tercer orden a uno de orden inferior empleando el concepto de polos dominantes en lazo cerrado. La simulación, también permitió demostrar que el sistema de control diseñado para el prototipo de levitación magnética que opera en aceite, resulta ineficiente para el mismo sistema operando en aire con iguales condiciones iniciales.

Se presentan los planos para la construcción del prototipo y los videos donde se muestra su funcionamiento para distintas condiciones de viscosidad, que se lograron variando la temperatura del aceite entre 20 y 27 °C. Se contrastaron los resultados experimentales con los obtenidos en la simulación.

---

\* TRABAJO DE GRADO

\*\* FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS. ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES. Programa de Ingeniería Electrónica.

TITLE: DESIGN OF A CONTROL SYSTEM FOR A MAGNETIC LEVITATOR THAT OPERATES SUBMERGED IN FLUIDS WITH VISCOSITIES AND DENSITIES SUBSTANTIALY DIFFERENT FROM THE ONE OF AIR.\*

AUTHORS\*\* : Chico Garrido, María Elena and Rondón Pinilla, Eliana Rocío.

KEYWORDS: Magnetic levitator, transformer oil, root locus, dominant poles, parameter's variation, prototyping.

ABSTRACT:

This work presents in detail the design and construction of a prototype system of magnetic levitation that operates submerged in transformer oil; with the purpose of analyzing the susceptibility of the system as opposed to a drastic variation of viscosity, from air to oil.

First the mathematical model of the system was obtained, the constants and parameter necessary to obtain the transfer function that describes the dynamic of the system where calculated, and later, a delay compensator was designed by using he root locus method.

With simulation, it was shown that depending on the viscosity of means and levitating mass, a third order system can be approximated to one of inferior order using the concept of dominant closed loop poles. The simulation also allowed demonstrating, that the control system designed for the magnetic levitation prototype operating in oil turns inefficient for the same system operating in air with the equal initial conditions.

The planes for constructing the prototype and the videos are shown for its operation in different viscosity conditions, which where obtained varying the temperature of the oil between 20 and 27 °C. The experimental results where compared to the ones obtained in simulation.

---

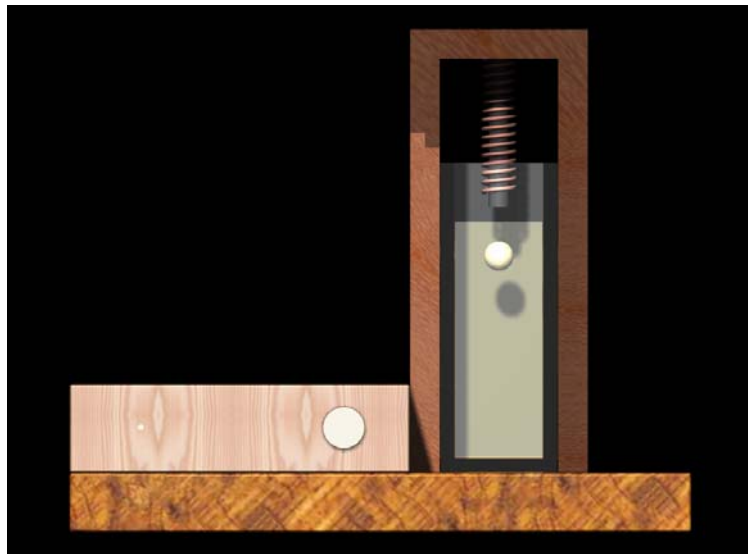
\* TRABAJO DE GRADO

\*\* FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS. ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES. Programa de Ingeniería Electrónica

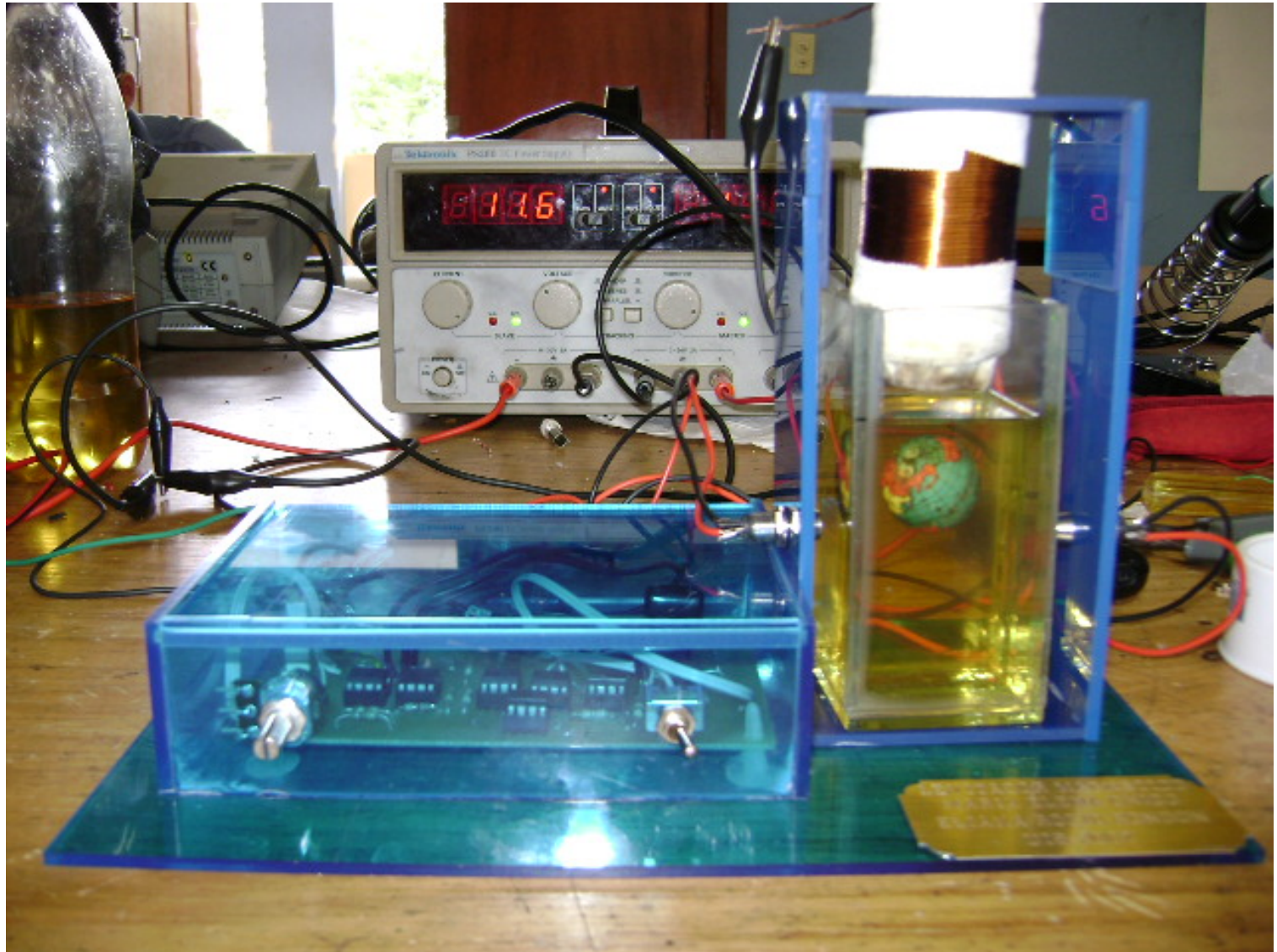
## LOGROS

Al culminar exitosamente el desarrollo de este proyecto se llegó a:

- Plantear el modelo matemático de un sistema de levitación magnética, que opera en un fluido con viscosidad y densidad diferentes a la del aire.
- Simular mediante la herramienta computacional Simulink de Matlab<sup>MR</sup> el comportamiento dinámico del sistema de levitación magnética utilizando como fluido un aceite dieléctrico.
- Diseñar y construir un sistema de levitación magnética, cuyo esquema se muestra seguidamente:



- Diseñar e implementar el sistema de control de posición del cascarón esférico que levita sumergido en el fluido contrastando los resultados experimentales con los de simulación.



## INTRODUCCIÓN

Uno de los problemas típicos de control, que ha sido estudiado muchas veces en la literatura, es el fenómeno de la levitación magnética.

Mucho se ha dicho acerca de la levitación cuando se supone el caso del cascarón esférico levitando en el aire por la acción del campo magnético producido por un electroimán, pero poco se sabe de lo que le pasaría a un sistema de este tipo si el medio que rodea el cascarón esférico no es “ideal” como el aire, surgiendo entonces una importante pregunta, ¿es posible mantener una esfera levitando por efecto de un campo magnético, si esta se encuentra sumergida en el fluido de alta viscosidad?

Responder esta pregunta implica enfrentar un problema interesante de diseño de un controlador, para lo cual se debe realizar un estudio detallado del comportamiento del sistema en presencia del fluido desde su modelado hasta el diseño mismo del controlador.

Para resolver el reto y esperando salir victoriosas se plantea en el *primer capítulo* un resumen de los conceptos de inducción magnética y de mecánica de fluidos, para modelar matemáticamente el sistema en presencia del aceite de transformador en el *segundo capítulo*. Posterior a la obtención del modelo se procede, en el *tercer capítulo*, a calcular las variables y parámetros involucrados en el sistema por medio de simulación con Matlab<sup>MR</sup>.

Una vez completado el modelo de la planta, se hace un estudio del comportamiento del sistema sin controlador, para aire y aceite y también diferentes viscosidades y masas, de modo que se puede determinar puntos clave para el diseño del controlador. Este estudio se incluye en el *cuarto capítulo*.

Luego de haber analizado la estabilidad se procede a diseñar el controlador en el *quinto capítulo* y en el *sexto capítulo* se listan los pasos para construir el prototipo. En el *séptimo capítulo*, se presentan además los datos

experimentales del prototipo y se contrarrestan con los resultados de la simulación en Matlab<sup>MR</sup> y Orcad<sup>MR</sup>.

Por último se realizan las conclusiones del desarrollo del proyecto se verifica el cumplimiento de los objetivos y se hacen recomendaciones para la continuación de trabajos futuros.

Los anexos, incluyen los planos para la construcción del soporte para el prototipo, la tarjeta de circuito impreso, se listan los elementos para la construcción y se presentan las hojas de datos de los mismos.

## 1. REVISIÓN CONCEPTUAL

Para analizar el modelo matemático de un levitador magnético es necesario mencionar algunos conceptos del magnetismo.

### 1.1 Campo magnético estacionario

Se llama campo magnético estacionario a aquel que no es variable con el tiempo, este puede obtenerse de un imán permanente, de un campo eléctrico variable en el tiempo y de una corriente directa que viaja en un conductor. La ley básica que describe la forma como se produce un campo magnético es la ley de Ampère que establece que la integral de línea del campo magnético,  $\vec{H}$  en la trayectoria cerrada del conductor es igual a la corriente transportada por este; esto es:

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_c \quad (1.1)$$

Entonces, conociendo la corriente que circula por un alambre y la longitud de éste se puede establecer el campo magnético producido por dicha corriente. La corriente  $I_c$  en el Sistema Internacional de Unidades se mide en Amperes [A], y el campo  $\vec{H}$  en Amperes-vuelta por metro [ $A \cdot v / m$ ].

Además del campo magnético  $\vec{H}$ , se considera la densidad de flujo magnético resultante  $\vec{B}$ , en el medio que rodea al conductor. Esta densidad de flujo es una medida de la cantidad de magnetismo que es capaz de atravesar un medio y se puede definir como:

$$\Phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (1.2)$$

$\Phi$  = Flujo magnético, en Webers [Wb]

La relación entre  $\vec{H}$  y  $\vec{B}$ , está dada por la expresión (1.3):

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (1.3)$$

$\vec{B}$  = Densidad de flujo magnético, en Teslas [ $Wb \cdot m^2$ ]

Donde  $\mu$  representa la facilidad relativa para establecer un campo magnético en un material dado, esta propiedad recibe el nombre de permeabilidad. Para el espacio libre se puede decir que:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (1.4)$$

donde

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \quad (1.5)$$

$\mu_0$  = Permeabilidad del aire, Henrios / metros [ $H / m$ ]

La permeabilidad de cualquier material comparada con la del aire se denomina permeabilidad relativa  $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$  (adimensional).

La permeabilidad relativa es una medida útil para comparar la capacidad de magnetización de los materiales por ejemplo, los aceros más utilizados en las maquinas tienen permeabilidades relativas de 2000 a 6000 o más. Esto quiere decir que un material con estas características permite pasar de 2000 a 6000 veces más flujo magnético que el espacio libre.

## 1.2. Inducción electromagnética

La inducción electromagnética es un fenómeno que origina una tensión o fuerza electromotriz ( $fem$ ) en un cuerpo en contacto con un campo magnético variable en el tiempo, o al movimiento del cuerpo respecto a un campo magnético estacionario. Esta tensión inducida es directamente proporcional a la tasa del cambio de flujo respecto al tiempo que atraviesa una espira de un conductor, esto está dado por la siguiente expresión:

$$e_{ind} = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.6)$$

$\mathcal{E}_{ind}$  = Fem inducida [V]

Si la espira tuviera N vueltas, la *fem* inducida, sería N veces mayor.

El signo menos en la ecuación es una expresión de la ley de Lenz, la cual establece que la tensión inducida en la bobina produce una corriente cuyo flujo, si se suma al flujo original reduciría la magnitud de la *fem*.

### 1.3. Clasificación de los materiales según sus propiedades magnéticas

La clasificación magnética de un material se determina introduciendo una muestra del material en un campo magnético y comparando las intensidades del campo con y sin la muestra. Un material *paramagnético* causa un aumento en la intensidad del campo, mientras que un material *diamagnético* causa una disminución; sin embargo, éstos cambios son pequeños y rara vez de alguna consecuencia. En equipos funcionales, se asume que los materiales paramagnéticos y diamagnéticos poseen las mismas propiedades magnéticas que el espacio vacío.

Al introducirse en un campo magnético, un pequeño grupo de elementos (entre los más notorios hierro, níquel y cobalto) causan aumentos tremendos en la intensidad del campo. Éstos aumentos pueden ser del orden de los miles, a estos materiales se les clasifica como ferromagnéticos. El campo magnético es la base para la explicación de las características magnéticas de los materiales.

Los átomos contienen un núcleo y uno o más electrones que orbitan alrededor de éste núcleo; el número de electrones es característico de cada elemento. Recordando que la corriente eléctrica es un movimiento de cargas, la trayectoria orbital de cada electrón es la trayectoria de una corriente eléctrica minúscula alrededor de la cuál existe un campo magnético. La combinación de efectos orbitales y de spin establece las propiedades magnéticas del átomo.

Para estudiar estas propiedades se debe conocer la teoría de dominios magnéticos que reconoce que una muestra de un material consiste en un número de dominios, cada uno de los cuales contiene gran número de átomos. Dentro de cada dominio, las contribuciones atómicas se combinan para producir un vector de dominio magnético el cuál es único en magnitud y dirección, la característica de la muestra global resulta de la suma de los vectores de dominio.

### 1.3.1 Ferromagnetismo

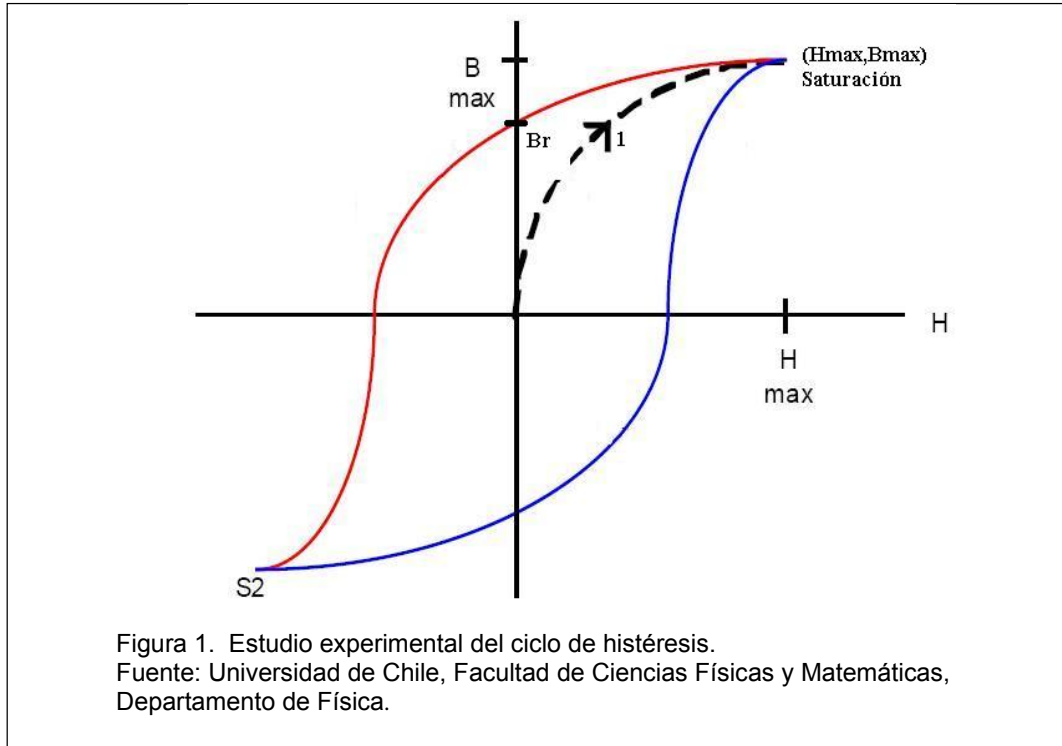
Al introducirse un material ferromagnético en un campo magnético externo se presentan dos reacciones:

1. Los dominios orientados favorablemente con respecto al cambio externo aumentan de tamaño a expensas de sus vecinos.
2. Los dominios orientados desfavorablemente rotan para alinearse con el campo.

Una forma de colocar un material magnético dentro de un campo es enrollar un conductor con corriente alrededor de él; como resultado, se incrementa la densidad de flujo magnético dentro del material. La corriente en el conductor establece el campo  $\vec{H}$ , el cuál puede considerarse una variable independiente.

El campo aplicado  $\vec{H}$  crea la densidad de flujo  $\vec{B}$ ; mientras esta densidad  $\vec{B}$  en el material sea débil, resulta reversible el movimiento en los límites del dominio.

Conforme se aumenta  $\vec{H}$  al incrementar la corriente en la bobina, el campo  $\vec{B}$  del material se vuelve más intenso a medida que más dipolos magnéticos se alinean con el, si lo pudiéramos medir veríamos que en principio se incrementa con lentitud y luego con más rapidez y a continuación se estabiliza, este comportamiento recibe el nombre de **ciclo de histéresis** y se presenta como se observa en la figura (1):



Cada material magnético tiene su propia característica de magnetización. El lugar donde la curva se separa de una línea recta, Punto 1 en la figura (1), se conoce como rodilla o punto de inflexión. La saturación magnética ocurre conforme se avanza por encima de la rodilla.

Cuando la curva  $B-H$ , comienza a nivelarse, se supone que casi todos los dipolos magnéticos en el material magnético ya se han alineado en la dirección del campo  $\vec{B}$ . En este momento, la densidad del flujo en el material magnético es máxima,  $B_{max}$ , y se dice que el material está saturado, y corresponde con el valor máximo de intensidad de campo magnético  $H_{max}$ . Se dice que un material magnético está completamente saturado cuando su permeabilidad magnética se vuelve casi la misma que la del vacío. Con esta densidad de flujo no hay diferencia entre el comportamiento del material magnético y el de otros materiales no magnéticos. Si ahora se comienza a disminuir el campo  $\vec{H}$ , reduciendo la corriente en la bobina (en rojo) se puede observar que la curva no se repite sobre su trazo previo, sino que sigue otra trayectoria como se

observa en la figura (1). En otras palabras, se encuentra que el campo  $\vec{B}$  no decrece con la misma rapidez con la que creció. Esta irreversibilidad se llama *histéresis*. La curva de la figura (1) muestra que cuando el campo  $\vec{H}$  se reduce a cero, todavía existe en el material cierta densidad de flujo magnético, esto se denomina *remanencia* ó densidad de flujo remanente  $B_r$ , es decir, el material magnético se habrá magnetizado y actuará como un imán, lo cual se debe a que una vez los dominios magnéticos están alineados en cierta dirección por efecto de un campo magnético externo, algunos de ellos tienden a permanecer en esta forma. Cuanto mayor sea la densidad residual de flujo  $B_r$ , mejor es el material magnético para aplicaciones que requieren imanes permanentes.

### 1.3.2. Diamagnetismo

Los materiales diamagnéticos se caracterizan por tener una permeabilidad magnética relativa ligeramente inferior a uno. Esto es así, porque al aplicar un campo magnético externo, los [momentos magnéticos](#) atómicos varían oponiéndose al campo magnético, es decir debilitando la acción del campo aplicado.

### 1.3.3. Paramagnetismo

Los materiales paramagnéticos se caracterizan por tener una permeabilidad magnética relativa ligeramente superior a uno. Al aplicar un campo magnético externo, los [momentos magnéticos](#) atómicos varían, alineándose con el campo y reforzando ligeramente al campo magnético aplicado. Esta alineación se contrarresta por el movimiento térmico que tiende a desorientar los dipolos magnéticos, razón por la cual, la imantación disminuye con la temperatura. Los materiales paramagnéticos sufren el mismo tipo de atracción y repulsión que los imanes normales, cuando están sujetos a un campo magnético. Sin embargo, al retirar el campo magnético, se destruye el alineamiento magnético, y la imantación desaparece. Los materiales paramagnéticos tienden a volverse

cada vez más magnéticos al aumentar el campo aplicado, y cada vez menos magnéticos al elevarse la temperatura, este proceso se llama ley de Curie.

#### 1.4. Mecánica de fluidos

Cuando se emplean los conceptos de masa y fuerza no es conveniente cuando se aplica la mecánica de fluidos porque una masa de un fluido puede deformarse mientras se mueve, por lo que tener en cuenta este factor supondría grandes dificultades matemáticas para el análisis. Esto se puede evitar de forma sencilla, describiendo los fluidos en forma de la densidad  $\rho$  y la presión  $P$ , y la viscosidad  $\eta$  las cuales no son vectores ni dependen de la geometría.

$$\rho = \frac{m}{V} \quad (1.7)$$

Donde  $\rho$  = Densidad del fluido,  $\frac{Kg}{m^3}$ .

$$P = \frac{F}{A} \quad (1.8)$$

$P$  = Presión definida como la fuerza por unidad de área en  $\frac{Kg}{m.s^2}$ , que es igual a un pascal,  $Pa = 1 \frac{N}{m^2}$ .

$$\eta = V_k * \rho \quad (1.9)$$

$\eta$  = Viscosidad dinámica del fluido,  $\frac{kg}{m*s}$ .

Un objeto que flote o se halle sumergido en un fluido experimenta una fuerza de boyancia o *empuje* debido al fluido. Para comprender este empuje  $E$ , se considera un fluido de volumen  $V$ , densidad  $\rho$  y el peso  $W = \rho g V$ . De acuerdo con la primera ley de Newton, el elemento en el fluido está en equilibrio, por lo que  $E = W = \rho g V$ , el empuje es simplemente la fuerza ejercida por el fluido

para mantener en reposo el elemento en el fluido considerado. Si se aplican otras fuerzas al sistema, y la densidad del cuerpo sumergido y el fluido no son las mismas, se puede partir del análisis anterior para aplicar las leyes de Newton para el equilibrio del sistema (sumatoria de fuerzas). En conclusión, el empuje sobre un cuerpo sumergido en un fluido es igual al peso del fluido desalojado.

El efecto de la viscosidad del fluido sobre el movimiento del objeto sumergido, está estrechamente relacionado con el tiempo que tarda el cuerpo en flotar por efecto de la fuerza de boyancia.

La viscosidad es la propiedad de ciertos líquidos de resistirse al movimiento, debido a las fuerzas de rozamiento entre las partículas del fluido, resulta como efecto de la adhesión y la cohesión, y puede ser entendida como el contrario de la fluidez.

Qué tan viscoso es un fluido, depende entonces del fluido mismo y la temperatura. Una buena forma de describir la viscosidad en función de la temperatura, es la ecuación de Andrade:

$$\eta = Ae^{\frac{B}{T}} \quad (1.10)$$

donde:

$\eta$  = Viscosidad del fluido

A y B son constantes propias del fluido

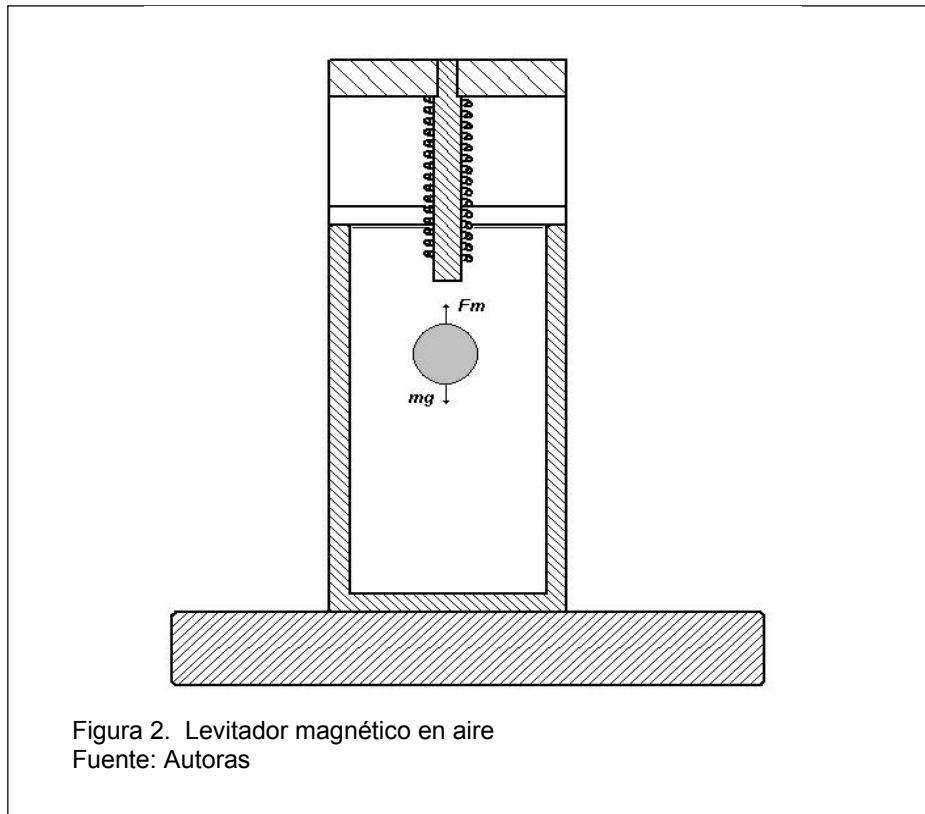
T es la temperatura de la muestra. °K

De la ecuación de Andrade se ve que la viscosidad disminuye exponencialmente al aumentar la temperatura, entonces, si se lleva a cabo un proceso donde se desea mantener la viscosidad de un fluido constante, la temperatura dentro del mismo debe permanecer constante.

## 2. EL MODELO MATEMÁTICO DEL LEVITADOR MAGNÉTICO

### 2.1. Modelo matemático del levitador en aire

El sistema de levitación magnética consiste en una bobina conectada a una fuente de potencia y un objeto de material ferromagnético (una esfera en este caso) cuya posición se desea controlar. La corriente circulando en la bobina hace que se genere un campo magnético cuya fuerza debe compensar el peso del cascarón esférico para mantenerla en una posición estable.



De la figura (2), la fuerza magnética generada por la corriente que circula en el electroimán está dada por:

$$\vec{F}_m = \frac{K_m i^2}{x^2} \quad (2.1)$$

Donde:

$\vec{F}_m$  = Fuerza magnética [N]

$x$  = Desplazamiento vertical de el cascarón esférico respecto al núcleo [m].

$i$  = Corriente aplicada al electroimán [A].

$$K_m = \text{constante magnética del imán} \left[ \frac{N \cdot m^2}{A^2} \right].$$

La expresión (2.1) para la fuerza magnética se puede deducir haciendo consideraciones de trabajo y energía. Cuando una pieza es atraída por efecto del campo magnético hacia una bobina de  $N$  vueltas por la cuál circula una corriente  $i$ , se debe realizar un trabajo mecánico para intentar separar estas dos partes. Ese trabajo, aparece como energía almacenada en el espacio que se crea al separar las piezas y viene dado por:

$$dW_H = FdL \quad (2.2)$$

De forma general, el trabajo es igual a la energía almacenada en un campo magnético en el cuál  $B$  y  $H$  se relacionan linealmente. Si el espacio es vacío se emplea  $\mu_0$ , si no, se debe utilizar la permeabilidad absoluta del medio

$$\mu = \mu_r \mu_0 :$$

$$dW_H = \frac{1}{2} B \cdot H \, dv = \frac{1}{2} \mu H^2 \, dv \quad (2.3)$$

Teniendo en cuenta que el resultado de la expresión (2.3) es válido sólo para medios lineales, se puede emplear para calcular la fuerza sobre materiales magnéticos no lineales, si se centra la atención en el medio lineal que lo rodea como el aire.

Se puede expresar el diferencial de volumen, como el área  $A$  por el diferencial de longitud  $dL$ . Entonces la fuerza producida por el electroimán se puede expresar como:

$$F = \frac{1}{2} \mu H^2 A = \frac{1}{2} \mu N^2 A \frac{i^2}{x^2} \quad (2.4)$$

Si se reorganizan los términos de esta ecuación se puede decir que:

$$K_m = \frac{1}{2} \mu AN^2 \left[ \frac{N \cdot m^2}{A^2} \right] \quad (2.5)$$

Donde:

$\mu = \mu_r \mu_0$ , permeabilidad absoluta [H/m].

$\mu_r$  = Permeabilidad relativa del espacio que separa las dos piezas.

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ , permeabilidad del aire [H/m].

$A$  = Área del núcleo [m<sup>2</sup>].

$N$  = Número de vueltas en la bobina.

Para analizar el proceso de levitación se debe tener en cuenta el efecto de la gravedad sobre el sistema, esto es:

$$\vec{W} = m\vec{g} \quad (2.6)$$

Donde:

$\vec{W}$  = Peso del cascarón esférico, en Newton [N]

$\vec{g} = 9,8 \left[ \frac{m}{s^2} \right]$ , aceleración de la gravedad

Del diagrama del cuerpo libre del sistema podemos observar que para pequeñas oscilaciones de el cascarón esférico alrededor del punto de equilibrio la dinámica del mismo esta dada por la siguiente ecuación:

$$m\ddot{x} = \vec{W} - \vec{F}_m \quad (2.7)$$

Donde  $\ddot{x}$  = Aceleración de el cascarón esférico

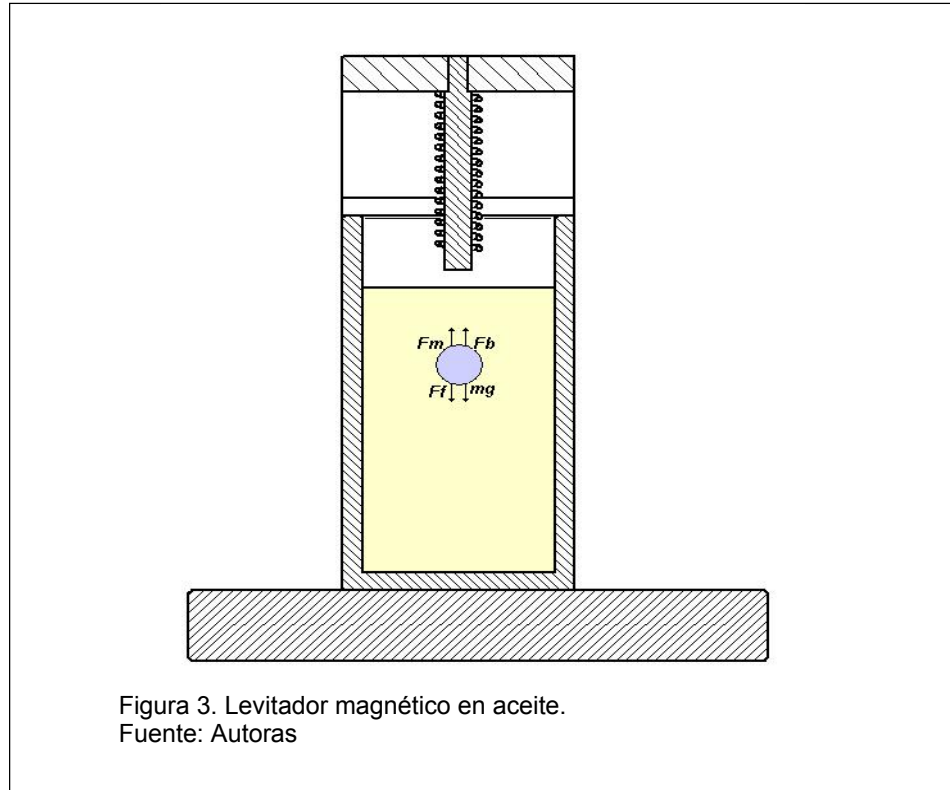
El signo de las fuerzas en la expresión (2.6) depende del sentido del movimiento considerado. Para este caso se supone que el cascarón esférico tiene un movimiento descendente y el sistema de referencia es positivo hacia abajo.

## 2.2. Descripción del sistema en presencia del fluido

Como modificación al sistema presentado en la figura (2), se pretende que la esfera se mantenga suspendida en una posición determinada bajo el efecto de las fuerzas producidas por el electroimán y por el medio que la rodea, cuya

densidad y viscosidad son diferentes a la del aire y por tanto no despreciables como en [1].

Un esquema de este sistema se muestra a continuación:



El diagrama de cuerpo libre del sistema mostrado en la figura 3, indica que sobre el cascarón esférico actúan nuevas fuerzas debidas a la presencia del fluido, como son la fuerza de boyancia y la fuerza de fricción viscosa entre el cascarón esférico y el medio, que por no tratarse de aire, no permite emplear la descripción expuesta anteriormente. Un nuevo análisis del sistema se presenta a continuación.

La fuerza de boyancia  $F_b$  viene dada por:

$$F_b = \gamma V \quad (2.8)$$

Donde:

$F_b$  está dada en Newton, [N]

$\gamma$  = Peso específico del fluido dado en Newton/metro<sup>3</sup>, [N/m<sup>3</sup>]

$V$  = Volumen de el cascarón esférico dado en metros cúbicos, [m<sup>3</sup>]

La fricción viscosa  $F_f$  es:

$$\vec{F}_f = K_f \dot{x} \quad (2.9)$$

$F_f$  está dada en Newton, [N]

$K_f$ , es el coeficiente de fricción viscosa, [Kg /s]

$$K_f = 3\pi\eta D \quad (2.10)$$

donde  $\eta$  es la viscosidad del fluido [Kg / (m\*s)]

D el diámetro de el cascarón esférico [m]

Teniendo en cuenta las nuevas condiciones de operación se plantea la ecuación que gobierna el movimiento del cascarón esférico:

$$m\ddot{x} = mg - F_b - F_f - F_m \quad (2.11)$$

Del mismo modo que para la expresión (2.6) se considera positivo el movimiento descendente.

$$m\ddot{x} = mg - \gamma V - \dot{x}K_f - \frac{K_m i^2}{x^2} \quad (2.12)$$

Para hacer un mejor análisis de esta función de transferencia, se puede simplificar la ecuación linealizando la fuerza magnética. Esto se hace aplicando expansión en series de Taylor alrededor de un punto de equilibrio, que se puede hallar midiendo la corriente en la bobina  $i_o$  y la posición del cascarón esférico  $x_o$  en el instante en que lo atrae la fuerza magnética y no se mueve.

Haciendo un análisis en este punto de equilibrio del sistema  $x_o, i_o$ , se llega a la siguiente expresión para la fuerza magnética:

$$F_m = \frac{K_m i_o^2}{x_o^2} + 2 \frac{K_m i_o}{x_o^2} i - 2 \frac{K_m i_o^2}{x_o^3} x \quad (2.13)$$

Al reemplazar en la ecuación (17), se nota que se cumple la condición del punto de equilibrio:

$$mg - \gamma \mathcal{W} = K_m \frac{i_0^2}{x_0^2} \quad (2.14)$$

Con la expresión (2.14) para calcular  $K_m$  de forma experimental.

Finalmente se llega a la siguiente expresión:

$$m\ddot{x} = -K_f \dot{x} + K_x x - K_i i \quad (2.15)$$

$$K_x = 2K_m \frac{i_0^2}{x_0^3} \left[ \frac{N}{m} \right] \quad (2.16)$$

$$K_i = 2K_m \frac{i_0}{x_0^2} \left[ \frac{N}{A} \right] \quad (2.17)$$

La función de transferencia resultante de esta linealización es:

$$G(s) = \frac{X(s)}{I(s)} = \frac{-K_i}{ms^2 + K_f s - K_x} \quad (2.18)$$

Como se muestra en la expresión (2.18), el modelo del sistema operando en aceite, considera la velocidad de la esfera y la fricción presente por la oposición que hace el medio al movimiento del cascarón esférico.

Ahora, hay que determinar como afectan estas consideraciones las respuestas del sistema frente a una excitación y si los efectos de no despreciar la incidencia del medio son perjudiciales o no a la hora de diseñar el controlador.

### 3. CÁLCULO DE LAS CONSTANTES Y PARÁMETROS DE LA PLANTA

A continuación se describen los experimentos realizados para el cálculo de las constantes y parámetros que completan el modelo.

#### 3.1. Electroimán

Para el prototipo de levitación magnética, es necesario disponer de un electroimán que permita obtener la fuerza necesaria para contrarrestar el peso del cascarón esférico y mantenerlo levitando.

De la revisión conceptual se sabe que la fuerza que debe producir el electroimán es:

$\vec{F}_m = \frac{K_m i^2}{x^2}$ , entonces la fuerza debe ser capaz de levantar el cascarón esférico

a una distancia considerable con la mínima corriente posible.

En primer lugar, se busca que el electroimán sea capaz de elevar el cascarón esférico una distancia de 6cm, para una corriente aproximada de 3A. Esta suposición se hace con base en el trabajo "Levitor" citado en la bibliografía, donde el electroimán utilizado es capaz de elevar la esfera 0.5cm con una corriente máxima de 500mA.

De acuerdo con la expresión (2.7) cuando el sistema se encuentra en equilibrio, se puede calcular  $K_m$  de forma experimental, con la siguiente expresión:

$$K_m = mg \frac{x^2}{i^2} \quad (3.1)$$

Donde  $m$  es la masa de la esfera,  $x$  la distancia que se desea elevar e  $i$  la corriente necesaria

La inductancia del electroimán es:

$$L = \frac{AN^2 \mu}{l} [H] \quad (3.2)$$

Donde  $A$ , es el área de la sección transversal,  $\mu$ , la permeabilidad absoluta y  $l$  la longitud del núcleo.

De la expresión (2.5) se relaciona  $K_m$  con la inductancia del electroimán y se halla la inductancia necesaria de la siguiente forma:

$$L = \frac{2K_m}{l} \quad (3.3)$$

Para el cálculo de  $K_m$  y la inductancia se reemplazan la corriente de 3ª, la distancia de 6cm en la expresión (3.1) y una masa ligeramente superior a la obtenida en la expresión (4.10).

$$K_m = 2,861 \times 10^{-7}$$

$$L = 5,72 \times 10^{-4}$$

Una vez calculada la inductancia, se halla el número de vueltas utilizando la expresión (3.2).

$$N = 21,53 \text{ vueltas}$$

El electroimán calculado fue construido, pero no se obtuvieron los resultados esperados para la distancia máxima que este puede levitar la esfera. Como éste método de diseño no resulta efectivo para el inductor que necesita el levitador, se procede a hacer pruebas con diferentes inductores, con el fin de seleccionar uno que cumpla con las especificaciones de corriente y distancia.

Todas las pruebas fueron realizadas con alambre calibre 22AWG.

Imán	Diámetro [cm.]	Longitud [cm.]	Número de vueltas	L [mH.]	R <sub>s</sub> [Ω]	X [cm]
1	1	5	210	0,6	6,2	0,5
2	2,5	20	460	4,8	8,6	6,6
3	2,5	10	630	0,7	4,3	6
4	2,5	6	896	1,10	9,1	3,5
5	3,5	10	743	1,25	9,38	2

Tabla 1. Prueba realizada a los imanes. Fuente: Autoras

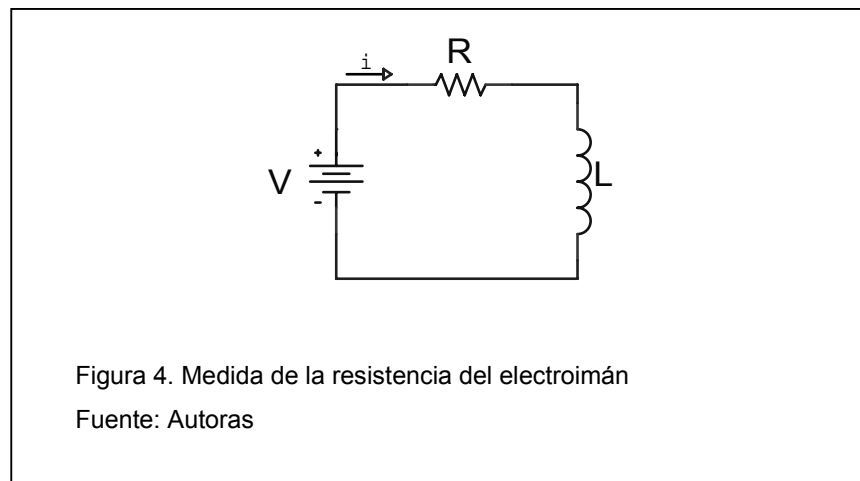
Las pruebas mostradas en la tabla (1) se realizaron para determinar la posición máxima que el cascarón esférico que puede alcanzar a una corriente fija.

De la tabla (1), se seleccionó el imán número tres, dada su baja resistencia y la distancia máxima que puede elevar el cascarón esférico. El imán cuatro, a pesar de tener más fuerza, fue descartado, porque su alta resistencia aumenta el consumo de potencia, además, al aplicarle corriente, aumenta considerablemente la temperatura y como el imán se localizará en la superficie del aceite, este incremento de temperatura, se transfiere calor al fluido, haciendo variar su viscosidad, efecto no deseado para el sistema.

Las mediciones de resistencia e inductancia de la tabla (1) se realizaron de la siguiente manera:

### 3.1.1. Resistencia

Se realiza el montaje de la figura (4) con una resistencia de  $1,7 \Omega$ , 5Watts en serie con cada electroimán.



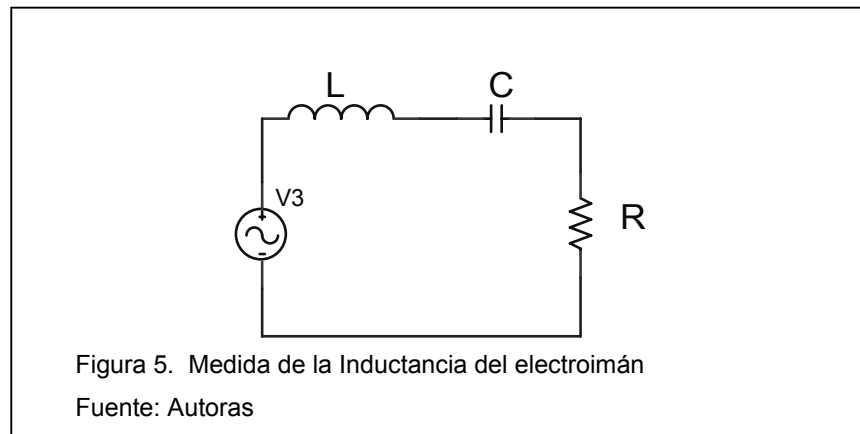
Se mide la tensión  $V_R$  en la resistencia, y para obtener la resistencia del imán se emplea la expresión (3.1):

$$R_{imán} = \frac{(V - V_R)}{V_R} R \quad (3.1)$$

$$R_{imán} = 4,3 [\Omega] \quad (3.2)$$

### 3.1.2. Inductancia.

Para la medida de la inductancia se realiza el montaje RLC de la figura (5), con una resistencia y un condensador de valores conocidos.



A la entrada del circuito de la figura (5) se aplica una fuente senoidal, y con ayuda de un osciloscopio se mira el desfase entre la tensión de entrada y la tensión de salida en la resistencia. Después se procede a aumentar o disminuir la frecuencia de la señal de la entrada, hasta que la entrada y la salida estén en fase. Al llegar a este punto se concluye que se ha alcanzado la frecuencia de resonancia  $f_r$ , con la que se relaciona la inductancia en la expresión (3.3):

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

De esta forma se calcula el valor de la inductancia.

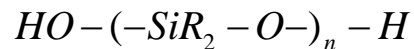
$$L = 0,7 [mH] \quad (3.4)$$

### 3.2. Aceite

Para el funcionamiento del prototipo de levitación se seleccionó aceite de transformador, se le midió la densidad y viscosidad para obtener algunos parámetros que se utilizan en la descripción del modelo matemático de la planta.

Las características que se tienen en cuenta para la selección del aceite son múltiples, el aceite de transformador es un aislante eléctrico ideal, tiene una viscosidad mucho mayor que la del aire y al ser un material paramagnético, puede ser atravesado por el campo magnético producido en el imán, sin ser atraído simultáneamente hacia este, permitiendo al campo llegar al cascarón esférico.

El aceite de transformador forma parte de un grupo de materiales derivados del petróleo llamado **polisiloxanos** (siliconas), la fórmula de estos polímeros es:



donde

n = Número de veces que se repite la cadena polimérica.

Fuente[2]

Las materias primas usadas como base para la elaboración del aceite pueden ser:

1. Crudo de petróleo con base parafínica: Hidrocarburos de cadena alifática, que contienen más parafina y menos asfalto.
2. Crudo de petróleo con nafténico: Cadena cerrada de hidrocarburos, conteniendo grandes cantidades de asfalto.
3. Crudo de petróleo mezclado: Es una mezcla de petróleos con bases parafínicas y nafténicas.

Después de escoger la materia prima, se somete a un proceso por el cuál se eliminan las impurezas del crudo y con una serie de aditivos se obtiene el aceite final.

Para el caso presente, del aceite de transformador no se tienen datos del proceso de elaboración, entonces se tomaron medidas en el laboratorio para determinar la viscosidad y la densidad que usualmente varían de los valores nominales.

Para la toma de medidas se utilizaron los siguientes instrumentos:

Viscosímetro Saybolt.

Recipiente de 60 ml.

Cronómetro.

Probeta de 250 ml.

Densímetro, con rango entre 0,850 y 0,900 g/cm<sup>3</sup>.

Muestra de aceite suficiente para todas las medidas.

3.2.1. Procedimiento para medir de la viscosidad cinemática:

Se calcula el tiempo que emplean 60 ml de aceite de transformador en pasar a través del orificio del viscosímetro. Esta medida se lleva a cabo con un cronómetro. La medida fue realizada 3 veces a 27,78°C, los tiempos obtenidos se relacionan en la tabla (2):

$t$	[s]
$t_1$	95
$t_2$	92
$t_3$	92

Tabla 2. Tiempos medidos para el cálculo de la viscosidad del aceite

Los tiempos de la tabla (2), son el tiempo que el menisco alcanza la marca de nivel del recipiente que recibe el aceite.

Se toma el tiempo obtenido  $t_2=t_3=92$  [s] ya que la medida obtenida de 95 segundos es confusa porque el aceite hizo burbujas al caer.

Una vez medido el tiempo, este se corrige por un factor propio del equipo (F=1,0364), donde F es la constante adimensional de calibración. La corrección se hace de acuerdo con la expresión (3.6)

$$Ssu = F * t_2 \quad (3.6)$$

Donde Ssu son segundos Saybolt universales.

$$Ssu = 1,0364 * 92 = 95,3488[s] \quad (3.7)$$

Para hallar la viscosidad cinemática se usa una relación apropiada para el tiempo en segundos Saybolt, propia del equipo  $32 < Ssu < 1000$ . Entonces hallamos la viscosidad cinemática con la expresión (3.8):

$$V_k = 0.00226 * t - \frac{1.95}{t} [stokes] \quad (3.8)$$

donde:  $1stoke = 1 \frac{m^2}{s}$  y  $V_k$  es la viscosidad cinemática.

$$V_k = 0.1867[St] \quad (3.9)$$

Para completar el modelo del sistema de levitación se calcula  $\eta$  la viscosidad dinámica. Se emplea de la siguiente relación:

$$\eta = V_k * \rho \left[ \frac{kg}{m * s} \right] \quad (3.10)$$

Donde  $\rho$ , es la densidad de la muestra.

### 3.2.2. Procedimiento para medir densidad.

Para medir la densidad del fluido, se vierten 250ml de aceite en una probeta, se introduce el densímetro, cuya escala debe estar en el rango de la medida, esto se nota si el densímetro no se va al fondo de la probeta, o si flota, de modo que la parte graduada de éste no alcanza al nivel del líquido.

Una vez escogido el densímetro apropiado, se mira que densidad se sitúa en el menisco, esta densidad está en la expresión (3.11).

$$\rho = 0.862 \left[ \frac{g}{cm^3} \right] \quad (3.11)$$

Convertimos esta densidad a unidades del Sistema Internacional y se obtiene

$$\rho = 862 \left[ \frac{Kg}{m^3} \right] \quad (3.12)$$

Entonces podemos calcular el valor de  $\eta$ , la viscosidad dinámica con la expresión (3.13):

$$\eta = 862 * 0,1867 = 160,93 \left[ \frac{Kg}{m * s} \right] \quad (3.13)$$

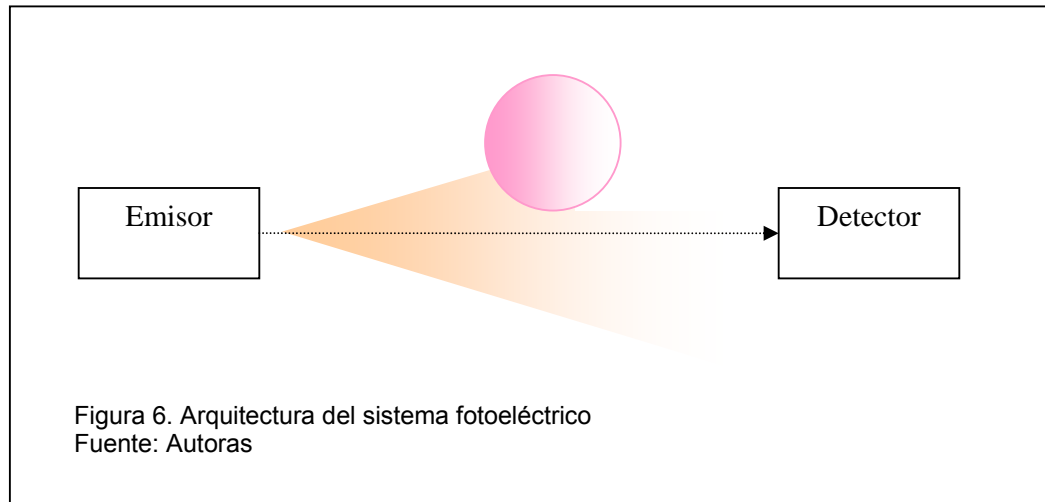
### 3.3. Sensor de posición

Para que la levitación magnética estable sea posible, es necesaria la realimentación en el sistema de control, a través de un sensor, que permita llevar la posición del cascarón esférico a un nivel de tensión que se encuentre en el mismo rango de las tensiones en el circuito de control.

Para tal fin se utiliza una pareja emisor receptor, formada por un diodo infrarrojo como emisor y como receptor un fototransistor, que es capaz de generar una corriente colector -emisor proporcional a la luz incidente en él.

Se escogió un sensor que opera en frecuencias infrarrojas porque en esta parte del espectro, invisible para el ser humano, se presenta menos interferencia que en la mayoría de sensores de luz. Este tipo de sensores no permiten determinar la distancia hasta un obstáculo, pero sí permiten seguirlo o evitarlo, ya que informan si hay o no un obstáculo en su cono de detección.

La configuración utilizada con el sensor se muestra en la figura (6):



Los datos obtenidos de la caracterización del sensor se muestran en la tabla (3). Estos datos permiten obtener la ganancia del sensor

Distancias (cm. desde el imán)	Tensión (receptor)[V]
2,9	10,33
3,0	9,7
3,1	8,5
3,2	7,0

Tabla 3. Medidas para la caracterización del sensor

Las distancias mostradas en la tabla (3) corresponden a la distancia a la cuál se encuentra el extremo superior del cascarón esférico, tomando como referencia, el extremo inferior del electroimán.

Para calcular la ganancia  $K_s$  del sensor se hace una regresión lineal con los datos, aproximados a una recta que pasa por el origen.

$$K_s = -936,6 [V / m] \quad (3.14)$$

La caracterización del sensor de posición, permite definir cuál es la mayor distancia que se puede mover el cascarón esférico alrededor del punto de

operación sin hacer que el sistema se vuelva inestable, haciendo que el cascarón esférico se caiga o se adhiera al imán.

Como el sensor de posición es el encargado de llevar las señales al controlador, si el cascarón esférico no se encuentra en el rango de posiciones escogido para su operación, el controlador no permitirá que la corriente sea llevada hasta el electroimán.

Una vez definidas estas distancias máximas y mínimas, se diseña el circuito que va a adaptar la señal del sensor para conectarla a la entrada del controlador. El circuito diseñado y los rangos escogidos se presentan en la sección 6.2.

### 3.4. Punto de operación

El punto de operación  $(x_0, i_0)$  se selecciona midiendo la distancia  $x_0$  que separará el cascarón esférico del imán cuando esté en estado estable, y se mide la corriente  $i_0$ , necesaria para lograr esa distancia.

El punto de operación escogido, para una esfera de  $r = 1,25 [cm]$

$$x_0 = 3 [cm] \tag{3.15}$$

$$i_0 = 800 [mA] \tag{3.16}$$

#### 4. COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA SIN CONTROLADOR

Este capítulo muestra el comportamiento de la planta y el sistema a controlar operando inicialmente en aire, seguido de un análisis más completo en aceite con las mismas constantes y parámetros calculados en el capítulo 3.

##### 4.1. Comportamiento del sistema no controlado en aire

En el capítulo 2 se expuso el diagrama de cuerpo libre para calcular las fuerzas que actúan sobre el cascarón esférico despreciando la fricción del aire.

Se obtiene la sumatoria de fuerzas de la expresión (2.6):

$$m\ddot{x} = \vec{W} - \vec{F}_m \quad (4.1)$$

donde:

$\ddot{x}$ , aceleración de el cascarón esférico.

$\vec{W} = m\vec{g}$ , el peso de el cascarón esférico en kilogramos.

$\vec{F}_m = K_m \frac{i^2}{x^2}$ , la fuerza magnética ejercida por el imán.

Si el cascarón esférico se encuentra en equilibrio se cumple que:

$$mg = K_m \frac{i_0^2}{x_0^2} \quad (4.2)$$

Este resultado permite calcular  $K_m$  de forma experimental definiendo un punto de operación  $(i_0, x_0)$ .

$$m\ddot{x} = mg - K_m \frac{i_0^2}{x_0^2} + K_i i(t) - K_x x(t) \quad (4.3)$$

$$K_i = 2K_m \frac{i_0}{x_0^2} \quad (4.4)$$

$$K_x = 2K_m \frac{i_0^2}{x_0^3} \quad (4.5)$$

La función de transferencia de la planta se halla en la expresión (4.6)

$$G(s) = \frac{X(s)}{I(s)} = \frac{-K_i}{ms^2 + K_x} \quad (4.6)$$

Para analizar el sistema en aire, se toman las siguientes constantes y parámetros:

$$i_0 = 0,8[A]$$

$$x_0 = 3 \times 10^{-2} [m]$$

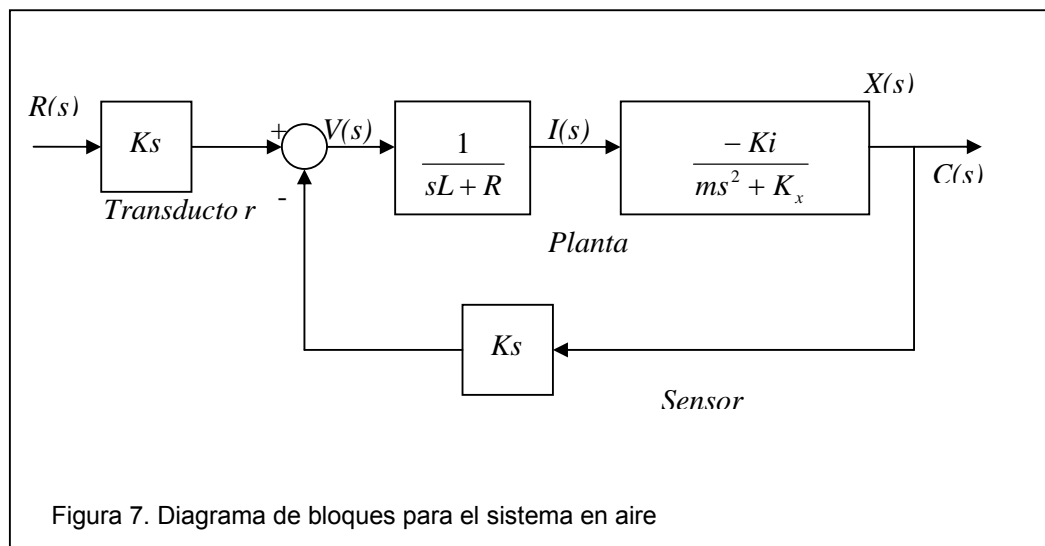
$$m = 7,3 \times 10^{-3} [kg]$$

$$K_m = mg \frac{x_0^2}{i_0^2} = 1,006 \times 10^{-4} [N * m^2 / A^2]$$

$$K_i = 2K_m \frac{i_0}{x_0^2} = 0,1788 [N / A]$$

$$K_x = 2K_m \frac{i_0^2}{x_0^3} = 4,769 [N / m]$$

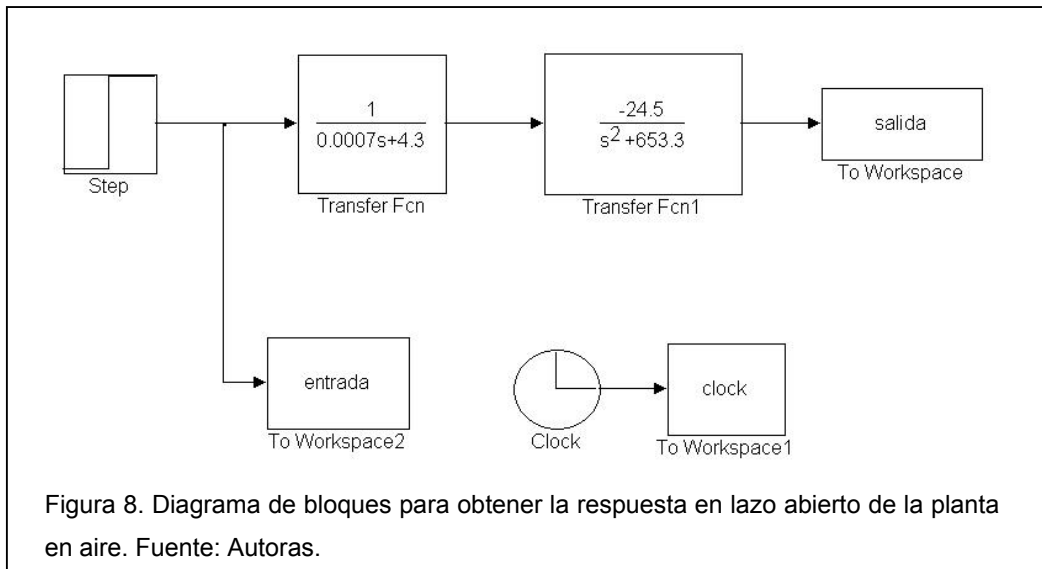
El diagrama de bloques que representa el sistema se muestra en la figura (7):



La función de transferencia del sistema mostrado en el diagrama de bloques de la figura (7) es:

$$\frac{X(s)}{V(s)} = \frac{-24,5}{0,0007s^3 + 4,3s^2 + 0,457s + 2809} \quad (4.7)$$

El diagrama de bloques en SIMULINK que permite hallar la respuesta en lazo abierto a una entrada escalón se muestra en la figura (8):



La respuesta al escalón se muestra en al figura (9)

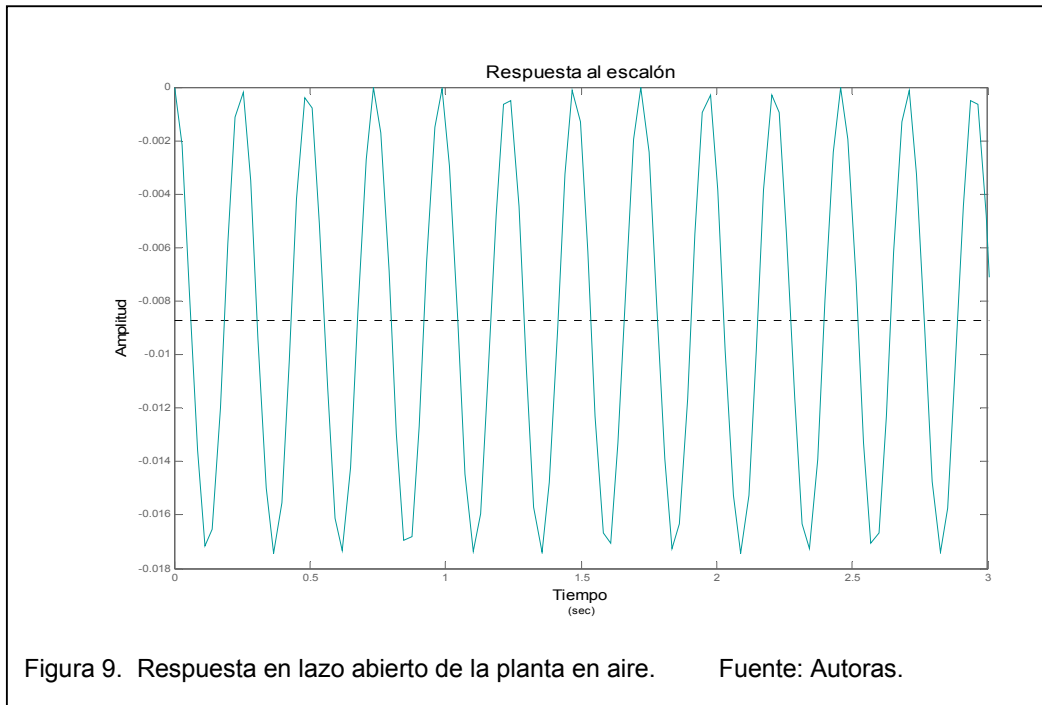
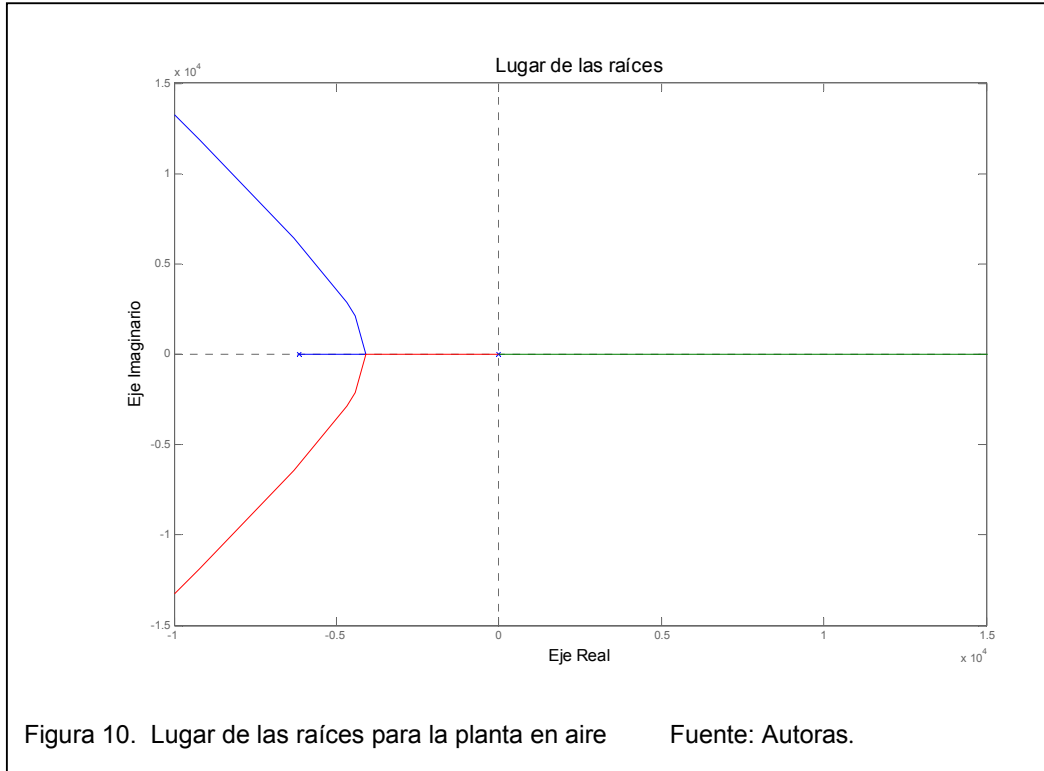


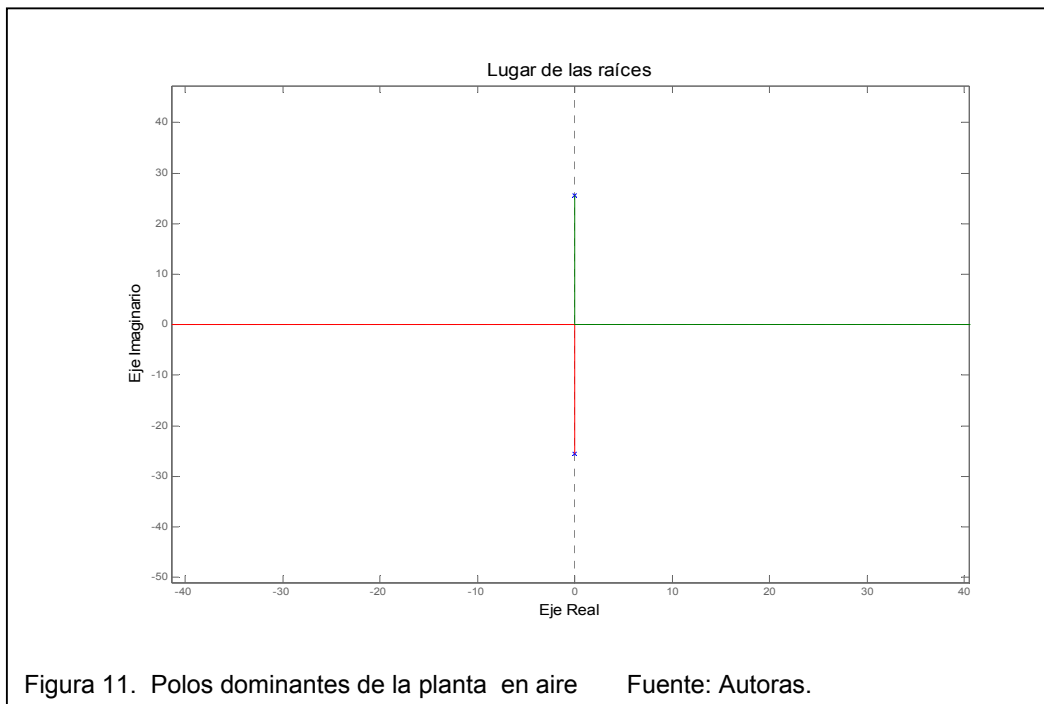
Figura 9. Respuesta en lazo abierto de la planta en aire. Fuente: Autoras.

En la figura (9) se observa que el sistema en aire responde a una entrada escalón como un sistema no amortiguado, presenta oscilaciones de amplitud y período constante.

En la figura (10) se muestra el lugar de las raíces de la planta en aire.

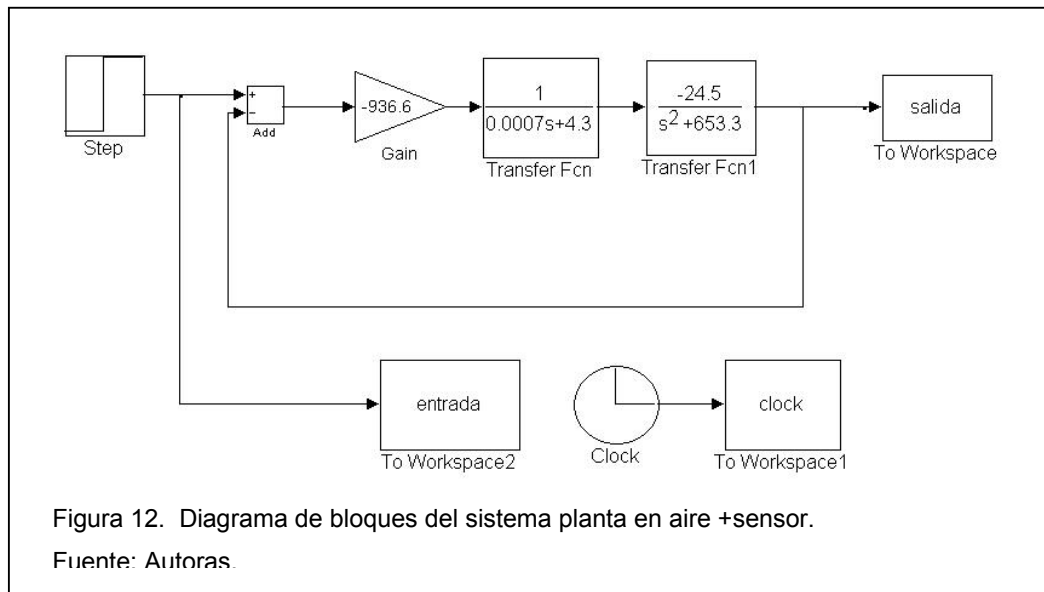


Para observar la causa de las oscilaciones de la planta, se acerca la figura (10), para observar el par de polos dominantes.

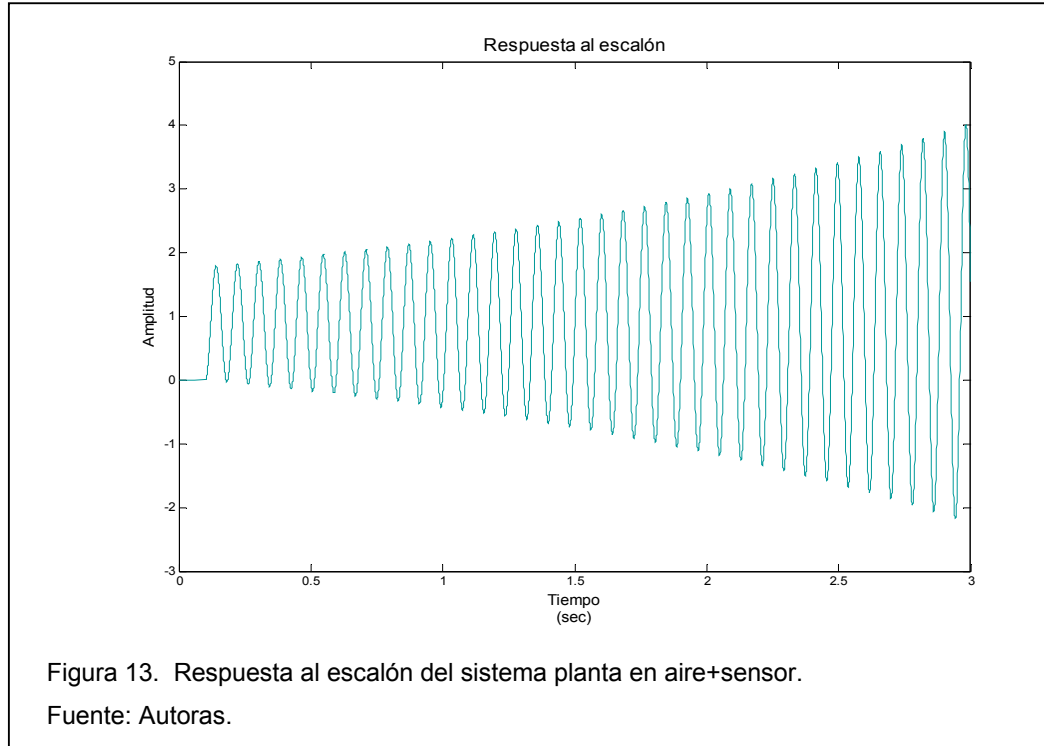


De la figura (11) se observa, que las oscilaciones del sistema se producen porque el par de polos dominantes de la planta son  $\pm j25,560$  y se encuentran sobre el eje imaginario.

Ahora se incluye el sensor a la planta, y se analiza la respuesta en lazo cerrado. El diagrama de bloques con que se incluye la ganancia del sensor+transductor a la función de transferencia se presenta en la figura (12).

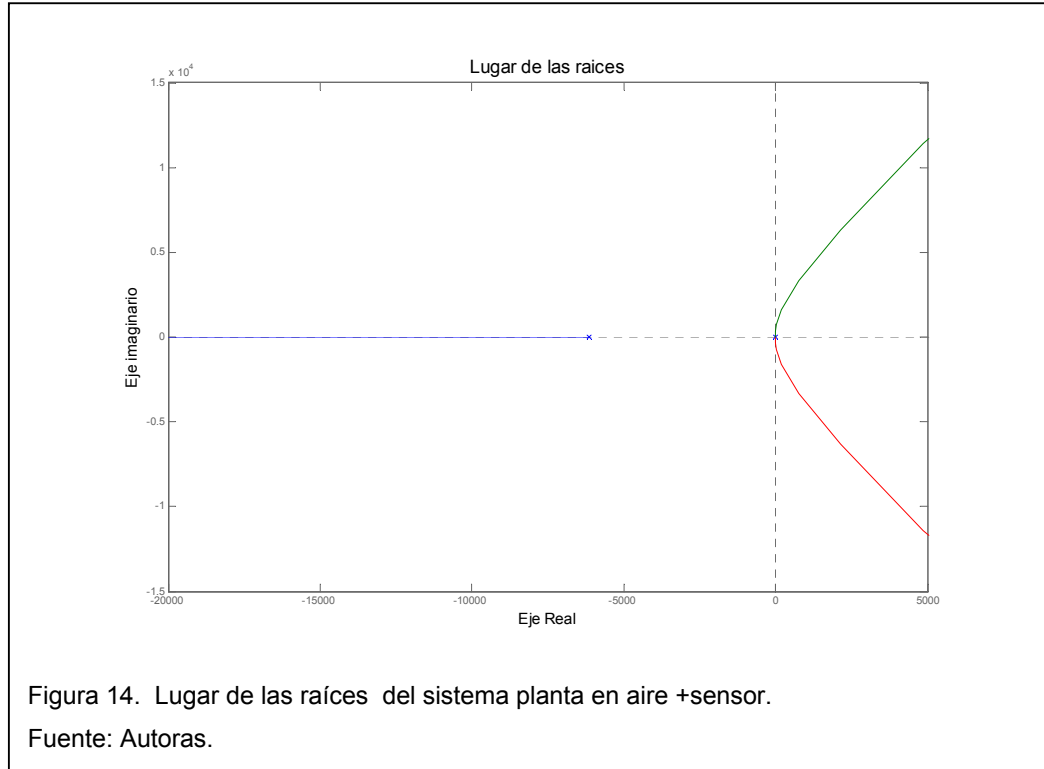


La respuesta al escalón del sistema planta+sensor en lazo cerrado se muestra en la figura (13):



El sistema planta+sensor en lazo cerrado es inestable, como se muestra en la respuesta al escalón de la figura (13), en un diagrama de polos y ceros, los polos dominantes en lazo cerrado, deben estar a la derecha del eje imaginario.

El lugar de las raíces de la figura (14) corrobora esta afirmación.



#### 4.2 Comportamiento del sistema no controlado en aceite

Del mismo modo que para el sistema en aire, se presentan las constantes y parámetros a utilizar:

$$K_s = -936 [V / m]$$

$$K_m = (mg - \gamma W) \frac{x_0^2}{i_0^2} = 3,4147 \times 10^{-6} [N * m^2 / A^2]$$

$$K_i = 6,07057 \times 10^{-3} [N / A]$$

$$K_x = 0,16188 [N/m]$$

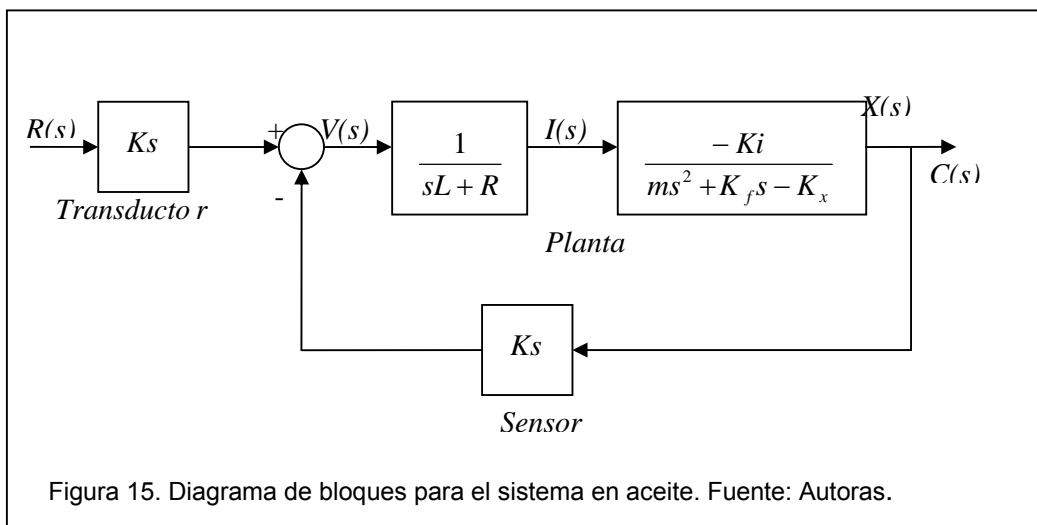
$$K_f = 37,9182 [Kg/s]$$

$$m = 7,3 [g]$$

$$L = 0,7 [mH]$$

$$R = 4,3 [\Omega]$$

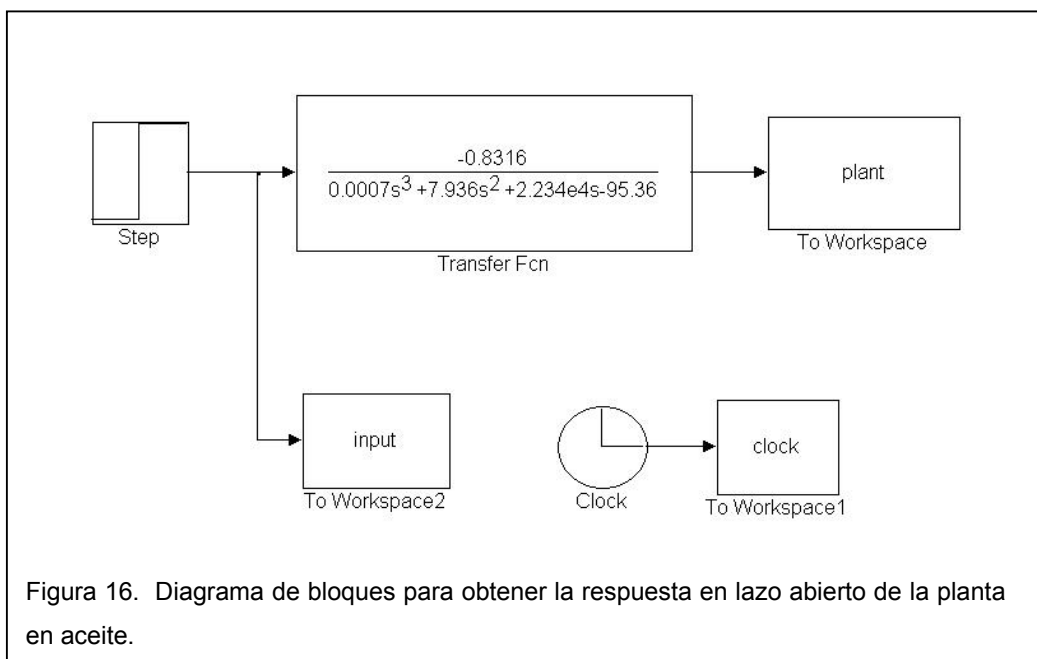
El diagrama de bloques que representa el sistema se muestra en la figura (15)



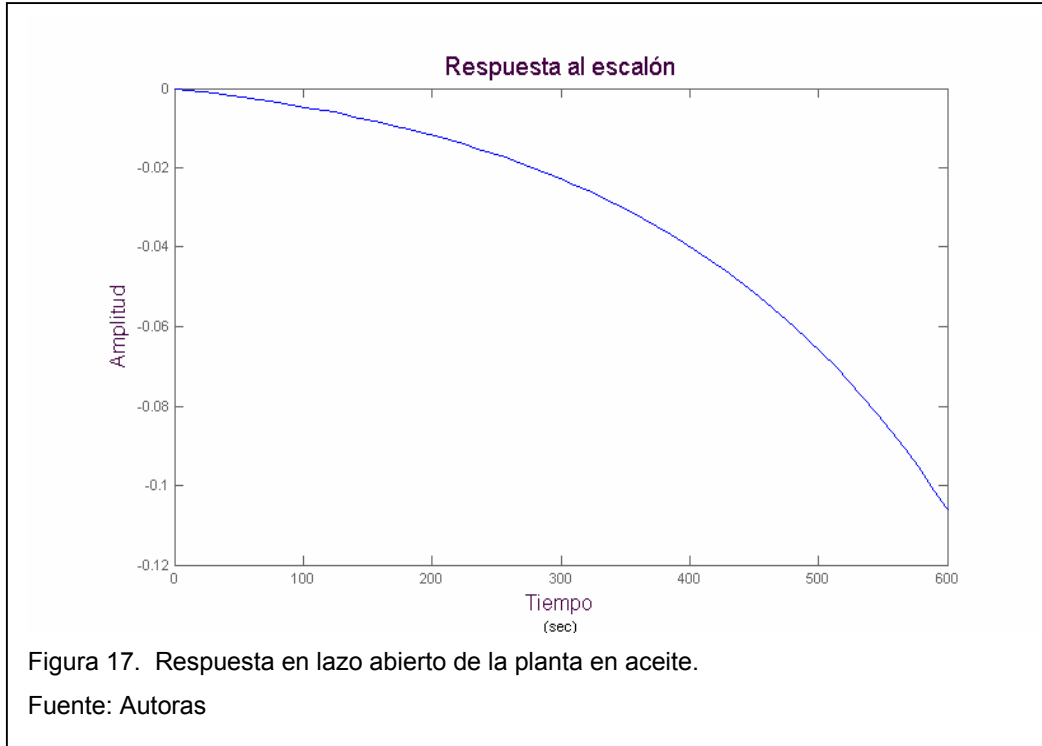
La función de transferencia de la planta es:

$$\frac{X(s)}{V(s)} = \frac{-0,8316}{0,0007s^3 + 7,936s^2 + 2,234 \times 10^4 s - 95,36} \quad (4.8)$$

El diagrama de bloques implementado en SIMULINK para observar la respuesta del sistema en lazo abierto para una entrada escalón se muestra en la figura (16)



La respuesta en lazo abierto de la planta a una entrada escalón se muestra en la figura (17).



De la respuesta al escalón en la figura (17), se observa que la planta es inestable para todo instante y por esta razón necesita ser controlada y la forma de hacer esto es aplicándole un sistema de control en lazo cerrado.

A continuación se muestra el lugar de las raíces de la planta figura (18).

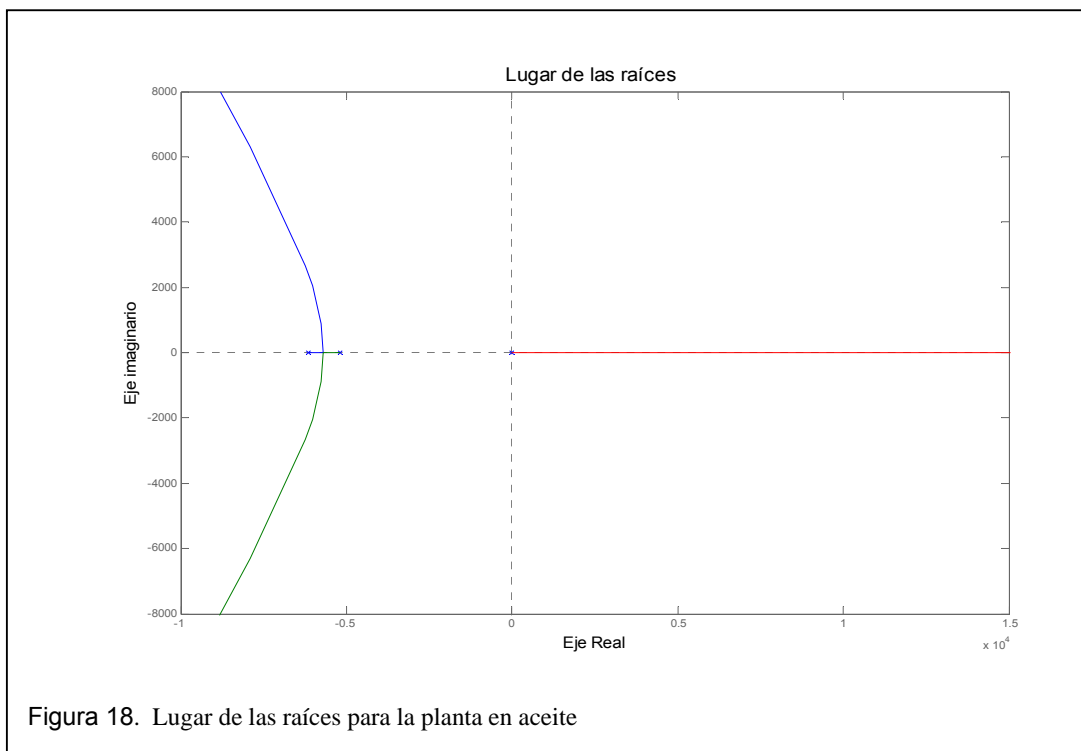


Figura 18. Lugar de las raíces para la planta en aceite

El lugar de las raíces presentado en la figura (18), tiene esa forma, porque el término de la ganancia de la función de transferencia mostrada en la expresión (4.8) es negativo.

Por medio del álgebra de bloques se puede integrar la ganancia del sensor y del transductor a la función de transferencia del sistema en la trayectoria directa, obteniendo un diagrama de bloques con realimentación unitaria como muestra la figura (19).

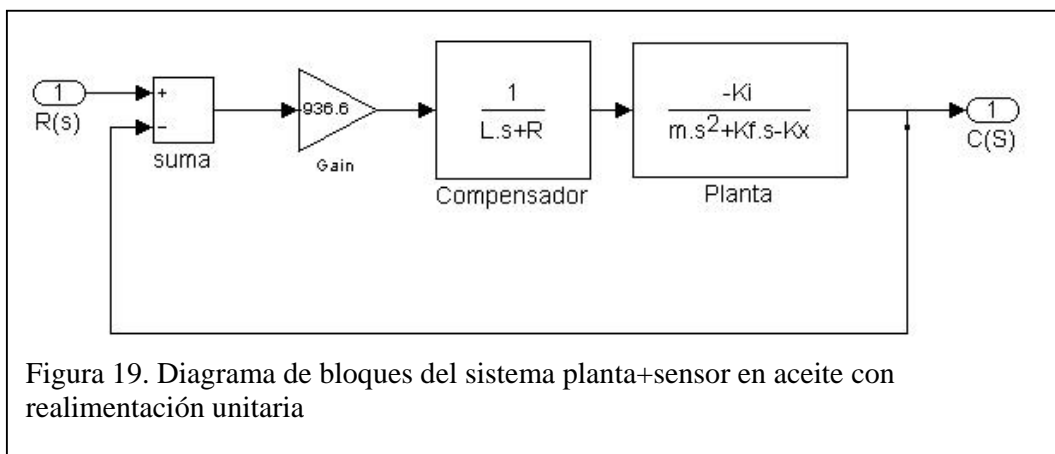


Figura 19. Diagrama de bloques del sistema planta+sensor en aceite con realimentación unitaria

La nueva función de transferencia del sistema en lazo abierto, considerando el efecto del sensor es:

$$\frac{X(s)}{V(s)} = \frac{778,9}{0,0007s^3 + 7,936s^2 + 2,234 \times 10^4 s - 95,36} \quad (4.9)$$

Los polos en lazo abierto son:

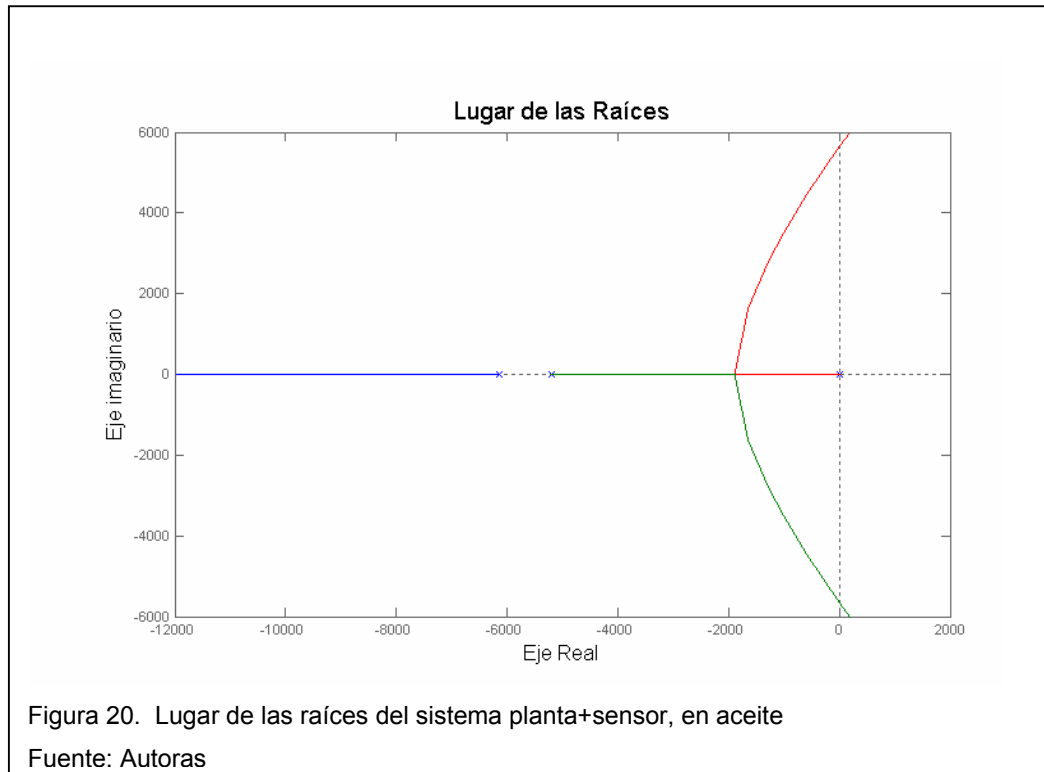
$$s_1 = -6142,86$$

$$s_2 = -5194,28$$

$$s_3 = 4,2692 \times 10^{-3}$$

El diagrama de bloques que permite integrar la ganancia del sensor y el transductor a la función de transferencia para el análisis en lazo cerrado se muestra en la figura (19)

La figura (20) muestra el lugar de las raíces para el sistema de la figura (19). Se observan las características típicas de un sistema de tercer orden con realimentación negativa, cuyos polos en lazo abierto están sobre el eje real.



La respuesta al escalón del sistema planta+sensor en lazo cerrado es la que se muestra en la figura (21).

La función de transferencia en lazo cerrado para el sistema de la figura (19)

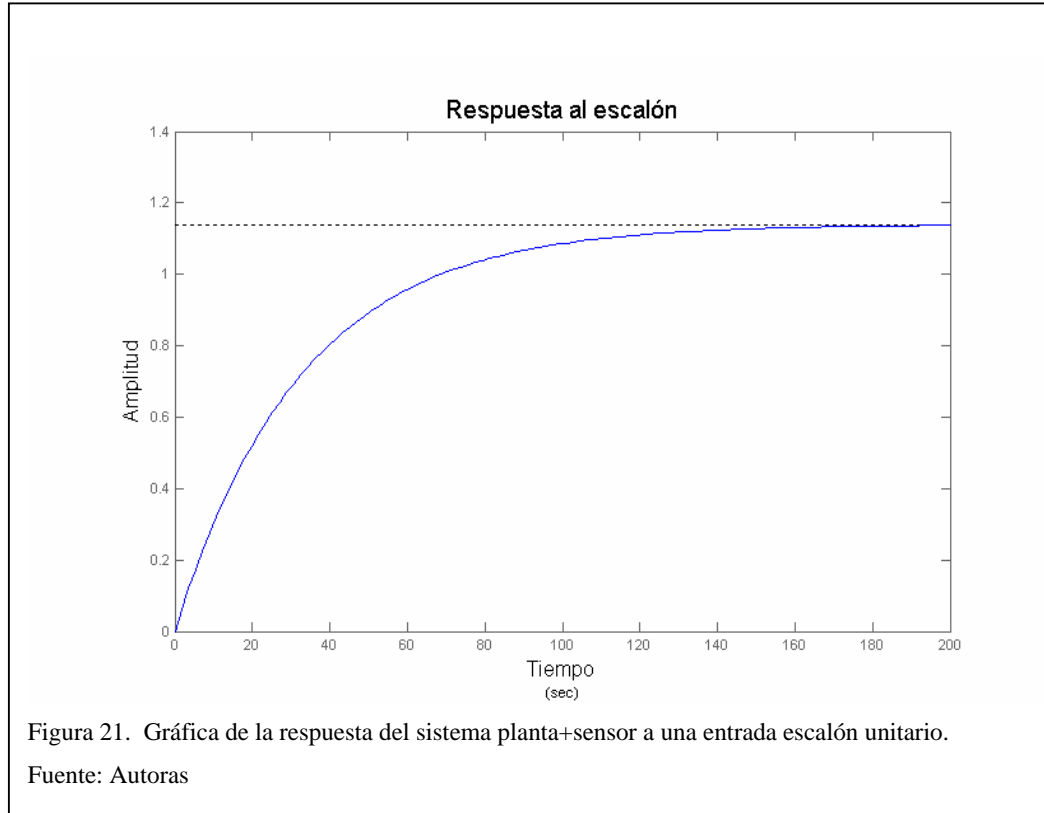
$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{778,9}{0,0007s^3 + 7,936s^2 + 2,234 \times 10^4 s + 653,3} \quad (4.9)$$

Los polos resultantes en lazo cerrado son:

- 6136,1

- 5201,02

$29,243 \times 10^{-3}$



La respuesta en el tiempo muestra que para tiempos muy grandes, el sistema logra estabilizarse a pesar del polo positivo producto de la función de transferencia de la expresión (4.9); ya que esta raíz del lado positivo del eje real está muy cercana a cero.

Aplicando el concepto de polos dominantes en lazo cerrado se puede tratar este sistema como un sistema de primer orden.

El sistema requiere de un controlador para obtener el funcionamiento deseado en el dominio del tiempo, esto es, reducir el tiempo que tarda el sistema en estabilizarse sin deteriorar notablemente la sobrepaso de la respuesta respecto a la entrada deseada.

Si se comparan los resultados obtenidos para el sistema planta +sensor funcionando en aire y aceite, se puede concluir que al variar las características del medio en donde opera el sistema, su respuesta frente a una excitación cambia drásticamente; el sistema en aire, se puede aproximar a un sistema de

segundo orden, mientras que en aceite, la aproximación sería a uno de primer orden. Esto lleva a realizar un análisis posterior, donde se aclare la influencia de la viscosidad sobre el comportamiento del sistema.

Es objetivo de esta investigación diseñar un controlador que permita manipular la dinámica representada por la función de transferencia de la expresión (4.9) y demostrar que la planta es controlable a pesar de las no linealidades y la inestabilidad presentes en ella.

#### 4.3. Comportamiento del sistema frente a la variación de viscosidad

La relación entre la densidad  $\rho$  y la viscosidad dinámica  $\eta$  de un fluido fue explicada en el capítulo 3, donde  $\eta = V_k * \rho \left[ \frac{kg}{m * s} \right]$  y se explicó la relación entre la viscosidad dinámica y la temperatura en el capítulo 1, donde

$$\eta = A e^{\frac{B}{T}}.$$

La densidad se considera una de las propiedades fundamentales de la materia, por su tendencia a permanecer constante. Sin una variación considerable en la densidad, la viscosidad tendría entonces mayor incidencia en el comportamiento de un sistema de levitación magnética, porque se puede modificar la viscosidad sin causar grandes variaciones en la densidad.

En la ecuación (4.9) se presenta la función de transferencia del sistema a controlar y en la figura (21) se muestra la respuesta de este sistema ante una entrada escalón unitario.

A continuación, se simula cómo incide la viscosidad del aceite en el comportamiento del sistema si la densidad se mantiene constante.

En la figura (22) se muestra la respuesta del sistema para viscosidades que varían entre diferentes rangos.

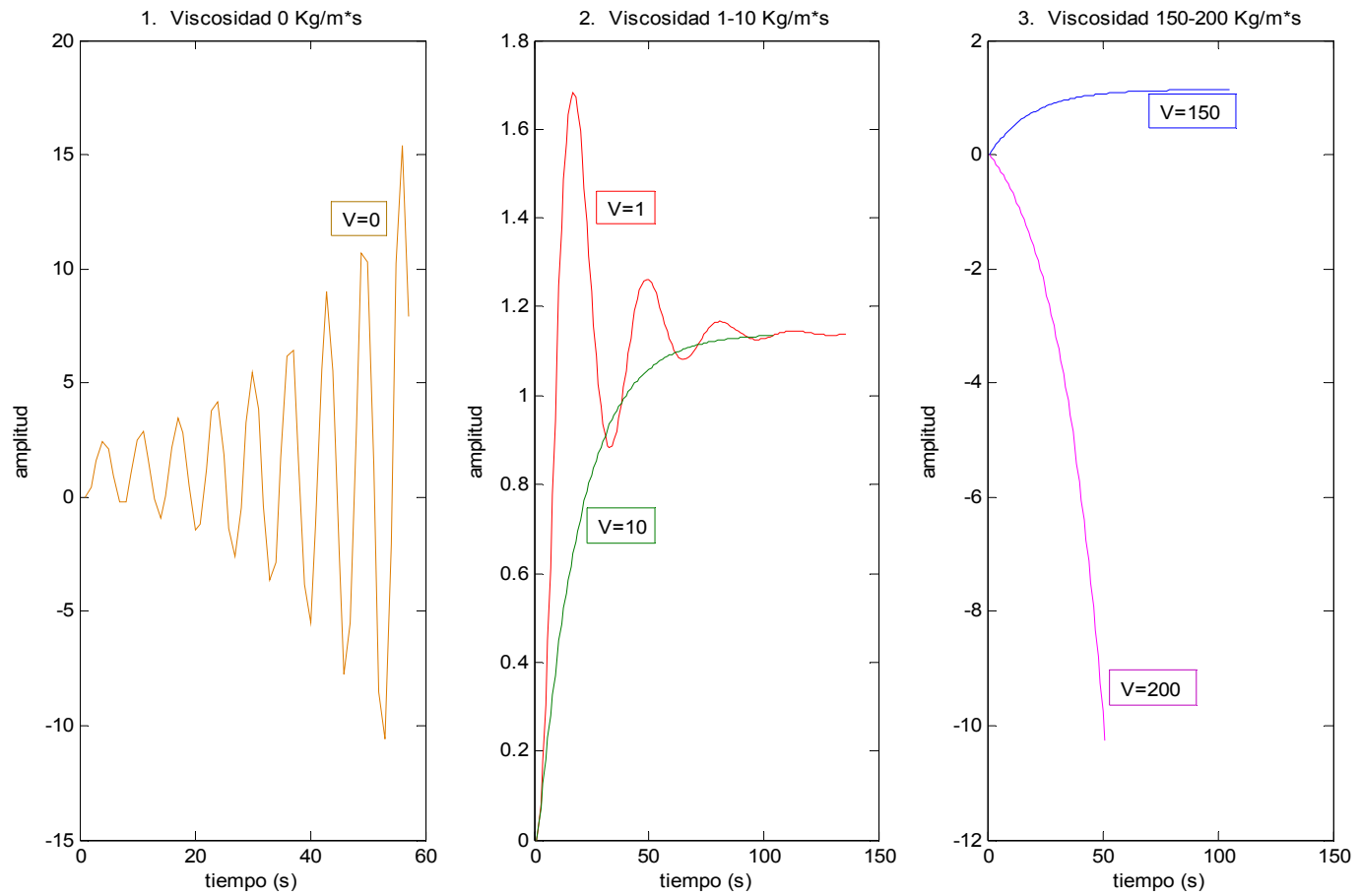


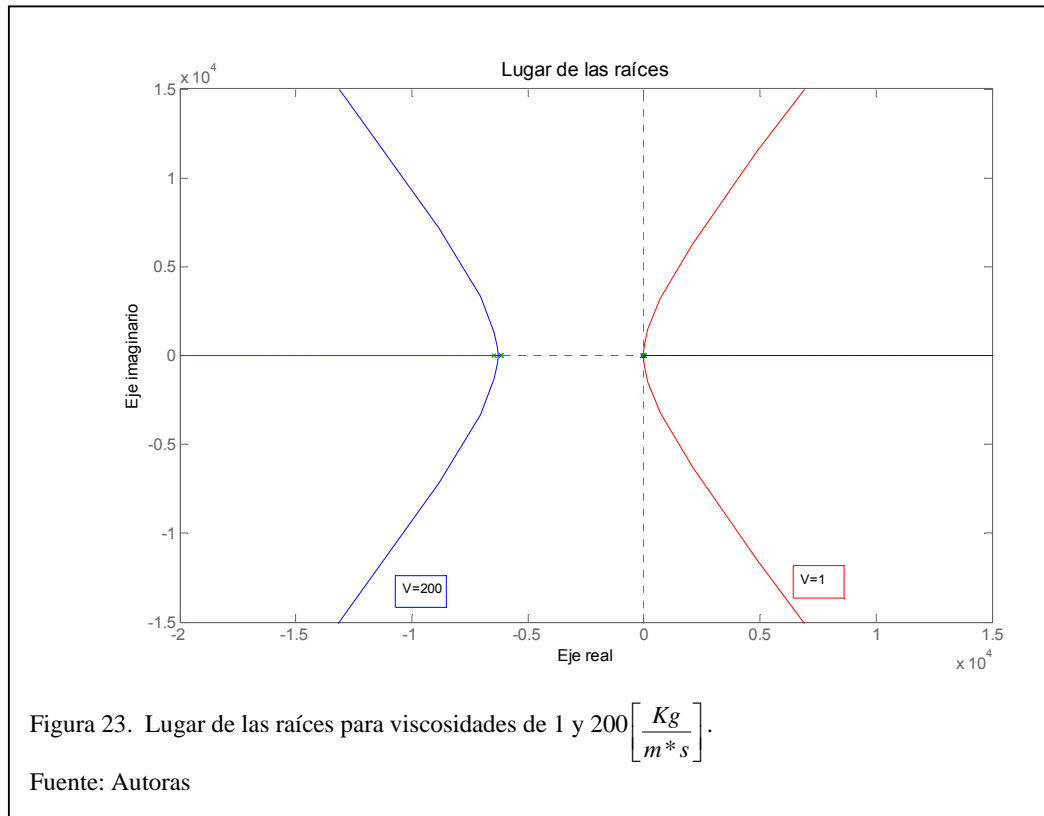
Figura 22. Variaciones de la respuesta al escalón para diferentes viscosidades. Las amplitudes expresadas en metros y la viscosidad en Kg/m\*s. Fuente: Autoras

En la figura (22-1) se muestra la respuesta al caso extremo de viscosidad  $0 \left[ \frac{Kg}{m*s} \right]$ , se observa que las oscilaciones aumentan con el tiempo.

En la figura (22-2) la viscosidad varía entre 1 y  $10 \left[ \frac{Kg}{m*s} \right]$ , se observa que la respuesta tiende a oscilar a medida que la viscosidad disminuye y las oscilaciones disminuyen si la viscosidad aumenta.

En la figura (22-3) la viscosidad varía entre 150 y  $200 \left[ \frac{Kg}{m*s} \right]$ , la respuesta pierde su característica estable si se aumenta considerablemente la viscosidad.

El lugar de las raíces de la figura (23), muestra que a medida que disminuye la viscosidad, en efecto aumentan las oscilaciones de la respuesta del sistema porque los polos dominantes en lazo cerrado se acercan cada vez más al eje imaginario, de modo que la viscosidad puede disminuir hasta el punto de hacer el sistema inestable, con un comportamiento similar al observado para el aire en las figuras (22-1) y (13).



Por otro lado, a medida que se va aumentando la viscosidad, se van alejando los polos dominantes de lazo cerrado y se aleja el lugar de las raíces del eje imaginario, teniendo así posibilidad de aumentar más la ganancia del sistema sin llegar a una inestabilidad, aclarando que si se aumenta la viscosidad hasta hacer el sistema inestable este comportamiento no mejorará si la viscosidad sigue aumentando.

Las variaciones de viscosidad hacen que el sistema cambie su coeficiente de amortiguamiento, haciendo que pase de no-amortiguado a sobre-amortiguado, y se comporte inestable para viscosidades muy pequeñas o muy grandes.

#### 4.4. Comportamiento del sistema frente a variaciones de masa

La masa del cascarón esférico en el modelo del sistema de levitación magnética, constituye un parámetro fundamental, ya que si la fuerza del imán unida a la boyancia producida por el fluido no puede contrarrestar el peso del cascarón esférico, la levitación no es posible.

Ya se ha analizado el efecto de la viscosidad del aceite sobre el sistema, pero, ¿Qué le pasa a la respuesta del sistema si la masa varía?

Para dar solución a este interrogante se plantea un análisis, basado en los resultados mostrados en la figura (24) donde se muestra la respuesta al escalón del sistema para diferentes masas.

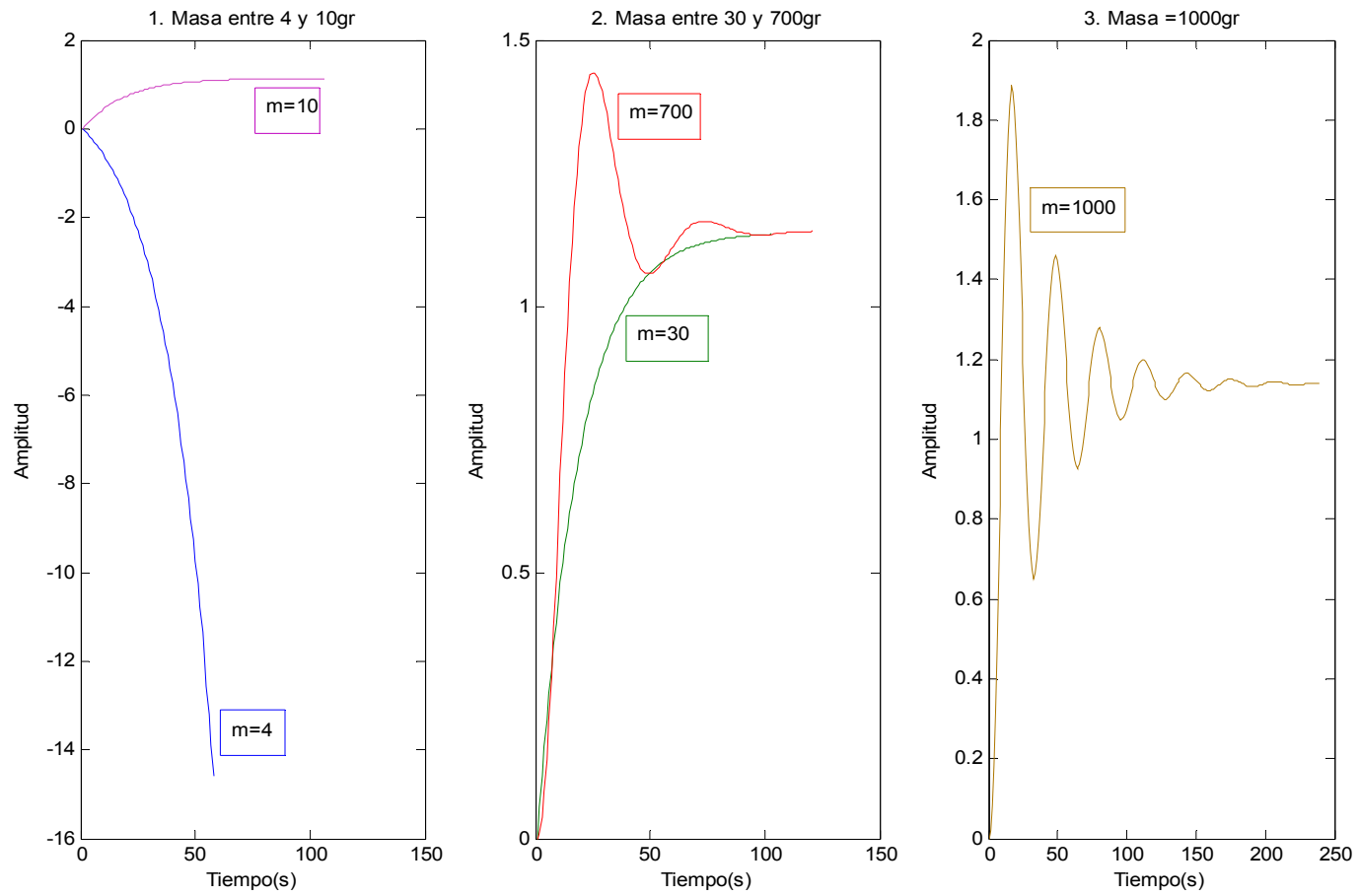


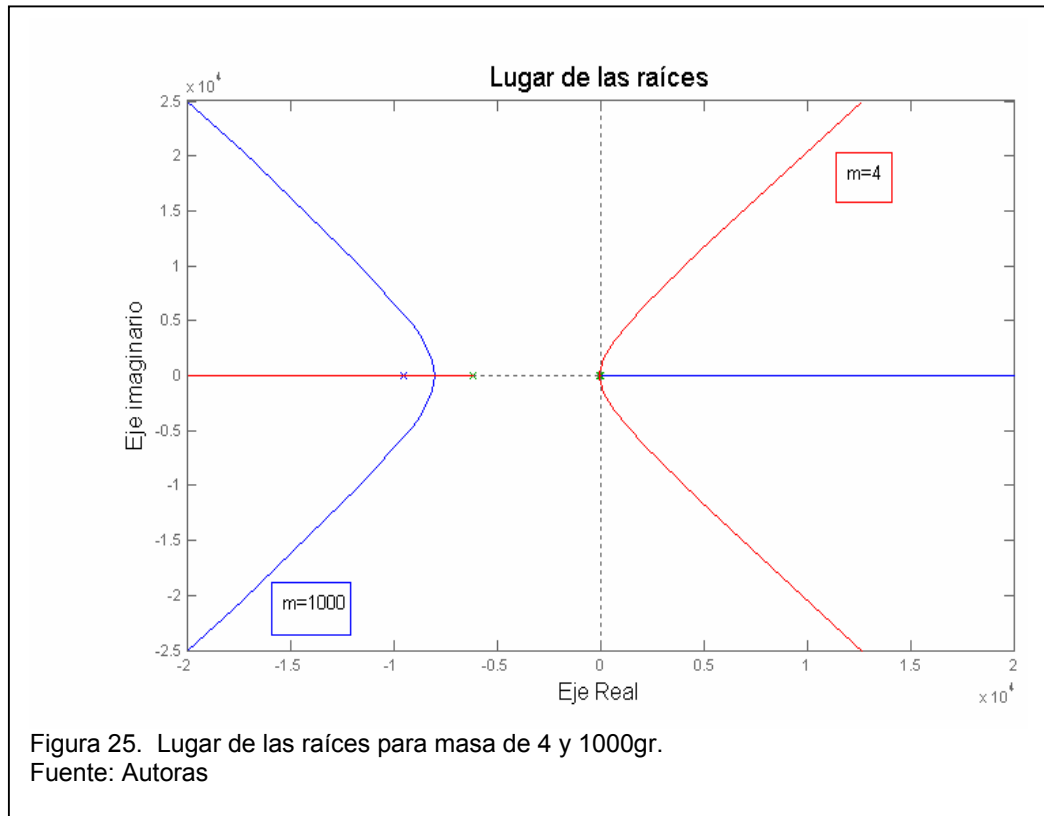
Figura 24. Respuestas al escalón del sistema para diferentes masas, las amplitudes expresadas en metros y las masas en gramos.

En la figura (24-1) se varía la masa del cascarón esférico entre cuatro y seis gramos. Las respuestas al escalón obtenidas tienen amplitud negativa con un comportamiento similar al de la figura (17), indicando que la planta es inestable.

Hay un punto de operación donde la masa es mínima y la amplitud de la respuesta al escalón deja de ser negativa y el sistema se comporta como un sistema de primer orden porque para esta masa la densidad del aceite y el cascarón esférico es la misma y el cascarón esférico se sumerge en el aceite. Esta masa mínima se puede hallar con la expresión (4.10) para una esfera de 2.5 [cm] de diámetro.

$$\rho_{\text{aceite}} = \left( \frac{\text{masa}_{\text{mínima}}}{\text{volumen}} \right)_{\text{esfera}} \quad (4.10)$$
$$\text{masa}_{\text{mínima}} = 7,052 \text{ gr}$$

Si la masa continúa aumentando, como se muestra en la figura (24-2) el sistema, al igual que para las variaciones de viscosidad, pasa por todas las formas de amortiguamiento y puede llegar a la inestabilidad porque los polos dominantes en lazo cerrado se aproximan considerablemente al eje imaginario como se muestra en el lugar de las raíces de la figura (25):

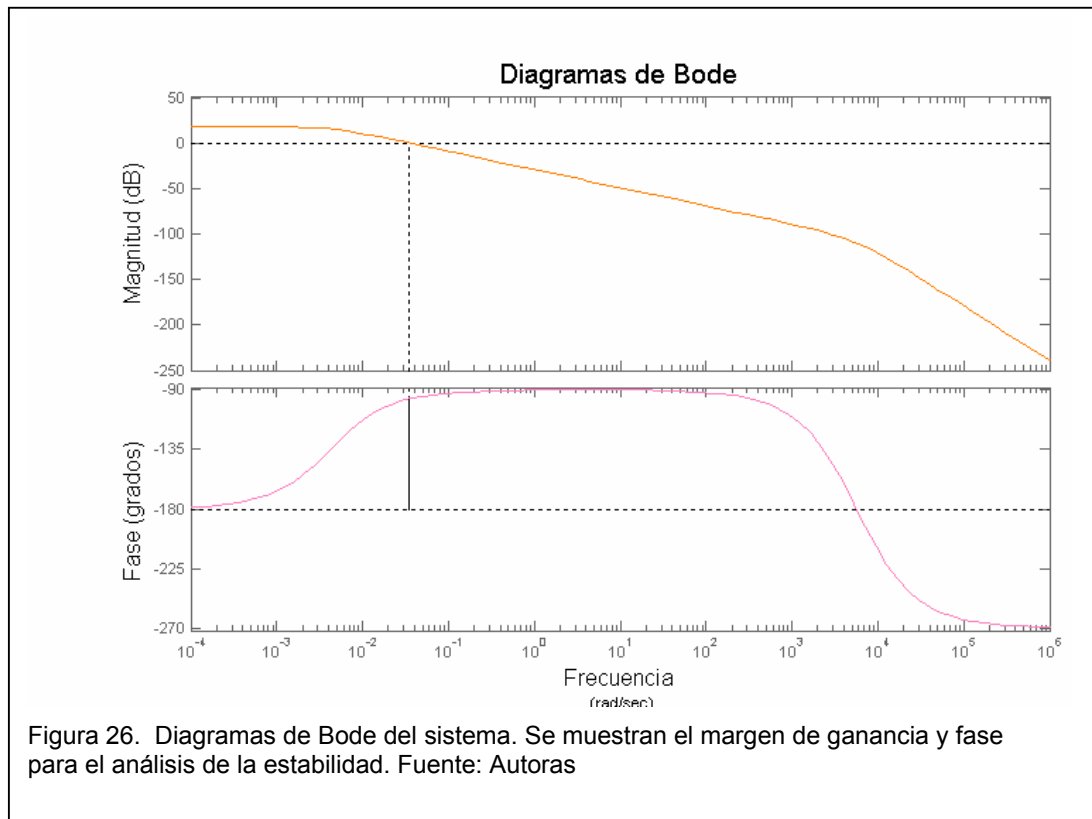


Observando el comportamiento del sistema para las variaciones de masa y viscosidad, queda comprobado que la viscosidad incide más que la densidad, pero la masa incide aún más en el comportamiento del sistema, porque, como se dijo al principio de la sección (4.4), si no se puede contrarrestar el peso del cascarón esférico con las fuerzas magnéticas y de boyancia, no es posible la levitación.

Se debe llegar a un equilibrio entre el punto de operación escogido, el peso de el cascarón esférico, la viscosidad del aceite y la fuerza magnética, complicando aún más el análisis, en comparación con el análisis en aire, donde solo se consideran la fuerza magnética y la acción de la gravedad.

## 5. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Antes de proceder con el diseño del controlador, se realiza un análisis de estabilidad utilizando Diagramas de Bode. La figura (26) muestra los diagramas de bode de magnitud y fase, para el sistema representado en la función de transferencia de la expresión (4.9)



Los márgenes de ganancia, fase y las frecuencias de corte son:

$G_m = 0,1224$ [dB], margen de ganancia,
$P_m = 82,967^\circ$ , margen de fase,
$\omega_{cg} = 0$ [rad/s], frecuencia de corte de ganancia,
$\omega_{cp} = 0,03461$ [rad/s], frecuencia de corte de fase.

Tabla 4. Márgenes de Ganancia y Fase y frecuencias de corte.

De acuerdo con las reglas para el análisis de la estabilidad de un sistema con diagramas de Bode, se tienen en cuenta las siguientes características del gráfico, en el rango de frecuencias encerrado por las frecuencias de corte:

1. Para la gráfica de la Magnitud: El margen de ganancia es positivo y el sistema es estable si el margen de ganancia se mide debajo del eje 0dB. Si el margen de ganancia se mide arriba del eje 0dB, el margen de ganancia es negativo y el sistema es inestable. Para el sistema mostrado en la figura (14) el margen de ganancia se encuentra por debajo de 0dB, entonces, analizamos la gráfica de fase.
2. Para la gráfica de fase: El margen de fase es positivo y el sistema es estable si el margen de fase se mide arriba del eje -180°. Si el margen de fase se mide abajo del eje -180°, el margen de fase es negativo y el sistema es inestable. Para el margen de fase mostrado en la figura (14) el margen de fase se mide por arriba de -180°, como el margen de ganancia y el margen de fase son positivos podemos decir que el sistema es estable.

### 5.1. Diseño del controlador PID

La combinación de las acciones de control proporcional, integral y derivativo, se denomina acción de control PID.

La ecuación de un controlador con esta acción combinada está dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.1)$$

Donde  $e(t)$  es la señal de error.

Y la función de transferencia es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + K_d s \right) \quad (5.2)$$

Fuente: Ingeniería de Control Moderna [3]

Donde  $K_p$  es la ganancia proporcional,  $T_i$  el tiempo integral y  $K_d$  la ganancia derivativa.

Existen muchos métodos analíticos que permiten ajustar los valores de los parámetros de un controlador PID, uno de estos métodos es el de Ziegler Nichols[3], presentado a continuación:

Para el diseño del controlador, se va a obtener la función de transferencia de lazo cerrado:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{778,9}{0,0007s^3 + 7,936s^2 + 2,234 \times 10^4 s + 683,5}$$

La técnica utilizada para el ajuste de los parámetros del controlador está basada en la ganancia crítica y el período crítico del sistema en lazo cerrado. Estos valores son la ganancia  $K_{cr}$  que hace que la respuesta a una entrada escalón presente oscilaciones de periodo constante  $P_{cr} = \frac{2\pi}{\omega_{cr}}$ .

La ganancia crítica o última se puede obtener por medio del método de Routh, y la  $\omega_{cr}$  se obtiene reemplazando  $s$  por  $j\omega_{cr}$  en la función de transferencia de lazo cerrado e igualando a cero.

De acuerdo con esta regla de sintonía, se hallan las constantes del controlador con la siguiente tabla:

Tipo de controlador	$K_d$	$T_i$	$K_p$
PID	$0,125 P_{cr}$	$0,5 P_{cr}$	$0,6 K_{cr}$

Tabla 5. Constantes para sintonía de controladores PID.

Para hallar la ganancia crítica y el período crítico del sistema, se supone que este tiene todos sus polos de lazo abierto en el eje real negativo, tomando

como base el lugar de las raíces mostrado en la figura (20), se observa que el polo en lazo abierto que está a la derecha del eje imaginario, es aproximadamente cero, con ello se llega a que:

$$K_{cr} = 3,25 \times 10^5 \quad (5.3)$$

y el período crítico

$$P_{cr} = 1,1125 \times 10^{-3} [s] \quad (5.4)$$

Entonces, al multiplicar las constantes de la tabla (5) tenemos que:

$Kd$	$Ti$	$Kp$
$139,062 \times 10^{-6}$	$556,24 \times 10^{-6}$	$19,5 \times 10^4$

Se integra el controlador a la planta mostrada en el diagrama de bloques de la figura (19), y se observan las variaciones que esta presenta gracias a la acción de control PID en las figuras (27), (28) y (29).

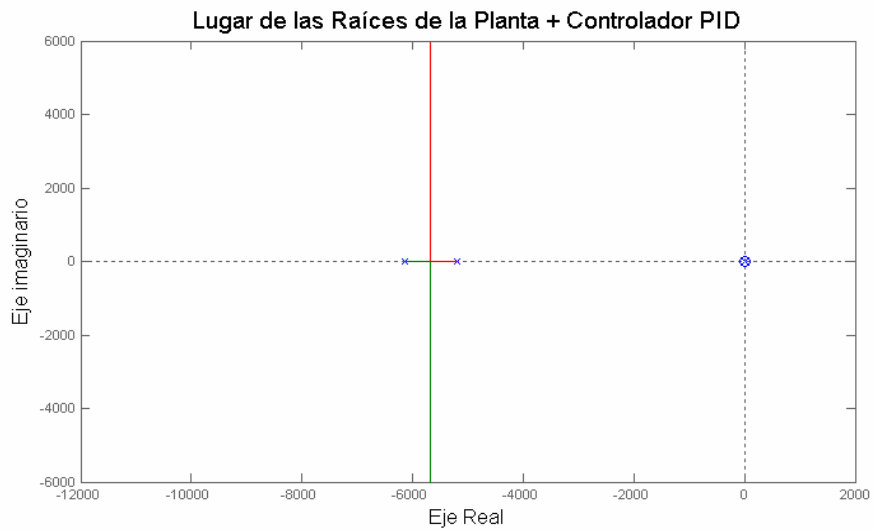


Figura 27. Lugar de las raíces del sistema con el controlador PID.

Fuente: Autoras.

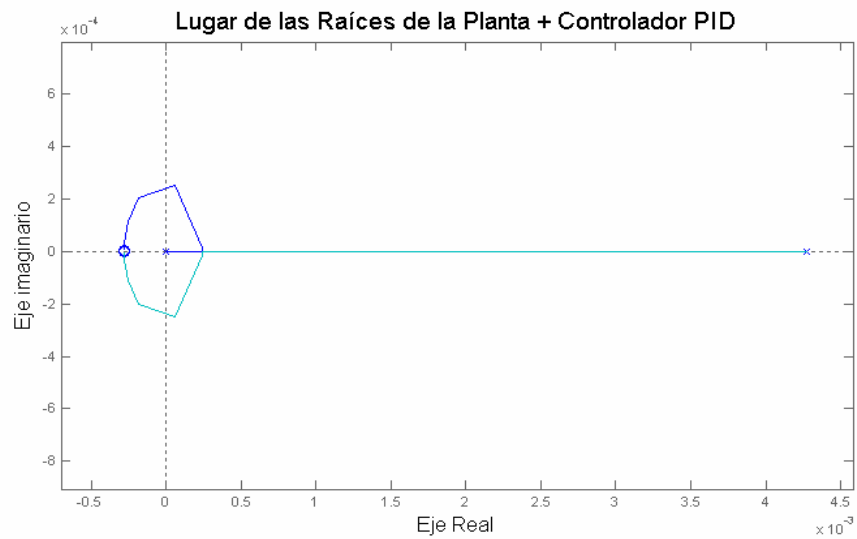
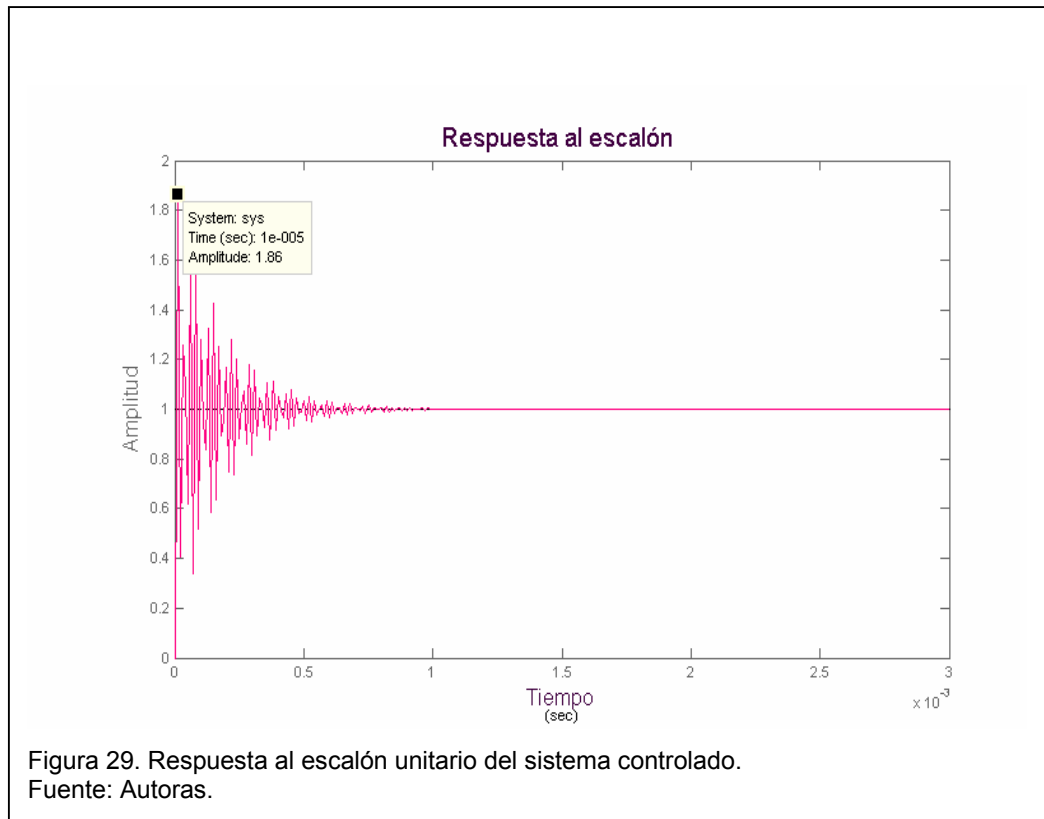


Figura 28. Lugar de las raíces del sistema controlado alrededor del origen.

Fuente: Autoras

Para tener una mejor idea del efecto del controlador sobre el comportamiento de la planta, se analiza la respuesta al aplicar una entrada escalón al sistema controlado



Se puede ver en la figura (29) que la señal tiene un tiempo de asentamiento pequeño, que dada la viscosidad del aceite no sería posible alcanzarlo en la práctica ya que la velocidad a la que se mueve el cascarón esférico está limitada por la oposición que hace el aceite al movimiento; además, la respuesta presenta un sobrepaso de más del 80%; se entiende por sobrepaso la distancia máxima a la que el cascarón esférico se acerca al imán una vez activado el controlador. Este sobrepaso del 80% sobre su posición en estado estable, elevaría demasiado el cascarón esférico, corriendo el riesgo de que esta se adhiera al imán. La respuesta presenta múltiples oscilaciones que pueden hacer el sistema inestable.

El problema de este diseño está en que las ganancias del controlador hacen que el sistema mostrado en la figura (21); que inicialmente se comporta como

uno de primer orden, presente oscilaciones que realmente no son deseadas en el comportamiento de la planta.

Como se conoce la función de transferencia de la planta en su totalidad y la respuesta al escalón para el punto de operación escogido es aproximada a la de un sistema de primer orden, se puede utilizar el método del lugar de las raíces para hacer un compensador que se ajuste a ciertas condiciones de operación. Por esta razón se diseña un compensador de atraso de fase.

## 5.2. Diseño de un compensador de atraso de fase

Para el diseño de este controlador, recordemos la forma general de un sistema de segundo orden subamortiguado:

$$D(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.5)$$

La respuesta en el tiempo de estos sistemas dependerá entonces, de la frecuencia natural  $\omega_n$  y el coeficiente de amortiguamiento  $\zeta$  [3].

Como especificación de diseño, se escoge un sobrepaso máximo del 1%, buscando que el cascarón esférico no se eleve hasta alcanzar el imán y teniendo en cuenta el tiempo que tarda el cascarón esférico en irse al fondo del aceite, se define un tiempo de asentamiento de dos segundos. No se hacen especificaciones de error en estado estable, ya que al tener la planta un polo en lazo abierto muy cercano al origen, se sabe que el sistema una vez compensado tendrá un error mínimo para una entrada escalón.

Con estas condiciones se determinan  $\omega_n$ ,  $\zeta$  siendo los polos dominantes en lazo cerrado:

$$\%OS = e^{\left(\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)}, \text{ sobrepaso;} \quad (5.6)$$

$$\zeta = 0,8260$$

$$T_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} [s], \text{ tiempo de asentamiento.} \quad (5.7)$$

$$\omega_n = 2,4210$$

$$\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}, \text{ los polos dominantes en lazo cerrado.} \quad (5.8)$$

$$-2 \pm j1,3643$$

El compensador, permite que el lugar de las raíces pase por el par de polos dominantes encontrados, para que se cumplan los requisitos de diseño.

La función de transferencia del compensador es:

$$G_{com}(s) = \frac{K_{com}(s + \text{cero}_{com})}{(s + \text{polo}_{com})} \quad (5.9)$$

La figura (30) muestra el lugar de las raíces del sistema frente al punto de operación:

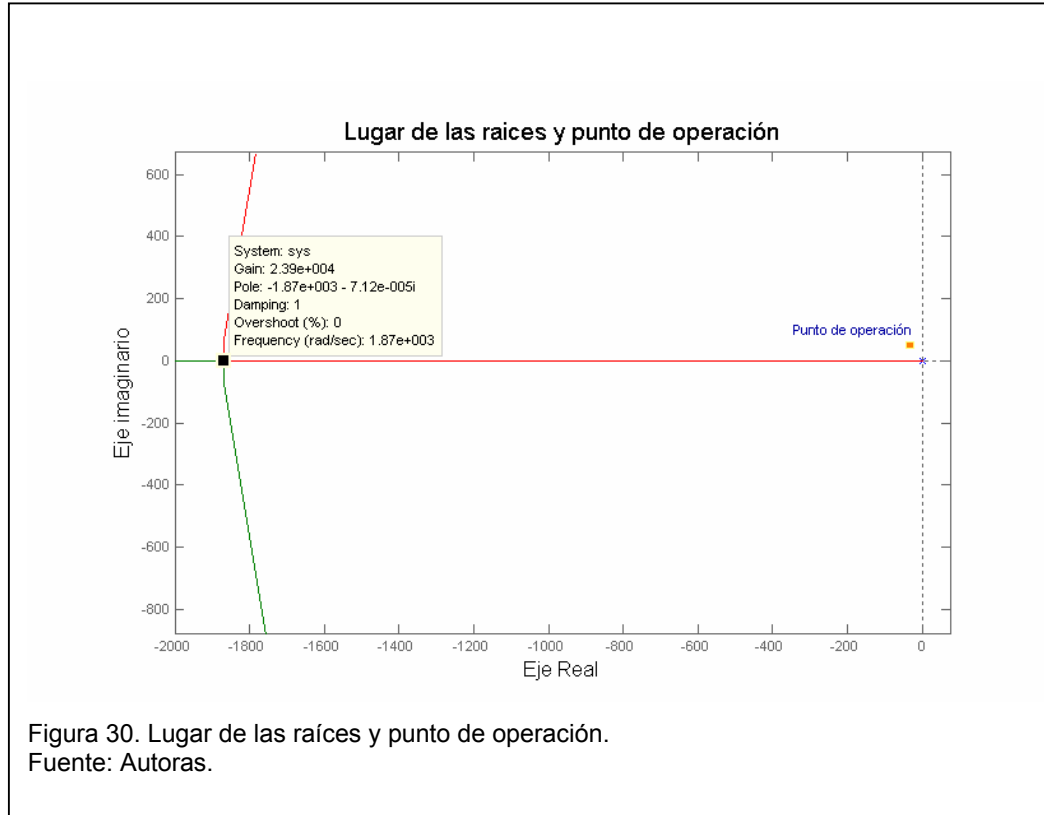
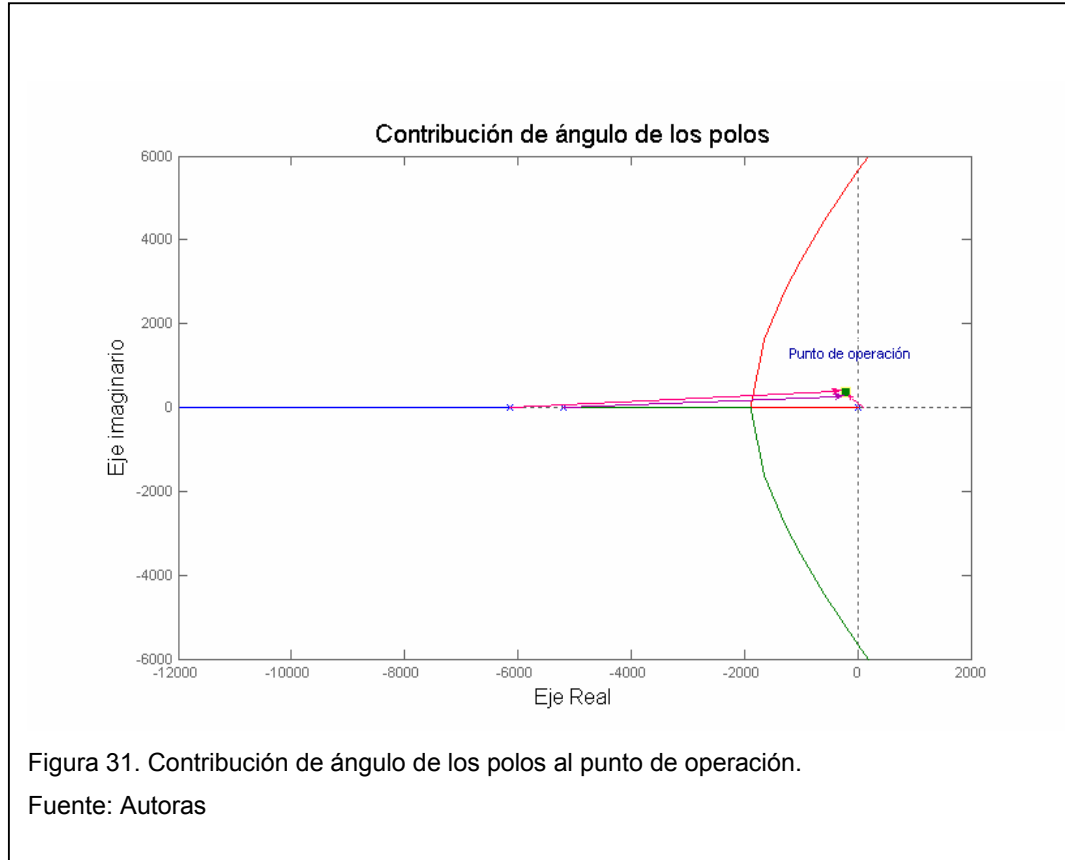


Figura 30. Lugar de las raíces y punto de operación.  
Fuente: Autoras.

Para hallar el lugar del polo y del cero del compensador se hallan las contribuciones de ángulo de los polos y ceros de lazo abierto respecto al punto de operación, tomando el ángulo positivo que se forma entre los polos y ceros de lazo abierto y el punto de operación, como se muestra en la figura (31).



$$\theta_1 = \tan^{-1}\left(\frac{1,3643}{6142,85 - 2}\right) = 0,0127^\circ \quad (5.10)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1}\left(\frac{1,3643}{5194,27 - 40}\right) = 0,0151^\circ \quad (5.11)$$

$$\theta_3 = \tan^{-1}\left(\frac{1,3643}{2 + 4,269 \times 10^{-3}}\right) = 145,78^\circ \quad (5.12)$$

Para que el punto de operación escogido, pertenezca al lugar de las raíces debe cumplirse que:

$$\sum \theta_{polos} - \sum \theta_{ceros} = 180^\circ (2n + 1) \rightarrow n = 0,1,2... \quad (5.13)$$

Si esta condición no es verdadera, entonces se halla la deficiencia de ángulo como:

$$\sum \theta_{polos} - \sum \theta_{ceros} + \theta_{compensador} = 180(2n + 1) \rightarrow n = 0, 1, \dots \quad (5.14)$$

Desarrollando las ecuaciones (5.13) y (5.14)

$$\sum \theta_{polos} = 0,0127^\circ + 0,0151^\circ + 145,78^\circ = 145,79^\circ$$

$$\sum \theta_{ceros} = 0^\circ$$

$$\theta_{compensador} = 180^\circ - 145,79^\circ = 34,216^\circ$$

Como la deficiencia de ángulo es positiva, es necesario agregar un polo con mayor contribución de ángulo que el cero del compensador, Es decir, se debe diseñar un compensador de atraso. Se escogen:

$$\theta_{x-compensador} = 80^\circ$$

$$\theta_{0-compensador} = 45,78^\circ$$

La distancia del polo y del cero al origen se halla de la misma forma como se calcularon las contribuciones de ángulo:

$$\theta_{x-compensador} = 80^\circ = \tan^{-1} \left( \frac{1,3643}{polo - 2} \right)$$

$$polo = 2,2405$$

$$\theta_{0-compensador} = 45,78^\circ = \tan^{-1} \left( \frac{1,3643}{cero - 2} \right)$$

$$cero = 3,3275$$

La ganancia del compensador se halla con la expresión (5.15):

$$\left| K_{com} * G(s)G_{com}(s) \Big|_{s=-2+j1,3643} \right| = 1 \quad (5.15)$$

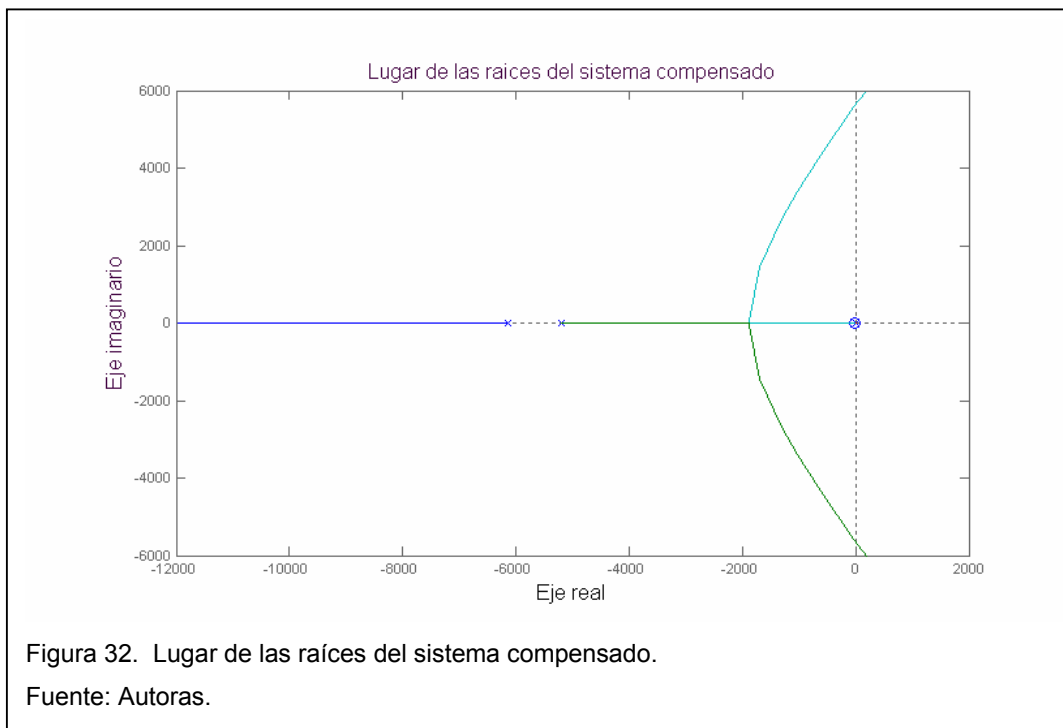
$$\left| \frac{K_{com}(s + 3,32)}{(s + 2,24)} \frac{778,9}{0,0007s^3 + 7,936s^2 + 2,234 \times 10^4 s - 95,3} \Big|_{s=-2+j1,3643} \right| = 1 \quad (5.16)$$

$$K_{com} = 56,204$$

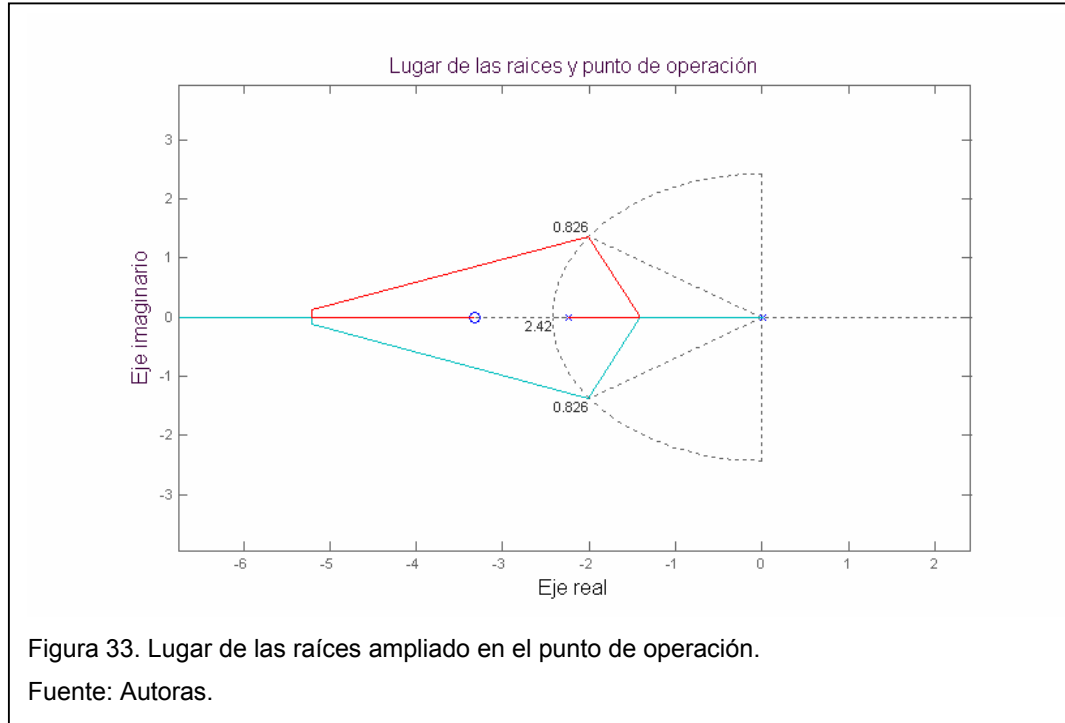
La función de transferencia del compensador es entonces:

$$G_{com}(s) = \frac{56,20(s + 3,32)}{(s + 2,24)}$$

El lugar de las raíces del sistema compensado se muestra en la figura (32):

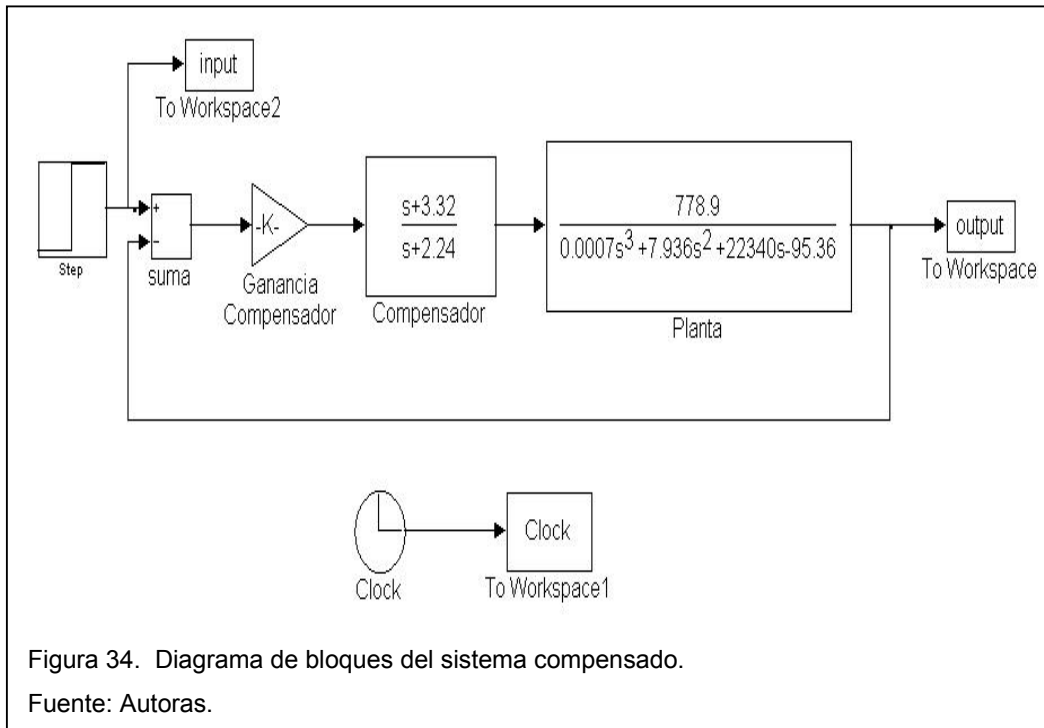


Si se amplía la figura anterior en el punto de operación, se ve que debido al compensador, el lugar de las raíces pasa por los puntos con  $\omega_n$ ,  $\zeta$  dados en la especificación del diseño.

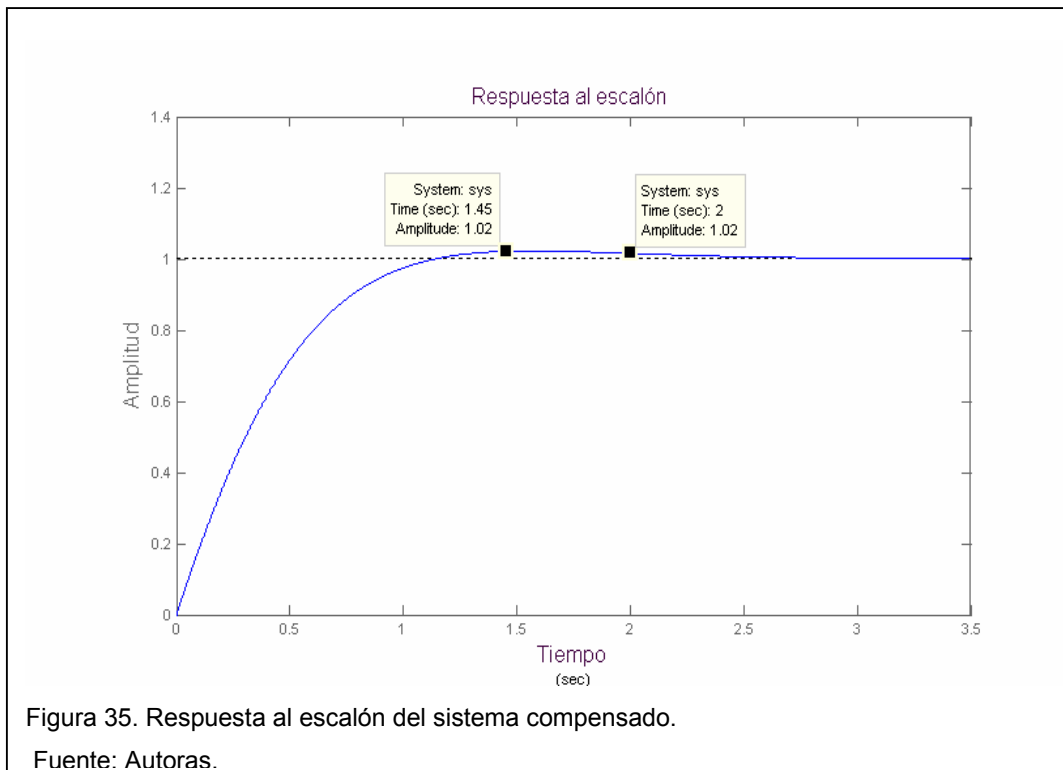


La característica mostrada en la figura (33), hará que el sistema se comporte en el tiempo de acuerdo con los requerimientos de diseño.

Para demostrar este comportamiento, se implementa el sistema compensador+planta en SIMULINK y posteriormente se muestra la respuesta al escalón del sistema compensado.



Se exportan los datos del reloj y de la salida al *workspace* de MATLAB y se grafican

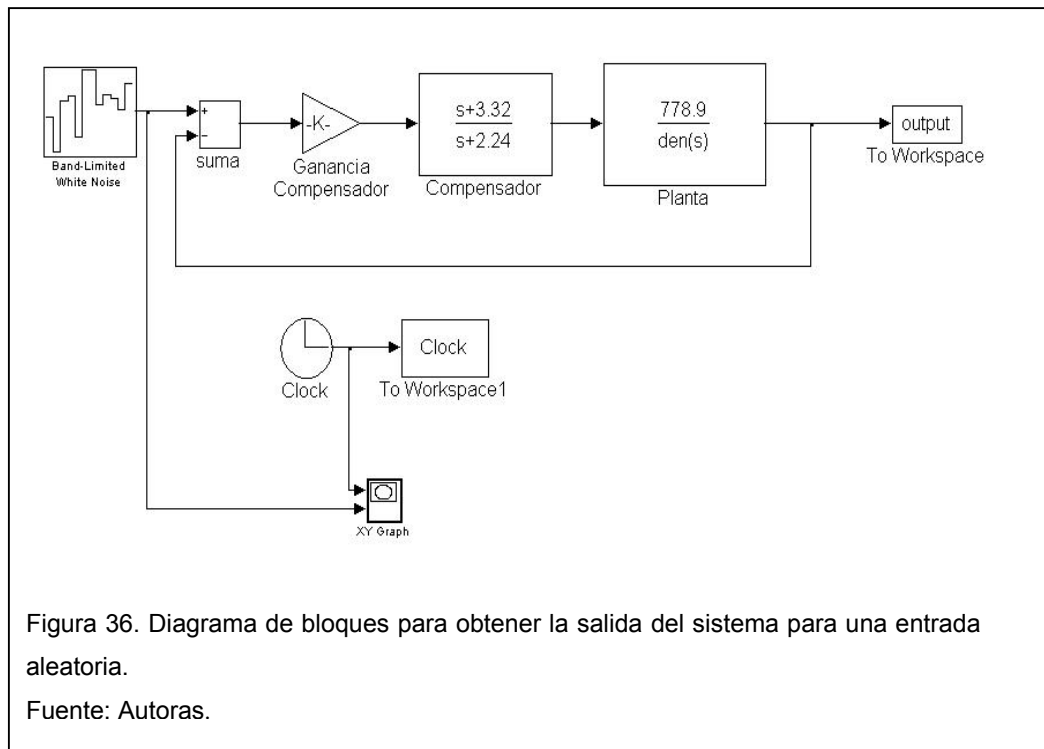


De la figura (35) se observa que la respuesta tiene una sobrepaso alrededor del 1% y un tiempo de asentamiento de 2 segundos para una entrada escalón unitario.

Debido a que el polo en lazo abierto que se sitúa cercano al origen, el sistema controlado se comporta como un sistema tipo 1, y su error en estado estable para una entrada escalón es cercano a cero.

Ahora se puede analizar el comportamiento del sistema y la validez del controlador para otra entrada con ayuda de SIMULINK.

Se observa la respuesta en el tiempo para una entrada escalón de magnitud aleatoria. Primero se realiza el diagrama de bloques como muestra la figura (36).



Se debe utilizar como entrada el bloque *BAND-LIMITED WHITE NOISE* porque el bloque *RANDOM*, no permite las integraciones presentes en los bloques del sistema.

Con el bloque *XYGRAPH* se puede hacer un trazado  $y=f(x)$  de dos señales, donde  $y$  es la entrada aleatoria y  $x$  el tiempo. En el diagrama de bloques se usa *XYGRAPH* y no el *SCOPE* porque este último solo toma los datos de la entrada en el instante en que la muestra cambia su valor, obteniendo un vector de menor longitud que el vector tiempo, y por lo tanto una gráfica que no corresponde a la señal de entrada. Entonces, la señal aplicada a la entrada del sistema se muestra en la figura (37).

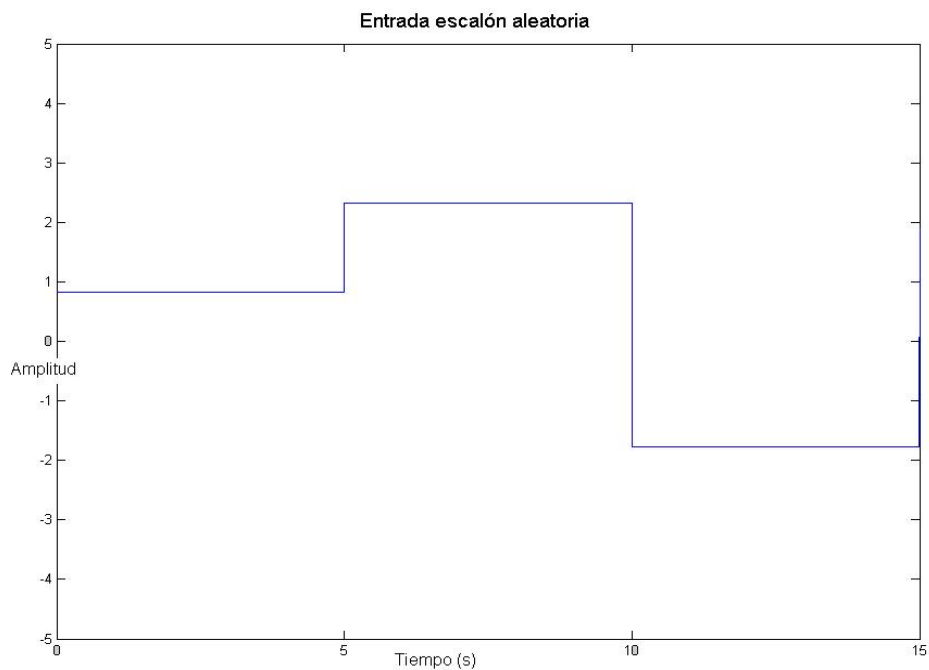


Figura 37. Entrada Aleatoria.  
Fuente: Autoras.

Para obtener la salida del sistema compensado producida por la entrada mostrada en la figura (37), se exportan los datos del reloj y de la salida al *workspace* y se procede a graficar usando el comando *plot*.

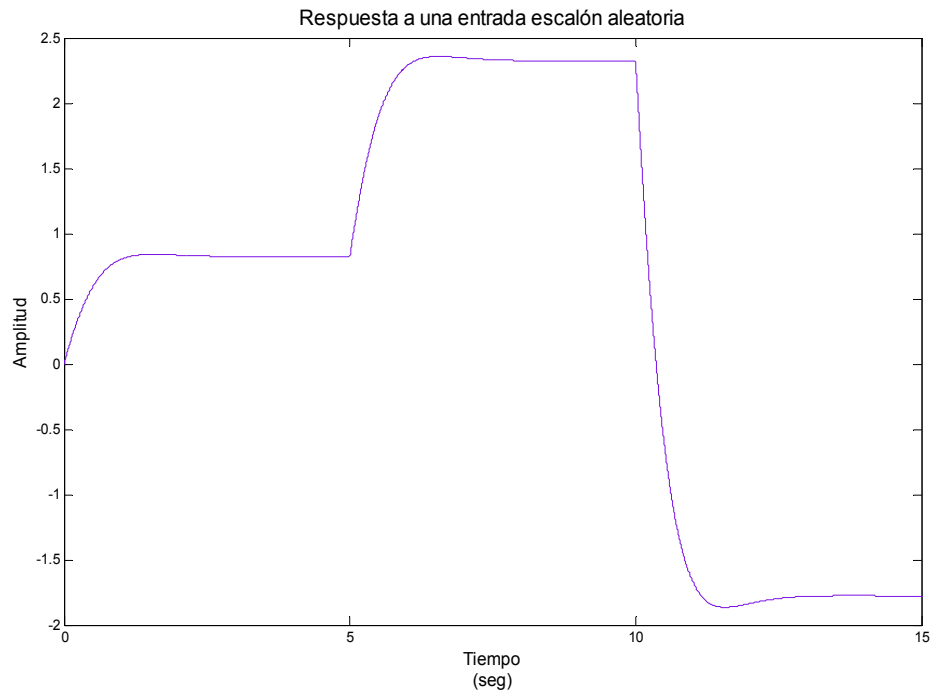


Figura 38. Respuesta para una entrada de amplitud aleatoria.  
Fuente: Autoras

En la figura (36) el sistema responde ante la entrada aleatoria sin sobrepasos pero con cierto retardo debido a la condición de diseño y error en estado estable cero.

Se analiza ahora la respuesta del sistema para una entrada rampa con pendiente unitaria. La entrada y la salida se muestran en la figura (39):

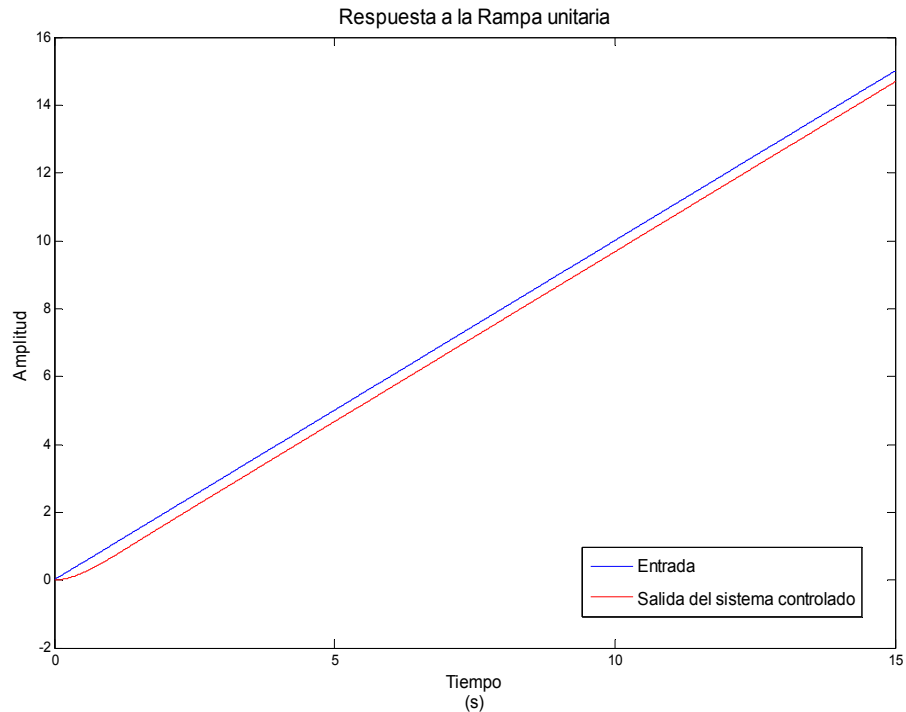


Figura 39. Respuesta para una entrada rampa con pendiente unitaria.  
Fuente: Autoras

La figura (39) muestra la salida del sistema compensado para una entrada rampa, que para el caso, existe error en estado estable, al aproximar el sistema a un sistema tipo 1, se puede hallar el error con la expresión (5.17).

$$e(\infty) = \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} sG(s)G_c(s)} \quad (5.17)$$

Aproximando la expresión (4.9) a un sistema tipo 1, y como el sistema se trató como uno de primer orden tenemos

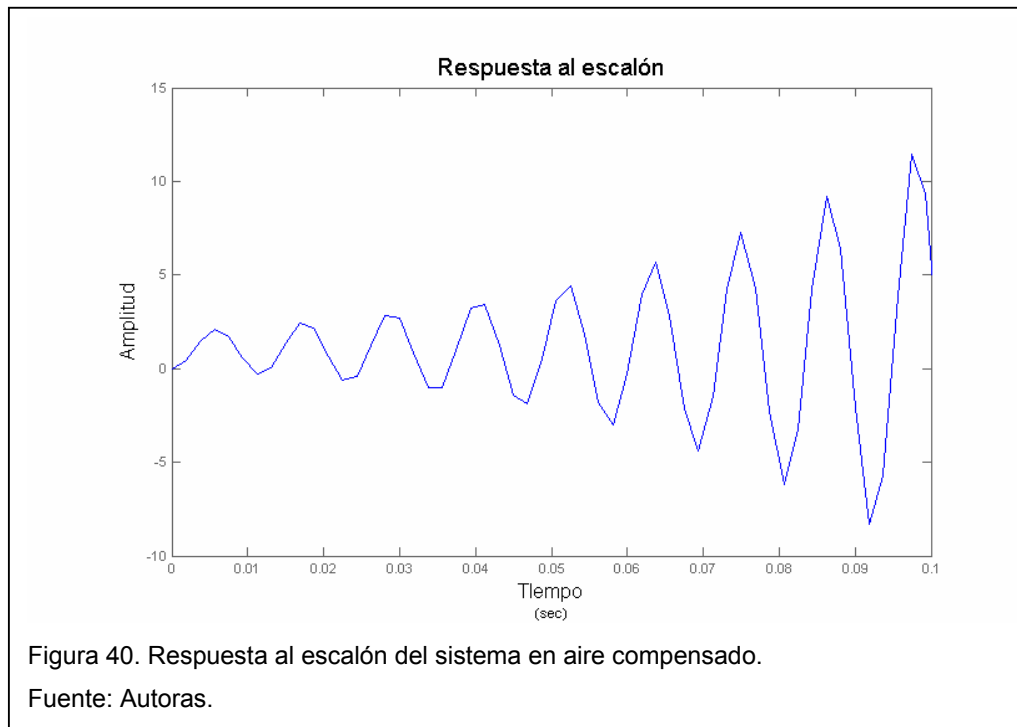
$$e(\infty) \approx \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} s \frac{56,20(s + 3,32)}{(s + 2,24)} \frac{778,4}{s}} \quad (5.18)$$

Entonces, se calcula el error

$$e(\infty) \approx 1,54 \times 10^{-5} \quad (5.19)$$

Este error calculado resulta pequeño porque se halló como resultado de las aproximaciones mencionadas, muestra el error con la planta sin ninguna aproximación obtenida en la expresión (5.19).

A continuación, se simula el comportamiento del sistema en aire descrito en la sección (4.1), con el compensador diseñado para el sistema en aceite. La figura (40) muestra la respuesta escalón del sistema en aire compensado



La respuesta al escalón de la figura (40) indica que el compensador diseñado para el sistema en aceite, no puede mejorar la respuesta transitoria del sistema en aire, porque existen grandes diferencias entre un comportamiento y otro.

Cuando se diseñan controladores para sistemas de levitación magnética, se debe considerar el mayor número de variables posibles, con el fin de obtener un controlador más robusto y eficiente, que sea capaz de responder ante ligeras variaciones del medio en que opera.

## 6. CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

Determinadas las características de todas las partes que componen el sistema de levitación se deja claro como se va a realizar la conexión entre ellas, como en el siguiente diagrama:

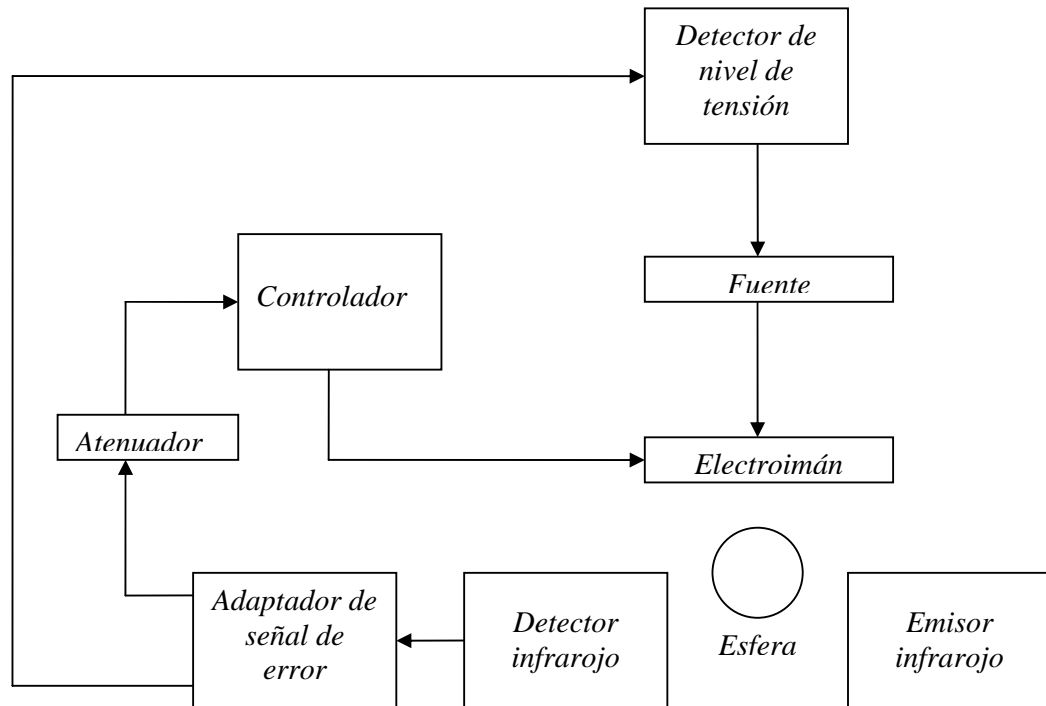


Figura 41. Diagrama de bloques del prototipo de levitación.  
Fuente: Autoras

Partiendo del diagrama de la figura (41), se procede a explicar cada uno de sus componentes, presentando los circuitos con su respectivo diseño, simulado con el programa ORCAD9.

## 6.1. Controlador

El equivalente circuital de la red de control diseñada previamente es presentado:

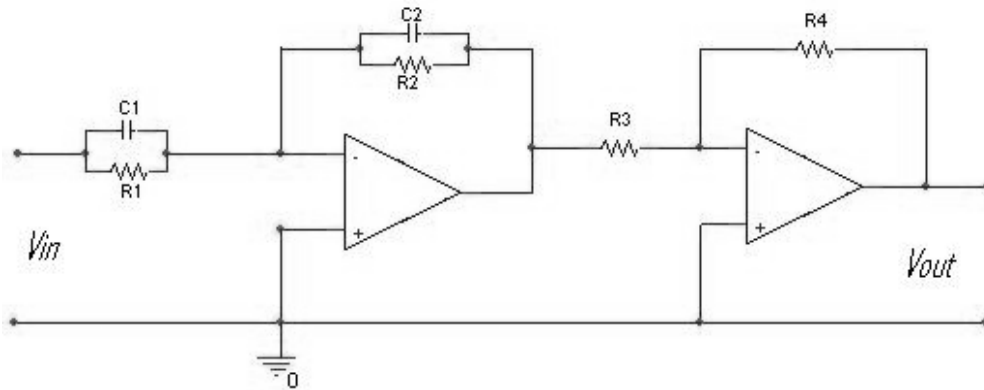


Figura 42. Equivalente circuital del controlador.  
Fuente: Ingeniería de Control Moderna [3]

La función de transferencia de este circuito, como se mostró en la expresión (5.9) es:

$$G_{com}(s) = \frac{K_{com}(s + \text{cero}_{com})}{(s + \text{polo}_{com})}$$

Del circuito, la ganancia del compensador es

$$G_{com}(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} \frac{R_1 C_1 s + 1}{R_2 C_2 s + 1} \quad (6.2)$$

Se modifica la forma de la expresión (5.20) y se obtiene:

$$G_{com}(s) = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} \frac{s + \frac{1}{R_1 C_1}}{s + \frac{1}{R_2 C_2}} \quad (6.3)$$

Conociendo ya los valores de la ganancia, el cero y el polo del compensador:

$$cero_{com} = 3,32 = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (6.4)$$

$$polo_{com} = 2,24 = \frac{1}{R_2 C_2} \quad (6.5)$$

$$K_{com} = 56,20 = \frac{R_4 C_1}{R_3 C_2} \quad (6.6)$$

Al no disponer de igual número de ecuaciones y de incógnitas, se suponen valores para  $C_1$  y  $C_2$  y  $R_3$ , para luego hallar los demás parámetros.

$$C_1 = C_2 = 1\mu F$$

$$R_3 = 1k\Omega$$

Con estos valores obtenemos:

$$R_1 = 300,52 [k\Omega]$$

$$R_2 = 446,3 [k\Omega]$$

$$R_4 = 56,2 [k\Omega]$$

## 6.2. Adaptador de señal de error

Para adecuar la señal producida por el sensor de posición, se implementa un circuito, que permite obtener la señal de error existente entre la medida por el detector y un punto de operación ajustable que se llama Set Point.

Si se limita el Set Point, también se define un rango de posiciones para el cuál el levitador funciona de forma controlada. En la figura (43) se ajusta el Set Point, representado en la tensión  $V_2$  a través de la resistencia variable  $R_{10}$ , que actúa como un **sintonizador** y la señal del sensor representada por la tensión  $V_1$

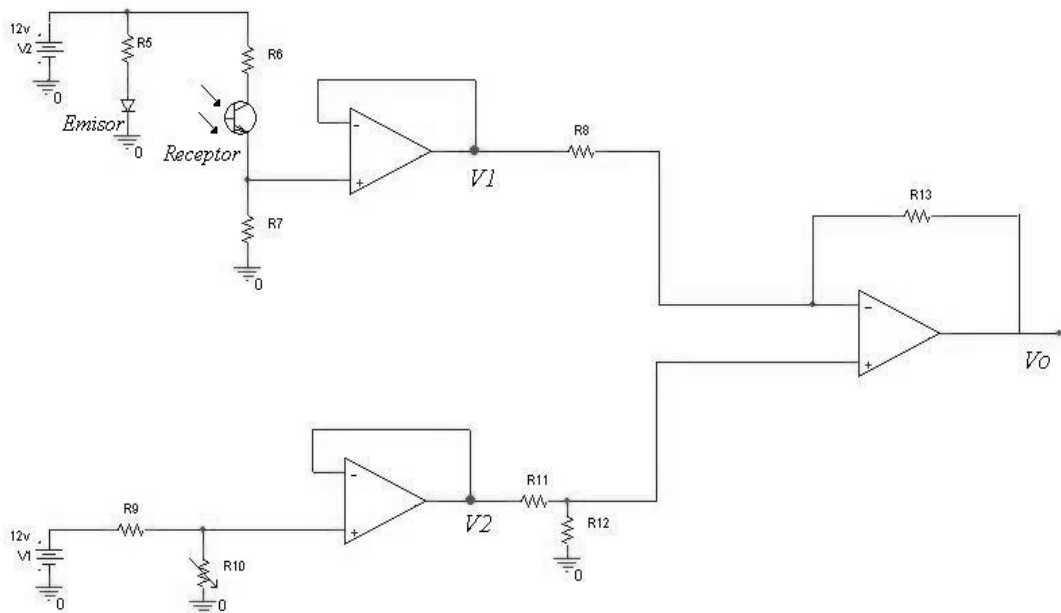


Figura 43. Adaptador de señal de error

La señal del error se entiende como la diferencia entre la salida del sensor y el Set Point, el circuito permite calcular el error haciendo el siguiente análisis.

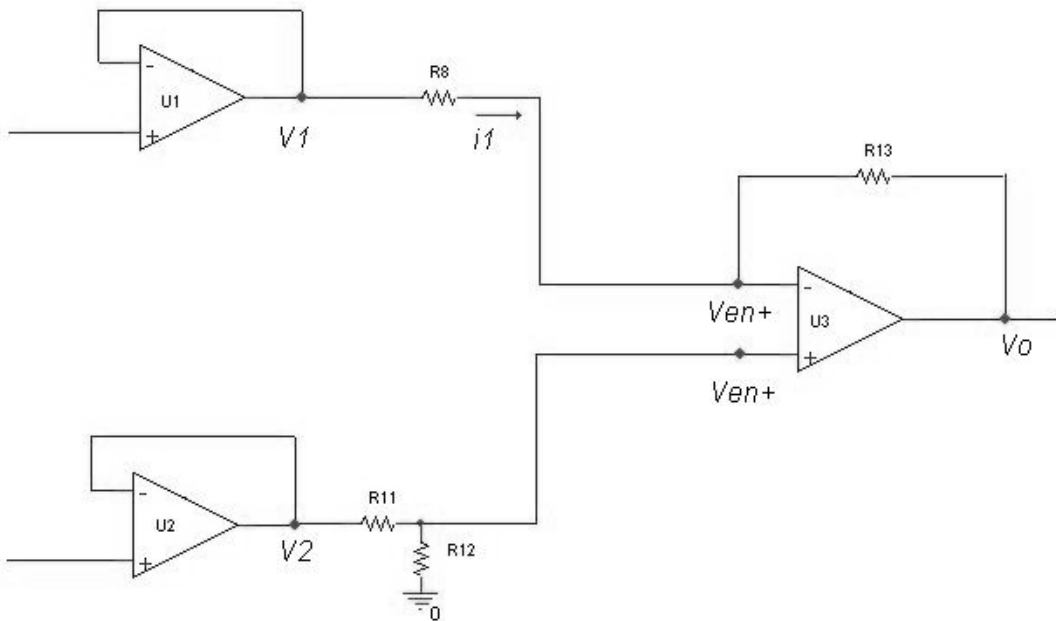


Figura 44. Análisis del circuito adaptador de señal de error

De la figura (44), se halla la tensión de entrada en el terminal no inversor de  $U_3$ :

$$V_{en}^+ = V_2 \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \quad (6.7)$$

Si  $R_{11} = R_{12}$  entonces

$$V_{en}^+ = \frac{V_2}{2} \quad (6.8)$$

Como el operacional  $U_3$ , tiene realimentación negativa, se supone que la tensión en los terminales inversor y no inversor es la misma.

La corriente  $i_1$  es:

$$i_1 = \frac{V_1 - V_{en}^+}{R_8} = \frac{V_{en}^+ - V_0}{R_{13}} \quad (6.9)$$

Entonces, si  $R_8$  y  $R_{13}$  son iguales

$$V_1 = 2V_{en}^+ - V_0 \quad (6.10)$$

Se reemplaza la expresión (6.8) en la (6.10)

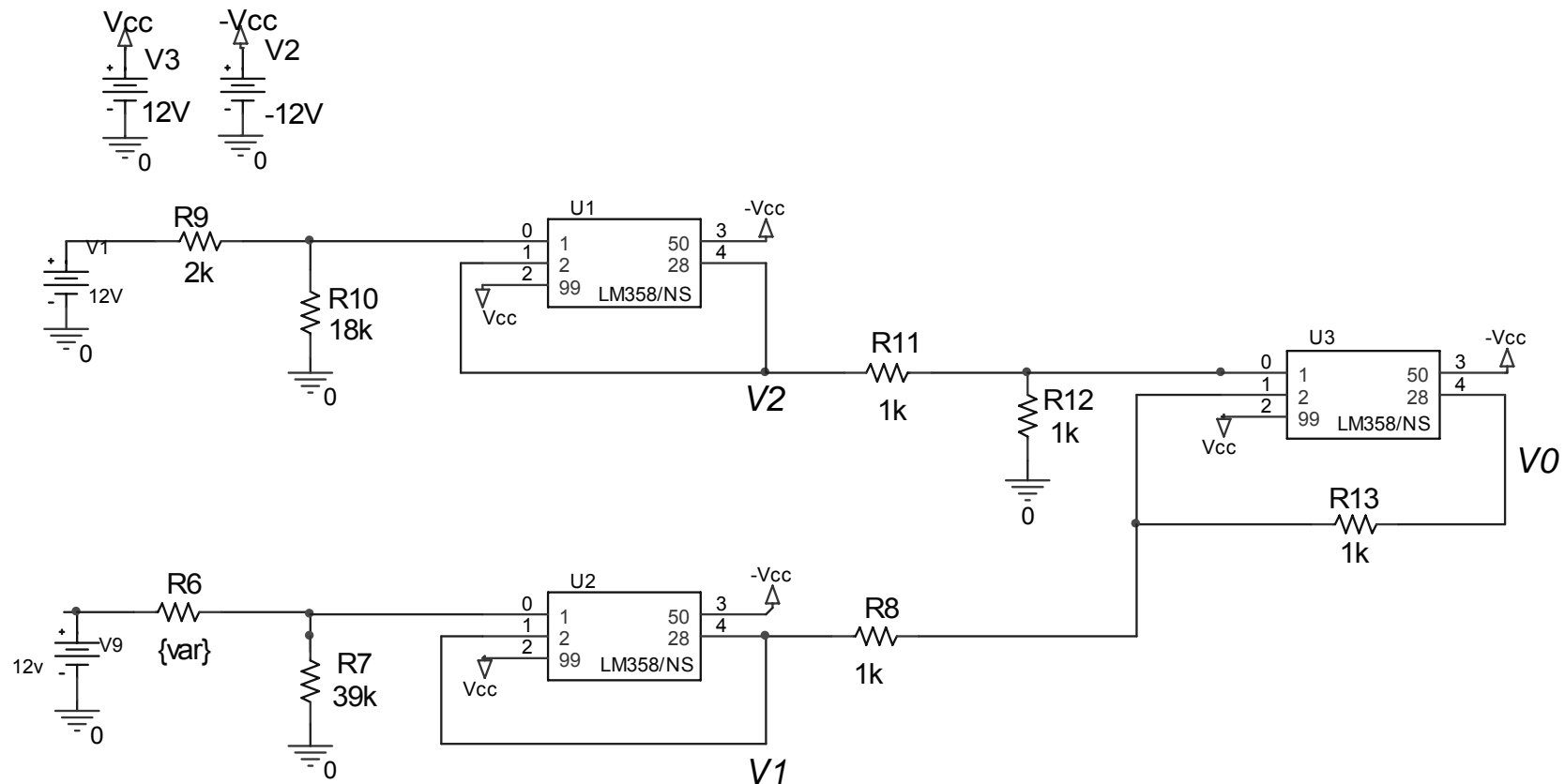
$$V_1 = \frac{2V_2}{2} - V_0 \quad (6.11)$$

Que expresado de otra forma es:

$$V_0 = V_2 - V_1 \quad (6.12)$$

Y como se dijo antes,  $V_1$  es la señal del sensor, y  $V_2$  el SetPoint.

El esquemático para la simulación de este circuito se presenta en la figura (45) es



PARAMETERS:  
var = 3k

Figura 45. Esquemático de la simulación para el circuito de la figura (43)

Como resultados de la simulación del circuito adaptador de error (figura 45) se tiene la siguiente gráfica:

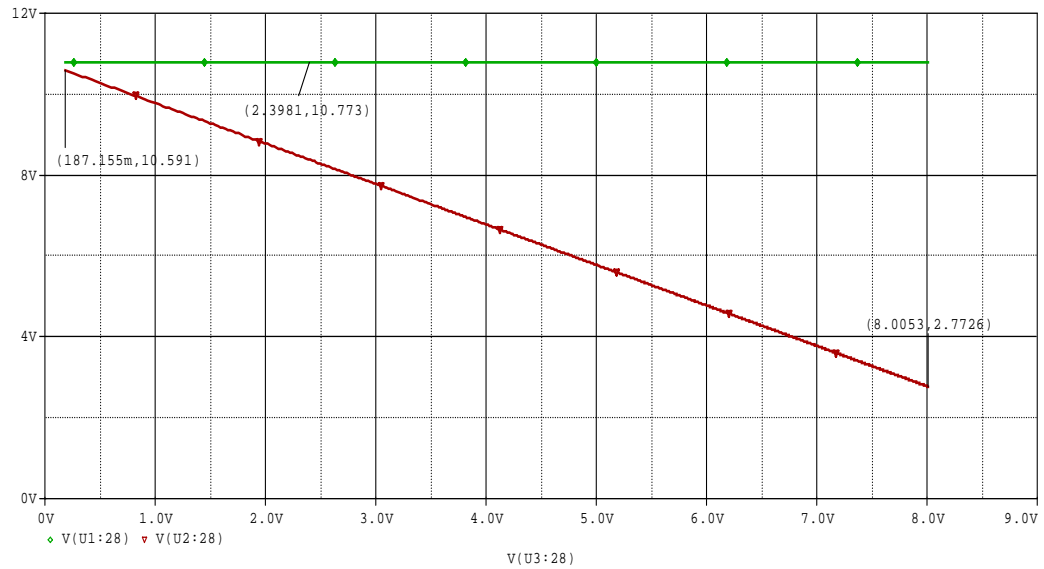


Figura: 46. Señales  $V_1$  (rojo) y  $V_2$  (verde)

Se observa de la figura (46) que la tensión  $V_1$  varía entre un máximo y un mínimo de 10,3 y 2,7V respectivamente, y a la tensión  $V_2$  se le asigna un valor fijo de 10,7V.

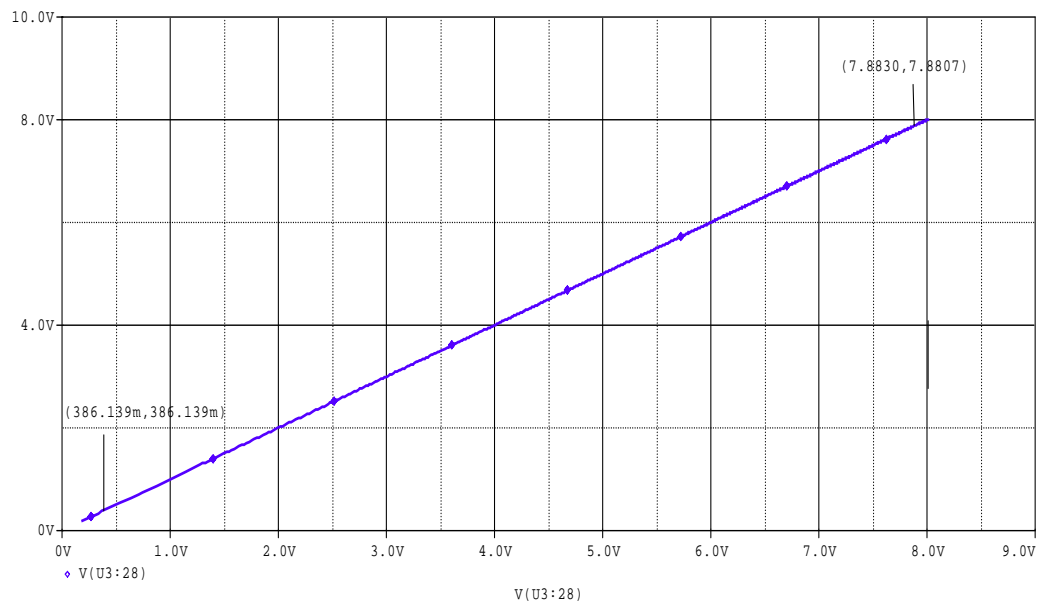


Figura 47. La resta de las tensiones mostradas en la figura 46.  $V_0 = V_2 - V_1$  (azul)

El resultado de la figura (47), la resta  $V_0 = V_2 - V_1$ , da una señal de error mínima de 0,4 [V] y una máxima de 7,3 [V]. ***Esta es la tensión de referencia para las gráficas de los resultados de las simulaciones.***

La forma correcta de interpretar estos resultados, es revisar la tabla (3) de la caracterización del sensor. Si el cascarón esférico no impide la llegada de luz al sensor la salida de tensión de este es máxima (10V) y si el cascarón esférico obstruye la luz que recibe el sensor, la salida es mínima alrededor de 2,7 [V]. El circuito adaptador, arroja una tensión de 0,4, cuando la señal del sensor es máxima, esto quiere decir que esfera se encuentra muy cerca al imán, entonces el controlador debe actuar, reduciendo la corriente que le suministra al electroimán. Cuando la salida del sensor es mínima, el circuito adaptador, arroja una tensión de 7,3 [V], indicando que el cascarón esférico se encuentra lejos del electroimán y que el controlador debe suministrar más corriente para disminuir la distancia entre el imán y el cascarón esférico.

### 6.3. Atenuador

Para poder acoplar el circuito del controlador con el circuito adaptador, es necesario atenuar la señal de error producida por el adaptador, ya que, como se vio en la descripción del controlador, la ganancia de este es muy grande, entonces la señal de entrada debe tomar valores pequeños, para que al ser amplificada por el controlador, no se sature la señal de salida, es decir, que la señal no sea amplificada a valores por encima de la tensión de polarización de los amplificadores operacionales que componen el controlador.

Dado que la ganancia del controlador en DC es 83,30 [V/V] y el circuito adaptador del error provee señales entre 0,4 [V] y 7,3 [V], el atenuador se debe diseñar con una ganancia aproximada de 0,01, o sea, que se debe atenuar cien veces la señal, antes de llevarla a la entrada del controlador.

Como los amplificadores operacionales vienen diseñados más para amplificar que para atenuar, se decide implementar el atenuador en dos etapas iguales,

cada una atenuando diez veces la señal de error, esto con el fin de hacer más precisa la ganancia total del atenuador.

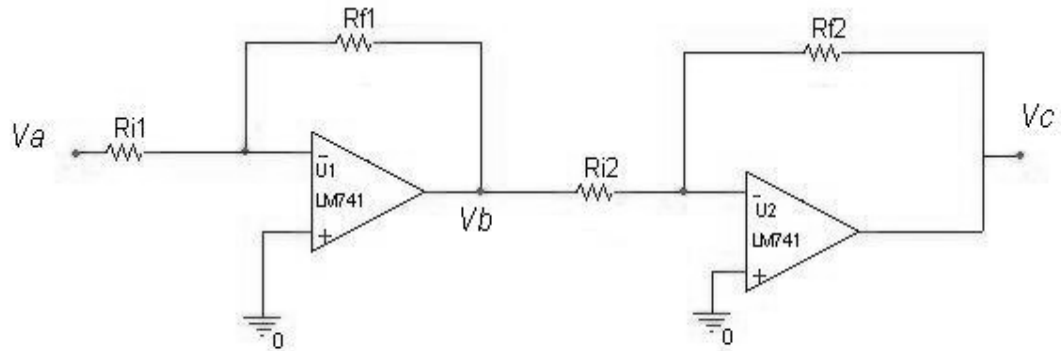


Figura 48. Circuito atenuador

El análisis del circuito de la figura (48) es el siguiente:

$$V_b = -V_a \left( \frac{R_{f1}}{R_{i1}} \right) \quad (6.13)$$

$$V_c = -V_b \left( \frac{R_{f2}}{R_{i2}} \right) \quad (6.14)$$

$$\frac{V_c}{V_a} = \left( \frac{R_{f1}}{R_{i1}} \right) \left( \frac{R_{f2}}{R_{i2}} \right) \quad (6.15)$$

Se seleccionan los siguientes valores de resistencias:

$$R_{f1} = R_{f2} = 1 [k\Omega]$$

$$R_{i1} = R_{i2} = 10 [k\Omega]$$

Luego,

$$V_b = -0,1V_a$$

$$V_c = -0,1V_b$$

$$\frac{V_c}{V_a} = 0,01 [V / V]$$

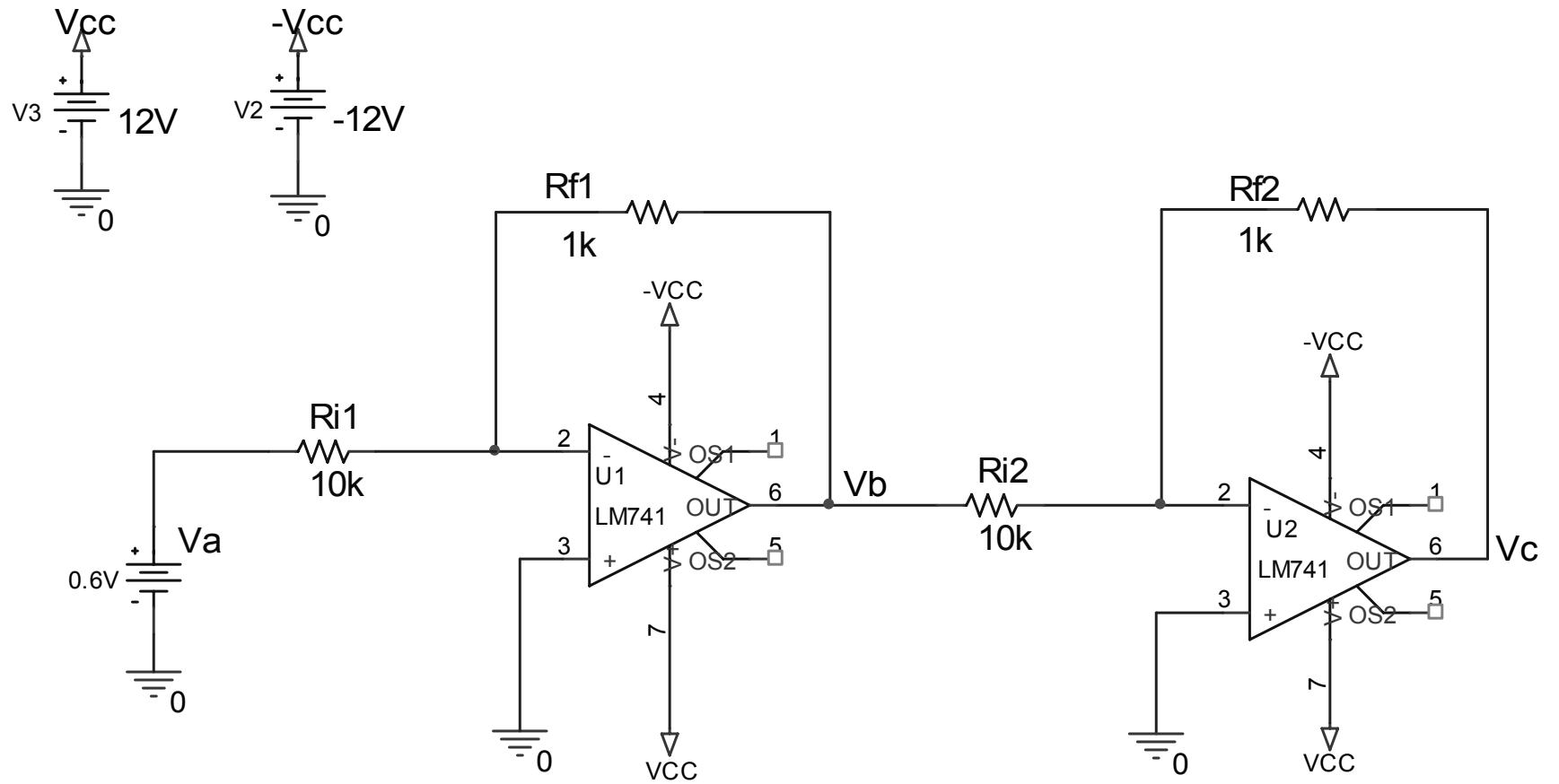


Figura 49. Esquemático para la simulación del atenuador.

Los resultados de la simulación del circuito atenuador se muestran a continuación:

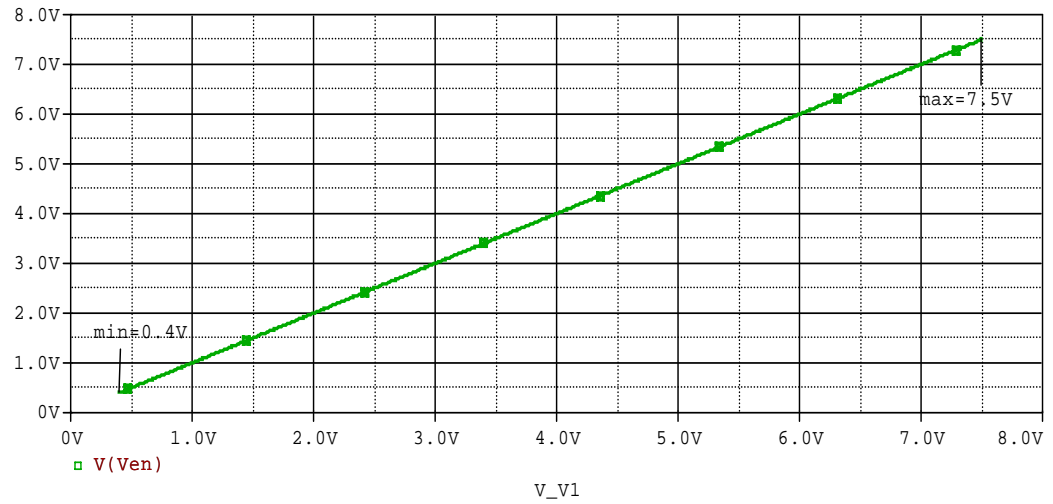


Figura 50. Señal de entrada  $V_a$

La señal  $V_a$ , corresponde a la salida del circuito adaptador de señal de error mostrado en la figura (43).

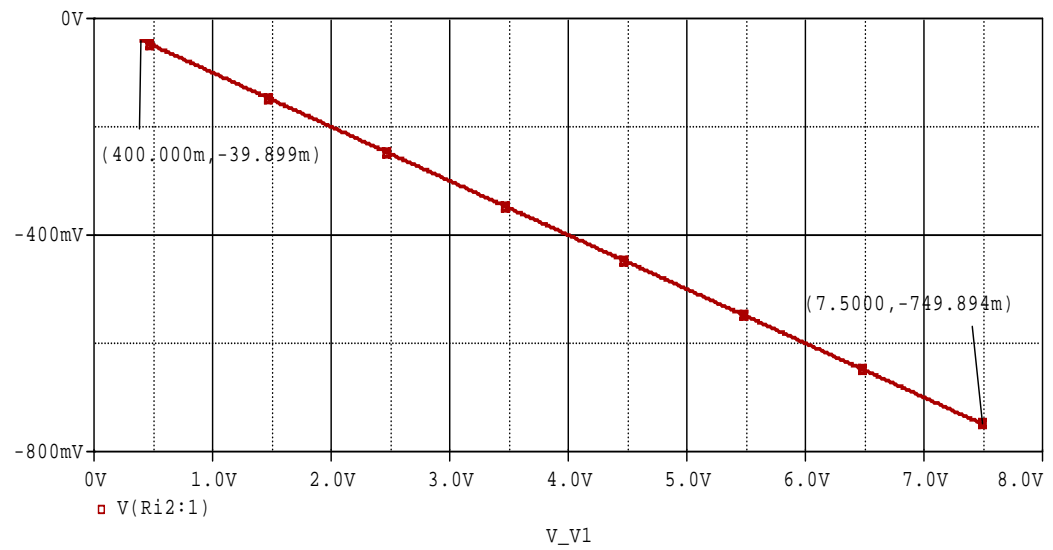
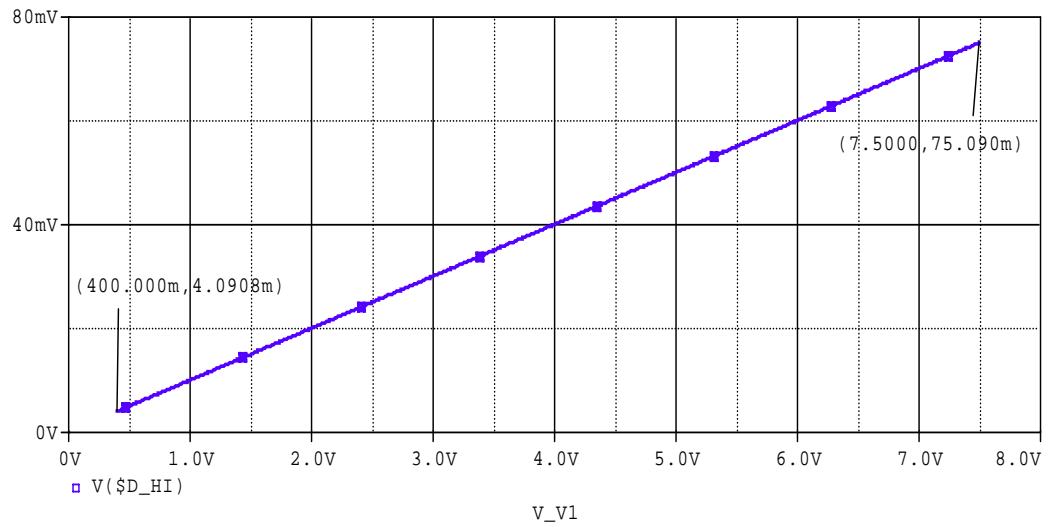


Figura 51. Salida de la primera etapa, señal  $V_b$

La primera etapa atenúa la entrada en un factor de diez.



Figura(52). Salida de la segunda etapa, señal  $V_c$

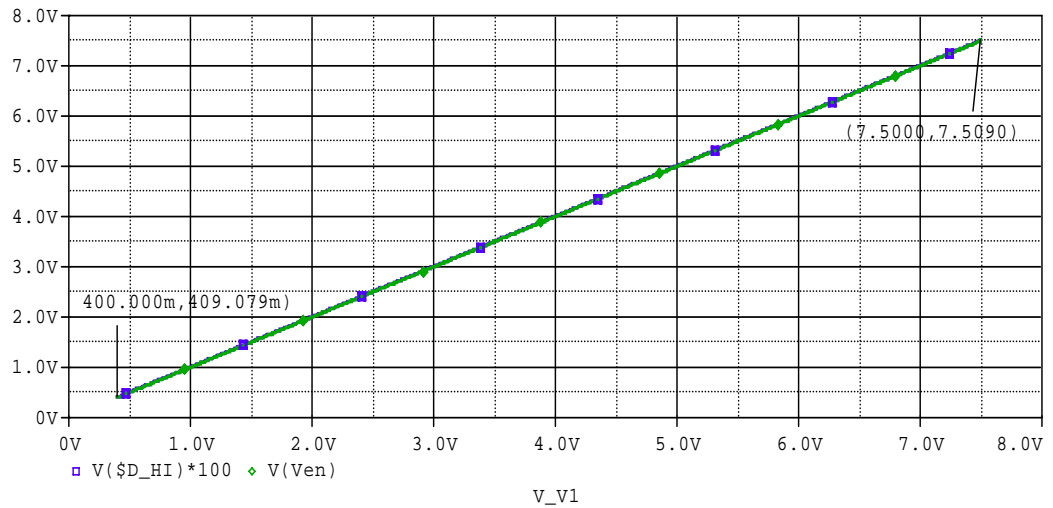


Figura 53. Entrada y salida del atenuador.

La figura 53 muestra la señal de entrada  $V_a$ , con la señal de salida  $V_c$  multiplicada por cien.

Se ve que la señal resulta atenuada cien veces, permitiendo emplearlas a la entrada del controlador.

#### 6.4. Detector de nivel de tensión [4]

La corriente del electroimán no debe exceder ciertos rangos, para evitar que se deterioren otros elementos del circuito, se implementa un detector de nivel de tensiones.

El circuito detector de nivel que se muestra en la figura (54), es un arreglo de transistores que evita las sobrecargas y el calentamiento del circuito, desconectando la fuente  $V_a$  que le provee corriente, a través de  $Q_1$  si el cascarón esférico no se encuentra cercano al punto de operación.

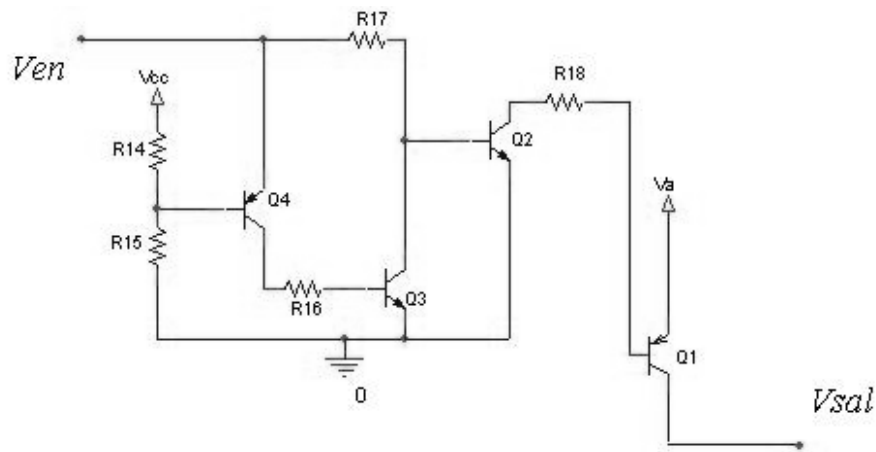


Figura 54. Detector de nivel de tensión.

La señal de error producida por el circuito adaptador, se aplica en  $V_{en}$ . Del análisis de este circuito, se escogen dos valores de tensión, que serán los límites entre los cuales se le proveerá corriente al electroimán, esto es 0,4 y 7,3 [V].

Valores de  $V_{en}$  por debajo de 0,4 [V], no alcanzan a polarizar los transistores, indicando que el receptor infrarrojo no está siendo bloqueado por el cascarón esférico, por otro lado, tensiones  $V_{en}$  por encima de 7,3 [V] hacen que  $Q_3$  y  $Q_4$  se enciendan indicando que el emisor está siendo bloqueado totalmente.

La característica más importante de este circuito es que si  $Q_1$  y  $Q_2$  conducen,  $Q_3$  y  $Q_4$  no lo hacen y la corriente es alimentada al electroimán a través de la fuente  $V_a$ , Por el contrario, si  $Q_3$  y  $Q_4$  conducen,  $Q_1$  y  $Q_2$  dejan de conducir, y se desconecta la fuente  $V_a$ , entonces el electroimán no recibe corriente. De existir un nivel de  $V_{en}$  por encima de 7,3 [V], el circuito reaccionará desconectando el electroimán, actuando como protección para altas corrientes que pueden dañar a la persona que opera el prototipo y también para proteger los circuitos integrados.

El comportamiento de los transistores variando la señal  $V_{en}$  se muestra a continuación

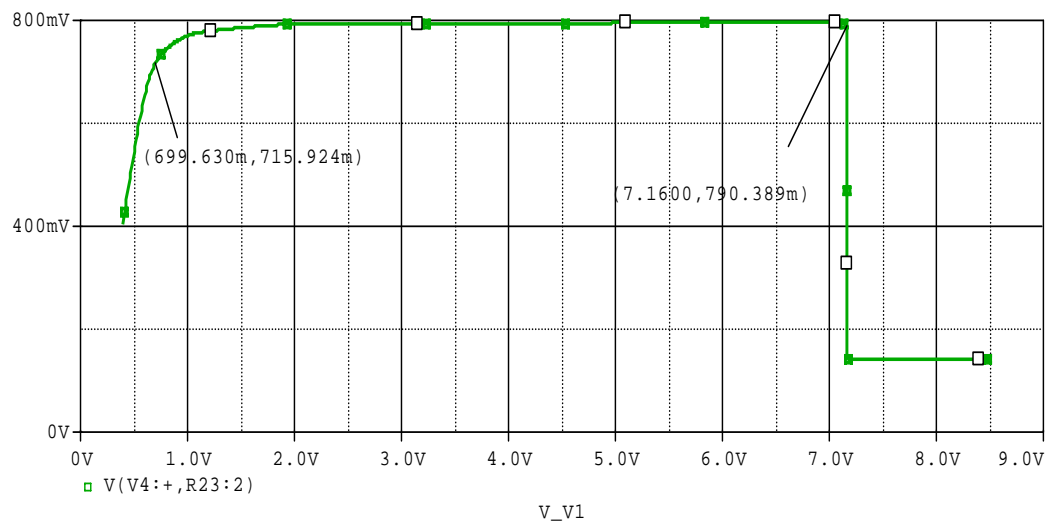


Figura 55. Funcionamiento de  $Q_1$ .

Cuando  $V_{en}$  es mayor 0,4 [V],  $V_{eb_{Q1}}$  aumenta y  $Q_1$  conduce, cuando  $V_{en}$  es mayor que 7,3 [V],  $V_{eb_{Q1}}$  disminuye y  $Q_1$  deja de conducir, como muestra la figura (55).

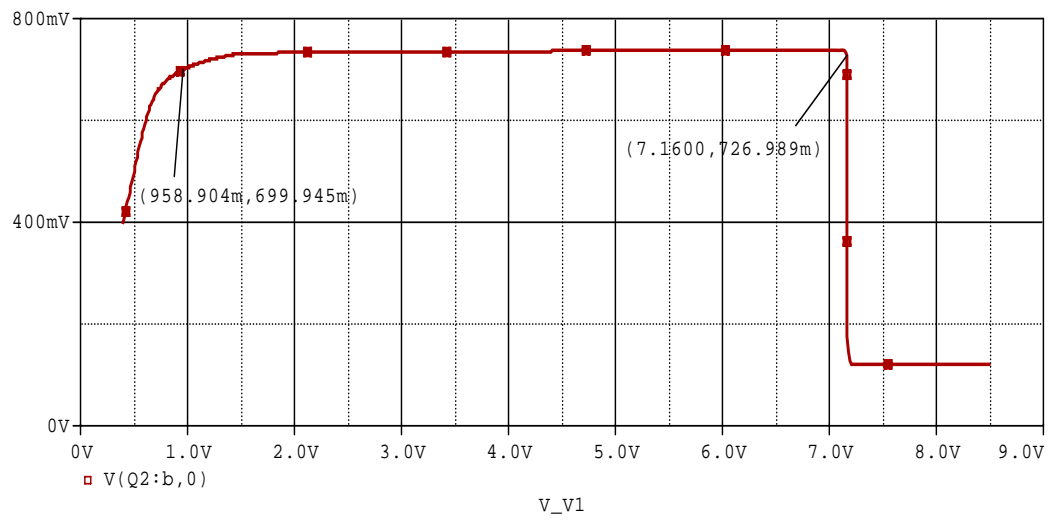


Figura 56. Funcionamiento de  $Q_2$ .

Quando  $V_{en}$  es mayor 0,4 [V],  $V_{be_{Q_2}}$  aumenta y  $Q_2$  conduce, cuando  $V_{en}$  es mayor que 7,3 [V],  $V_{be_{Q_2}}$  disminuye y  $Q_2$  deja de conducir, como muestra la figura (56).

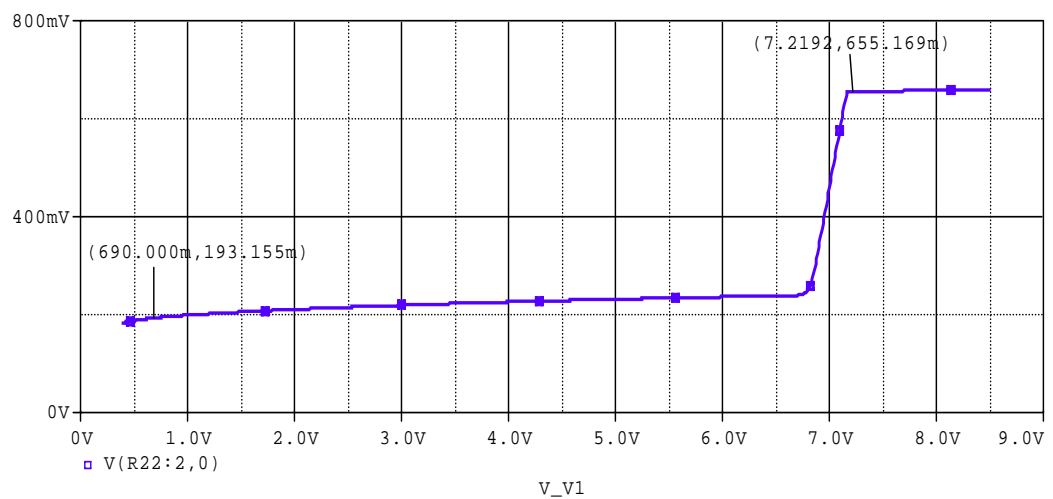


Figura 57. Funcionamiento de  $Q_3$ .

En la figura (57), cuando  $V_{en}$  es mayor 0,4 [V],  $V_{be_{Q3}}$  es muy bajo y  $Q_3$  no conduce, cuando  $V_{en}$  es mayor que 7,3 [V],  $V_{be_{Q3}}$  aumenta y  $Q_3$  comienza a conducir.

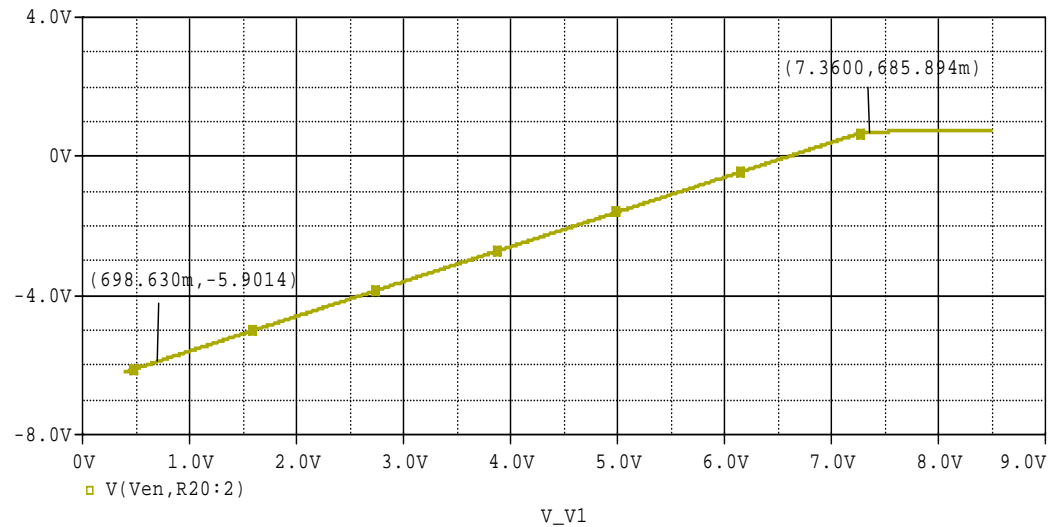


Figura 58. Funcionamiento de  $Q_4$ .

En la figura (58), cuando  $V_{en}$  es mayor 0,4 [V],  $V_{eb_{Q4}}$  es muy bajo y  $Q_4$  no conduce, cuando  $V_{en}$  es mayor que 7,3 [V],  $V_{eb_{Q4}}$  aumenta y  $Q_4$  comienza a conducir.

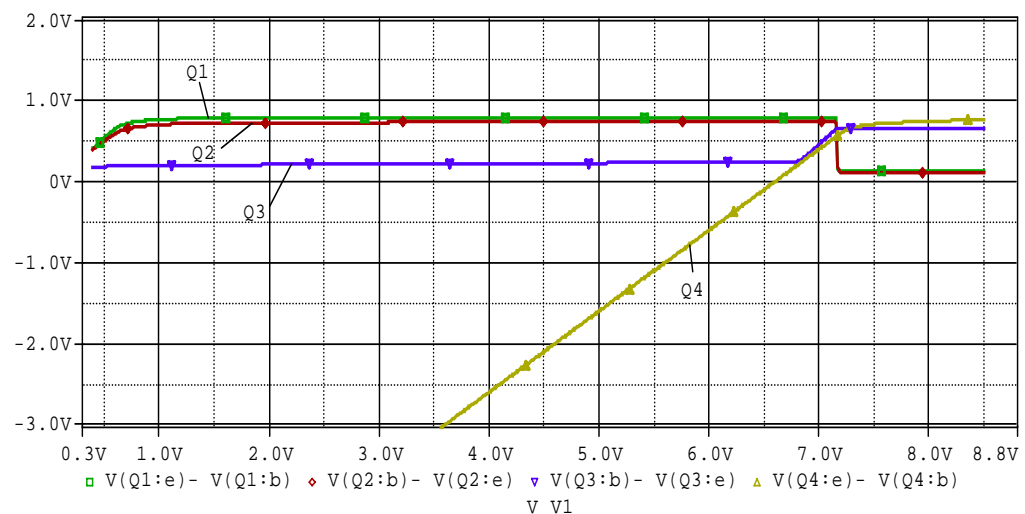


Figura 59. Rangos de operación de los transistores.

Se muestra en la figura (59) como los transistores  $Q_3$  y  $Q_4$  comienzan a conducir cuando  $Q_1$  y  $Q_2$  dejan de funcionar cuando  $V_{en}$  es mayor que 7,3 [V].

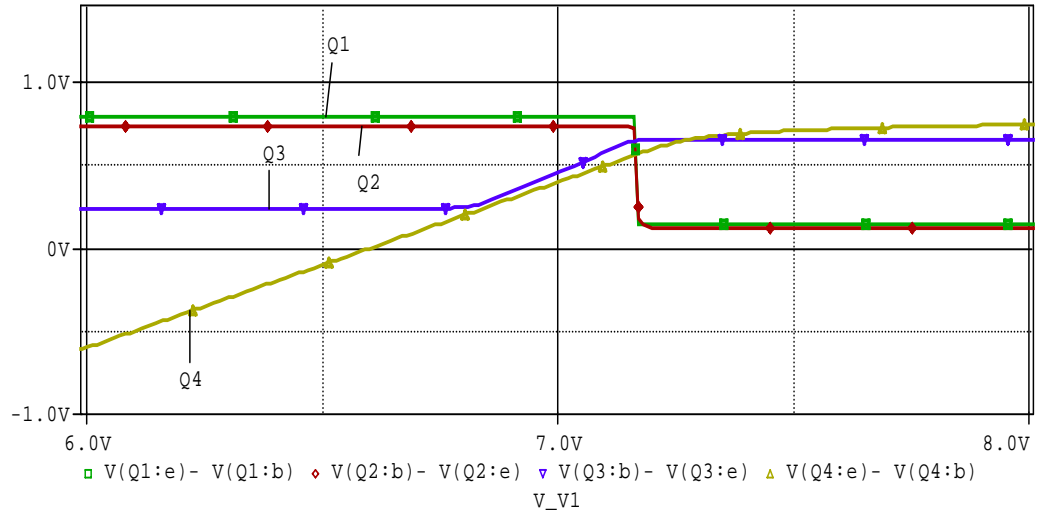


Figura: 60. Rango de operación alrededor de la tensión de corte.

Siempre que la señal  $V_{en}$  se encuentre por debajo de 7,3 [V], el detector mantiene conectados los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  y la fuente  $V_a$  y desconecta los transistores  $Q_3$  y  $Q_4$ .

Después de haber mostrado el análisis del sistema por partes, éstas se acoplan para obtener la corriente que alimenta finalmente al electroimán como muestra la figura (61).

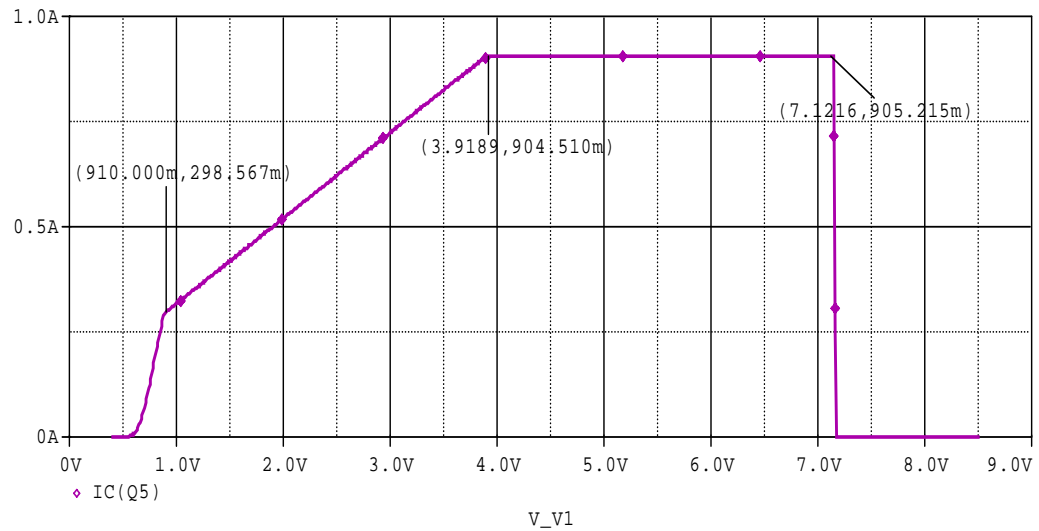


Figura 61. Corriente alimentada al electroimán

La figura (61) se analiza por tramos de la siguiente forma: Para tensiones  $V_{en}$  entre 0,4 y 0,9 [V], el cascarón esférico se encuentra cercana al imán, entonces la corriente del imán es muy pequeña, alrededor de 200mA. Si la tensión  $V_{en}$  varía entre 0,9 y 3,9 [V], aumentando o disminuyendo, significa que el cascarón esférico levita, pero oscila alrededor del punto de operación.

Entonces, se debe sintonizar el circuito para que la tensión  $V_{en}$  pase al rango de 4 y 7,3 [V], donde la corriente del electroimán es constante y la oscilación es muy pequeña.

La sintonización se realiza variando la resistencia  $R_{10}$ , en el circuito de la figura (43), dado que este sintonizador permite ajustar la señal que le entra al controlador, porque la salida del sensor es muy inestable porque se afecta por la luz del ambiente, presentando en este punto una posible causa de error.

## 7. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Una vez simulado el modelo, se procede a realizar un montaje en el laboratorio, para obtener los datos experimentales y poder comparar con la simulación.

Los valores de resistencias y condensadores con los cuales se contrastan los resultados experimentales y de simulación, son los valores medidos en el laboratorio.

La principal causa de las diferencias entre los resultados experimentales está en los modelos ideales empleados por el programa ORCAD, para la simulación de transistores y otros elementos de circuitos.

### 7.1. Adaptador de señal de error

Los datos experimentales del adaptador de señal se tomaron de la misma manera como se realizaron las simulaciones, dejando la tensión  $V_2$  en la figura (46) fija en 10,2 [V] y debido a la dificultad de mantener una tensión constante para tomar las medidas del sensor, se simulan las tensiones de salida del sensor con una fuente variable entre 10 y 3[V]. Se presentan los datos medidos en el anexo A. y se grafican estos resultados en la figura (62).

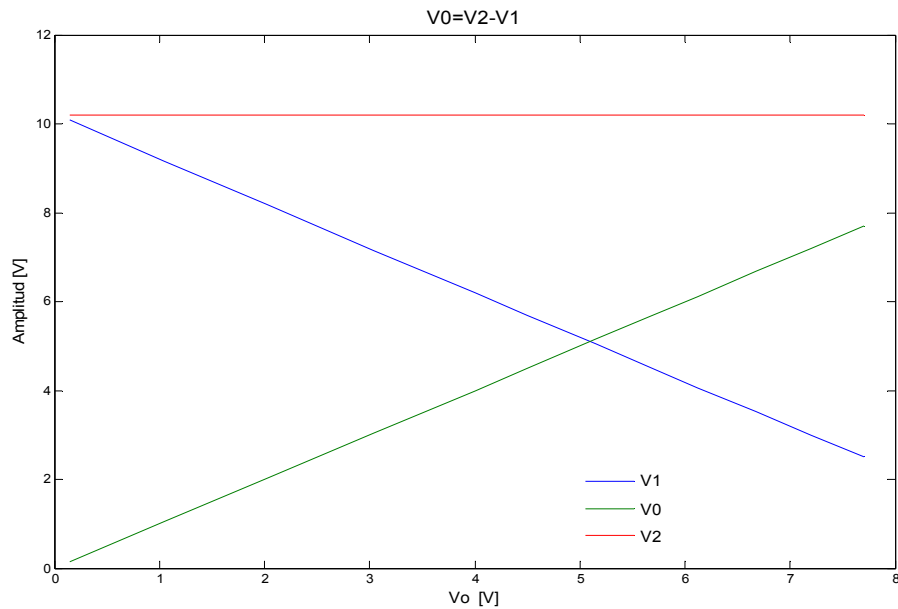


Figura 62. Tensiones en el adaptador de señal de error, la tensión  $V_0 = V_2 - V_1$

Los resultados experimentales de la figura (62) coinciden con las simulaciones mostradas en las figuras (46) y (47).

Para las simulaciones mostradas a continuación,  $V_{entrada}$ , corresponde a la tensión aplicada en el emisor de  $Q_4$ , en el diagrama de la figura (54)

## 7.2. Detector de nivel de tensión

Se presentan las figuras de los resultados experimentales y de simulación para cada uno de los transistores. Los datos con que se obtuvieron los resultados mostrados en las figuras, están disponibles en el anexo B, tabla (7).

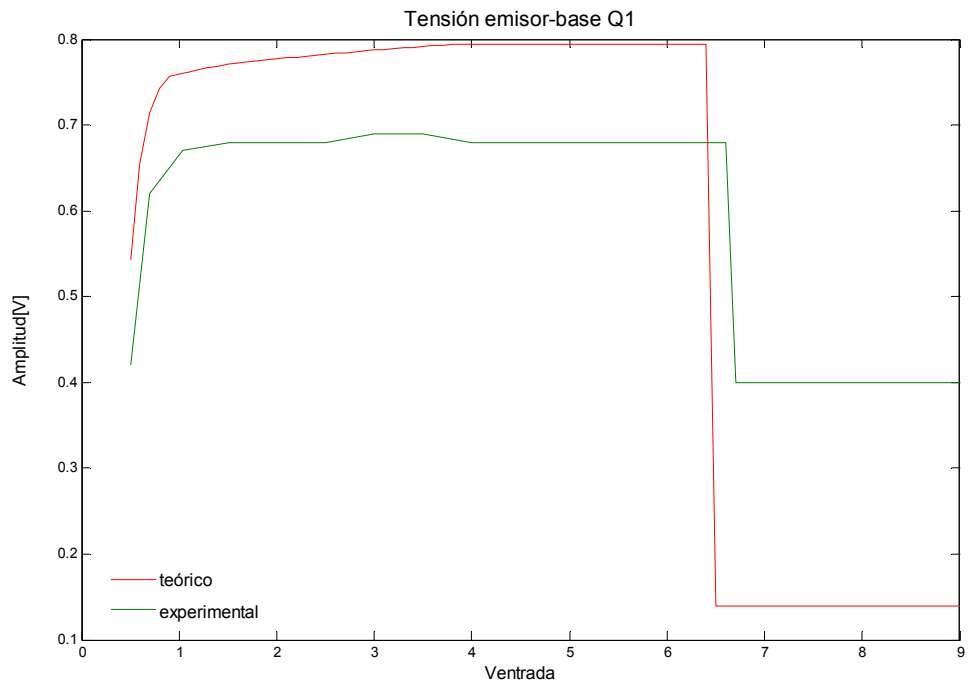


Figura 63. Funcionamiento experimental de  $Q_1$ .

La tensión experimental en la figura (63) es menor que la tensión simulada, pero la tensión en la que el transistor deja de funcionar, difiere en unos pocos milivoltios de la tensión simulada. Para contrastar estos resultados ver el anexo B, tabla (7).

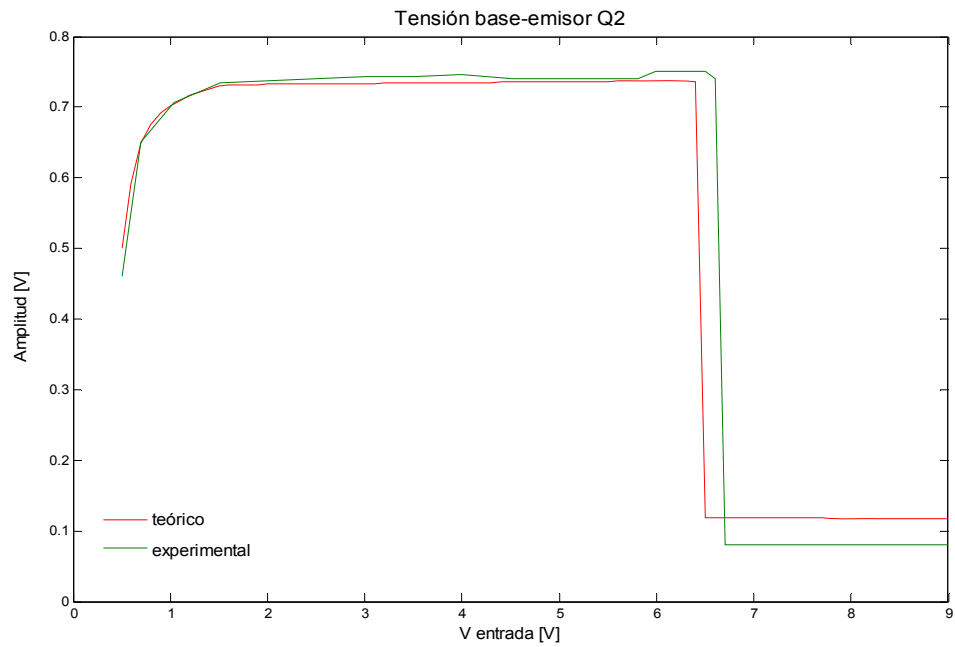


Figura 64. Funcionamiento experimental de  $Q_2$ .

La tensión simulada no difiere en gran medida de la experimental para el comportamiento del transistor  $Q_2$  mostrado en la figura (56).

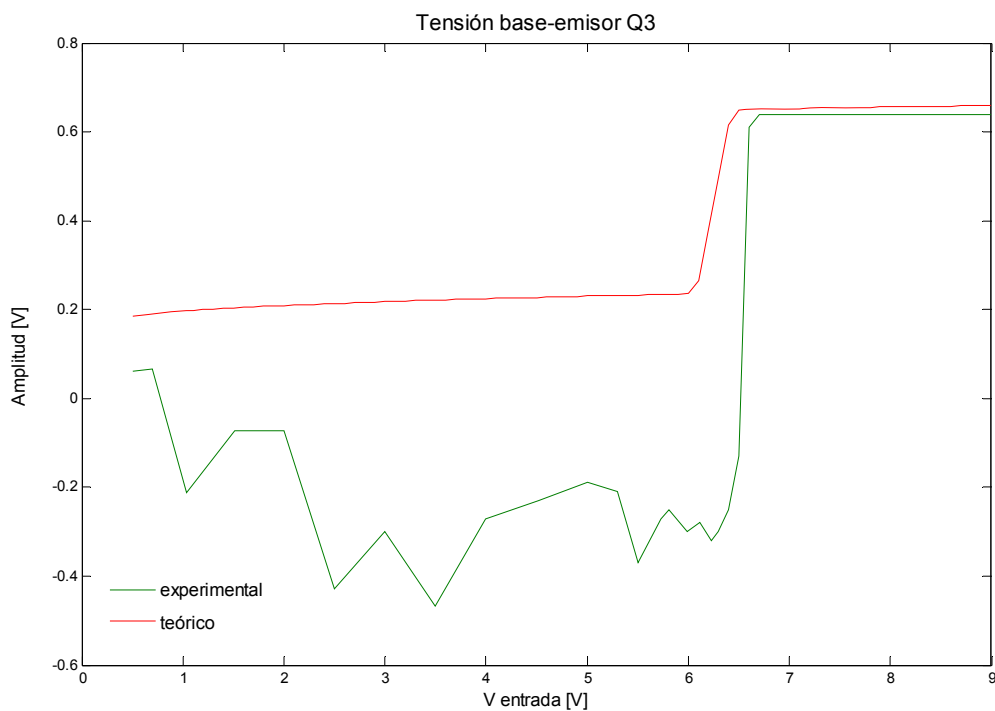


Figura 65. Funcionamiento experimental de  $Q_3$ .

Los datos presentados antes de la tensión de corte, en la figura (65), tienen esa característica, porque la tensión base emisor del transistor  $Q_3$  varía constantemente si el transistor no se encuentra funcionando. Una vez el transistor  $Q_3$  entra en la región de operación, el comportamiento es similar al simulado.

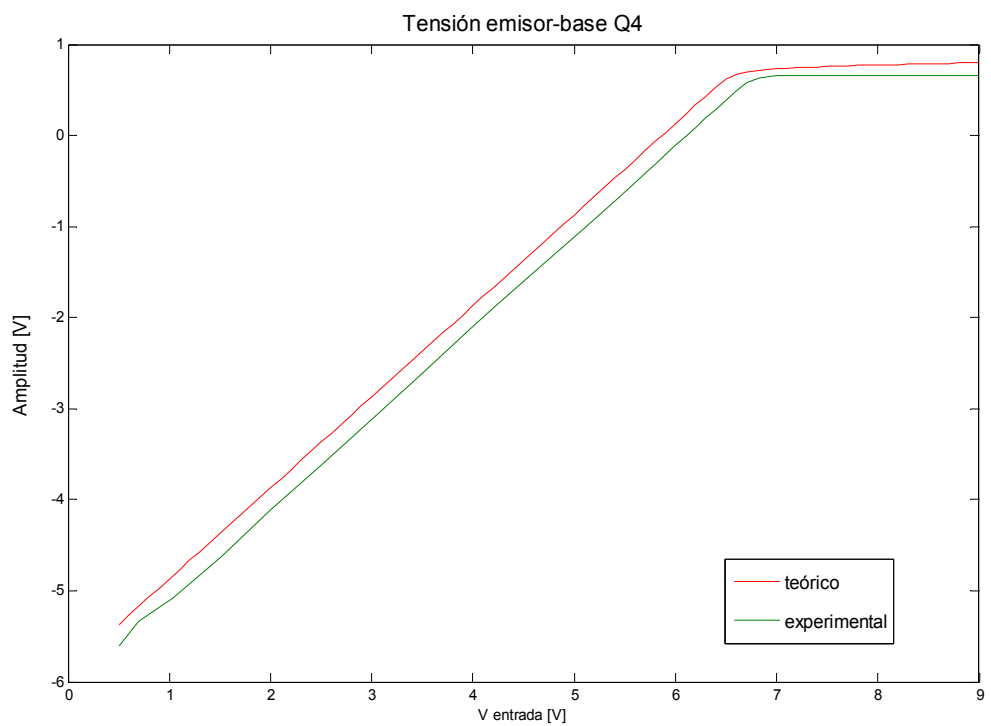


Figura 66. Funcionamiento experimental de  $Q_4$ .

La tensión emisor base de  $Q_4$ , se comporta de acuerdo con lo esperado en los resultados de simulación.

En general, el comportamiento de los transistores de esta etapa del circuito en la práctica, es similar a los resultados de la simulación.

### 7.3. Atenuador

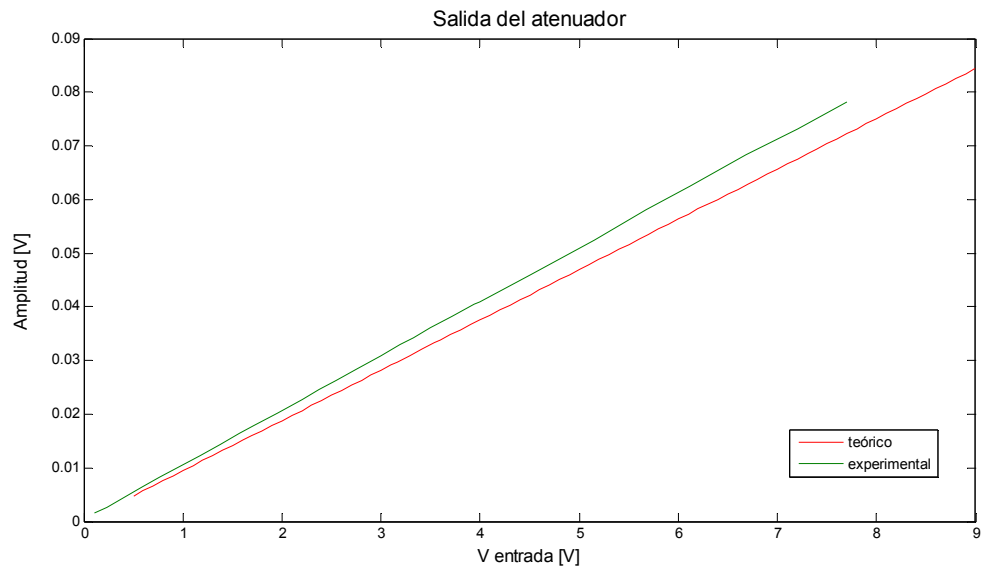


Figura 67. Tensión experimental y simulada del atenuador

Los resultados experimentales muestran que a medida que la tensión de entrada aumenta, la salida del atenuador difiere más del resultado de la simulación.

Este comportamiento advierte, sobre las tensiones máximas que se pueden tener a la entrada para obtener resultados que estén dentro de lo esperado. No resulta posible medir con precisión la corriente en el electroimán, con los instrumentos de medida disponibles en el laboratorio porque esta corriente varía constantemente, debido al movimiento del cascarón esférico y la respuesta del controlador a estos cambios de posición. Pero con los resultados obtenidos para las otras etapas del circuito, es suficiente para afirmar que el diseño se comporta de acuerdo con lo simulado, y que en efecto, el compensador diseñado responde con los requerimientos establecidos y la posición del cascarón esférico se controla.

## 8. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### 8.1. Conclusiones

Con el desarrollo de este proyecto, se logró diseñar e implementar un controlador para el sistema de levitación magnética, que opera en condiciones donde la viscosidad y densidad del fluido que lo rodea son diferentes a las del aire, cumpliendo a cabalidad los objetivos de la propuesta.

Con el modelo matemático del sistema se logra integrar las características del fluido al comportamiento de la planta haciendo que la respuesta del sistema a diferentes entradas varíe con relación a la que tendría el sistema funcionando en aire. Para obtener todas las constantes del modelo se analizó cada componente como son: el electroimán, el sensor, el aceite y el cascarón esférico. Se realizaron las medidas a cada uno de estos factores para determinar las limitaciones y problemas que se enfrentarían a la hora de diseñar el controlador.

El primer problema a enfrentado fue definir el punto de operación del sistema. Después de varias pruebas se concluyó que como el aceite de transformador utilizado es más viscoso y más denso que el aire, el imán necesita menor corriente para atraer el cascarón esférico desde una distancia dada, en comparación con la corriente que necesitaría para atraerla la misma distancia en el aire. Esto es debido a que la viscosidad del fluido limita la velocidad con la que el cascarón esférico puede moverse dentro de este, haciendo que esta demore más tiempo en subir y bajar por efecto de la fuerza magnética y el peso respectivamente.

Al reducirse la velocidad a la cuál el cascarón esférico cae, se simplifica el problema de diseño del controlador porque las condiciones de funcionamiento del sistema controlado no necesitan que el controlador tenga una velocidad de respuesta muy grande.

También se simuló el comportamiento del sistema para variaciones en la viscosidad del aceite y la masa del cascarón esférico manteniendo constante el punto de operación. Analizando los efectos de estas variaciones en el comportamiento del sistema, se observó que cuando la viscosidad es muy pequeña el sistema presenta oscilaciones y se comporta como un sistema no amortiguado de segundo orden, pero a medida que la viscosidad aumenta, el sistema pierde las oscilaciones hasta llegar a un punto donde el comportamiento se puede aproximar al de un sistema de primer orden con error en estado estable.

La viscosidad no se puede aumentar infinitamente, porque se llegaría al otro extremo y el sistema se vuelve nuevamente inestable. Lo contrario ocurre con la masa, mientras más grande sea la masa, más aumentan las oscilaciones del sistema, porque la fuerza que necesita el imán para moverla inicialmente debe ser mayor, y al disminuir la masa el sistema se puede aproximar a un sistema de primer orden, pero al igual que con la viscosidad, si se exceden los límites de masa mínima el sistema se vuelve inestable.

Una vez obtenidos los resultados del modelado, se procede a diseñar el controlador. Se plantea inicialmente un controlador PID, con ajuste de parámetros por el método de Ziegler Nichols. Este diseño presenta problemas porque la acción de control hace que la respuesta del sistema tenga una sobreelongación del 80% y una ganancia de magnitud de 19500, lo que significaría, que se tendría que aumentar la corriente del electroimán y dada la ganancia, al tratar de implementar un controlador analógico de este tipo podrían no lograrse estas ganancias, porque los elementos utilizados no tienen ganancias infinitas y las tensiones y corrientes dentro de un circuito no pueden exceder las tensiones de polarización.

Como se conoce totalmente el comportamiento de la planta, el diseño del controlador PID, se descarta y se procede a diseñar un compensador en atraso, con un funcionamiento similar al de un controlador PI, utilizando el método del lugar de las raíces. El compensador en atraso permite reducir el error en estado estable del sistema sin alterar mayormente la respuesta

transitoria. Se definen las condiciones de diseño para el compensador, se escogen el polo y el cero del compensador que producen una ganancia que puede ser implementada físicamente sin mayores inconvenientes y se realizan simulaciones del sistema compensado para verificar la validez del diseño. En efecto el error en estado estable es cero para una entrada escalón y muy reducido para una entrada rampa unitaria de prueba.

Después de completadas las simulaciones del controlador diseñado, se simula su funcionamiento con circuitos analógicos, haciendo uso del software Orcad9, determinando valores de tensión y corrientes máximos y mínimos. Cuando se han completado todas las simulaciones se procede a hacer pruebas al montaje antes de diseñar la tarjeta de circuito impreso.

Con el controlador diseñado se hace levitar el cascarón esférico en el punto de operación escogido, se presentan los resultados experimentales y se contrastan con la simulación, se observa que los resultados obtenidos son válidos y se ajustan a los diseños.

## 8.2. Recomendaciones

- Cuando se diseñan controladores para ser implementados en circuitos analógicos, se deben mantener las ganancias pequeñas. Esto se logra modificando las condiciones de diseño. Si la modificación de las condiciones de diseño no es posible, se deben implementar atenuadores con el fin de disminuir estas ganancias y evitar que se saturen los amplificadores operacionales.
- Para el correcto funcionamiento del controlador, es imprescindible entender y conocer el funcionamiento del sensor, porque este elemento es el encargado de realimentar el circuito y hace posible el control en lazo cerrado.
- El tiempo dedicado a las simulaciones de un sistema para entender su comportamiento, nunca está de más. Estas simulaciones permiten observar

las respuestas ante las excitaciones sin necesidad de invertir ese mismo tiempo y dinero en hacer pruebas reales para obtener los mismos resultados. Cabe aclarar también que no se puede esperar que el comportamiento real de un sistema sea exacto con las simulaciones, ya que al simular se hacen aproximaciones y los modelos de los elementos utilizados por los programas son ideales, mientras que en la práctica el funcionamiento de un dispositivo está ligado a las condiciones de uso y el proceso de fabricación que varía de una marca a la otra.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] RHEE E. J, PARK M, YAMANE K. R and OSHIMA S. The position control of a capsule filled with magnetic fluid. ICFM9 International Conference on Magnetic Fluids N°9, Bremen, Alemania (23/07/2001) 2002, vol. 252, n° 1-3 (3 ref.), pp. 350-352.
- [2] CHANG, Raymond. Química. Editorial McGraw Hill Interamericana. 1992.
- [3] OGATA, Katsuhiko. Ingeniería de Control Moderna. Editorial Prentice Hall 2003.
- [4] WILLIAMS, David. Levitator. Electronics Now, February 1996. pp. 33-34.
- [5] CREUS, Antonio. Instrumentación Industrial 6ª Edición. Editorial Alfa Omega Colombiana SA. 2002.
- [6] HAYT, William. Teoría Electromagnética 5ª edición. Editorial Mc. Graw Hill. 1991.
- [7] ARTEAGA, Angelino. Simulink basics tutorial. Instituto Tecnológico de Ciudad Madero. México 2002.

## ANEXOS

Anexo A. Datos experimentales para el Adaptador de señal de error

$V_1$ [V]	$V_0$ [V]
10,08	0,15
9,17	1,04
8,19	2,02
7,16	3,04
6,19	4
5,7	4,5
5,04	5,15
4,52	5,67
4,05	6,12
3,52	6,68
3	7,2
2,5	7,7

Tabla 6. Valores medidos para las tensiones  $V_1$  y  $V_0$

Anexo B. Datos experimentales para el Detector de nivel de señal

$V_{entrada}$ [V]	$V_{eb_{Q1}}$ [V]	$V_{be_{Q2}}$ [V]	$V_{be_{Q3}}$ [V]	$V_{eb_{Q4}}$ [V]
0,5	0,42	0,46	0,061	-5,61
0,7	0,62	0,65	0,0657	-5,34
1,038	0,67	0,706	-0,212	-5,073
1,515	0,68	0,734	-0,073	-4,623
2	0,68	0,738	-0,0738	-4,11
2,5	0,68	0,74	-0,429	-3,623
3	0,69	0,743	-0,3	-3,116
3,493	0,69	0,744	-0,468	-2,61
4	0,68	0,746	-0,27	-2,1
4,52	0,68	0,74	-0,23	-1,59
5	0,68	0,74	-0,19	-1,11
5,3	0,68	0,74	-0,21	-0,82
5,5	0,68	0,74	-0,37	-0,62
5,73	0,68	0,74	-0,27	-0,38
5,81	0,68	0,74	-0,25	-0,31
5,99	0,68	0,75	-0,3	-0,11
6,11	0,68	0,75	-0,28	0
6,23	0,68	0,75	-0,32	0,12
6,3	0,68	0,75	-0,3	0,19
6,4	0,68	0,75	-0,25	0,29
6,5	0,68	0,75	-0,13	0,39
6,6	0,68	0,74	0,61	0,49
6,7	0,4	0,08	0,64	0,58
6,83	0,4	0,08	0,64	0,63
7	0,4	0,08	0,64	0,66

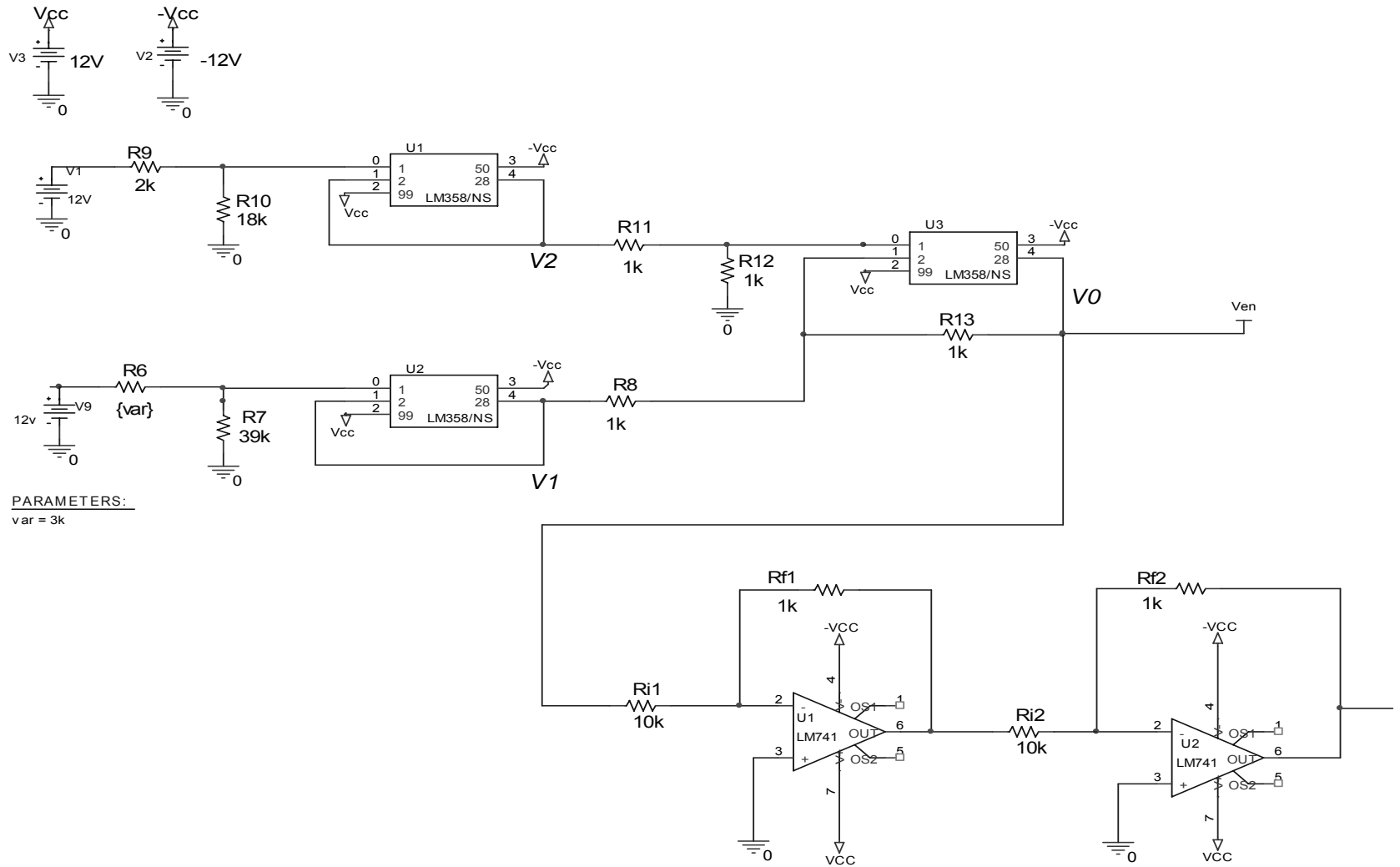
Tabla 7. Tensiones base-emisor de los transistores del detector de nivel de señal.

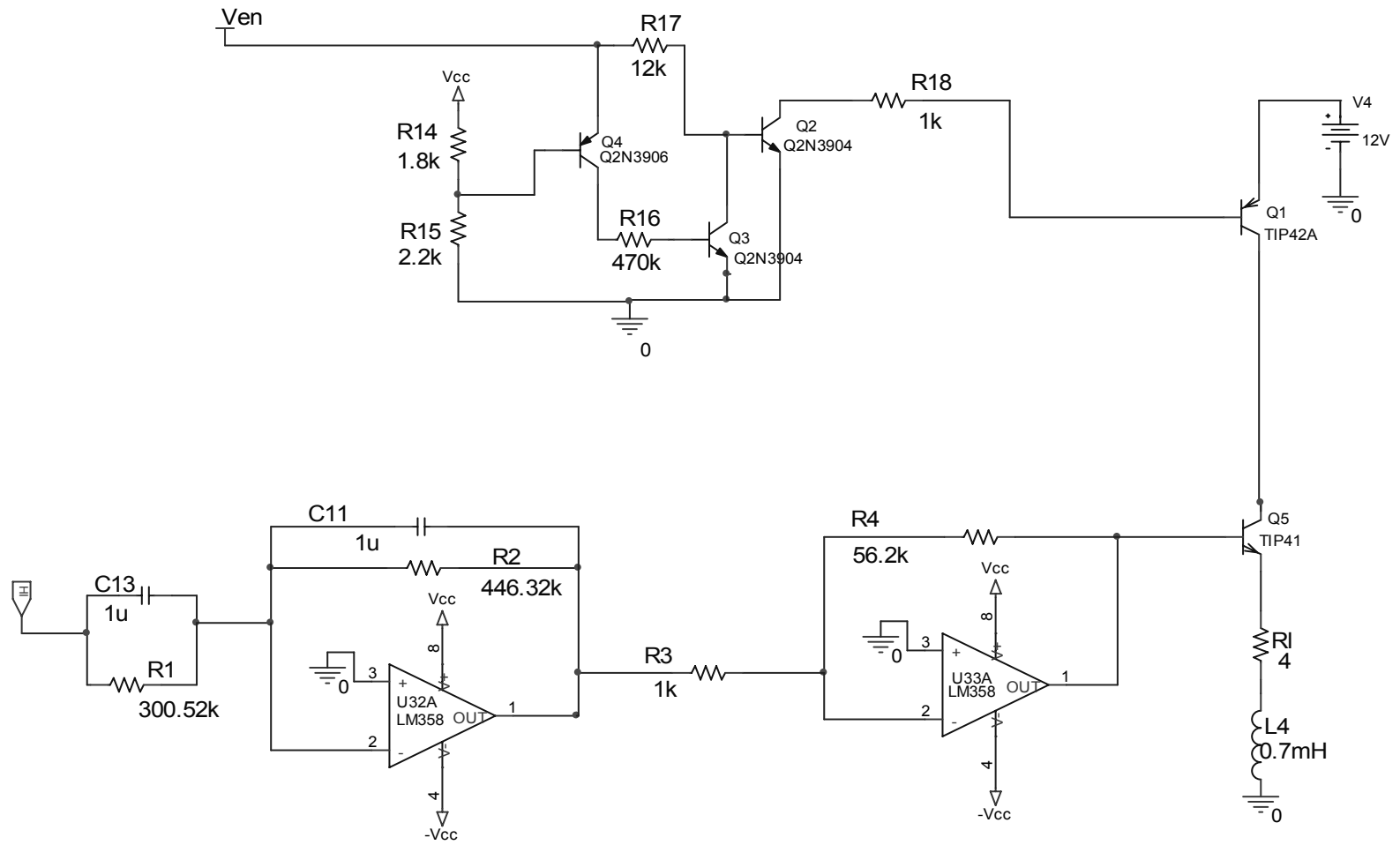
Anexo C. Datos experimentales para el Atenuador

$V_{entrada}$ [V]	$Out_{atenuador}$ [V]
1,08e-01	1,50e-03
2,33e-01	2,60e-03
5,82e-01	6,30e-03
7,70e-01	8,20e-03
9,84e-01	1,04e-02
1,17e+00	1,23e-02
1,38e+00	1,44e-02
1,57e+00	1,64e-02
1,72e+00	1,79e-02
1,96e+00	2,03e-02
2,20e+00	2,28e-02
2,38e+00	2,46e-02
2,54e+00	2,62e-02
2,75e+00	2,84e-02
3,00e+00	3,09e-02
3,19e+00	3,29e-02
3,33e+00	3,42e-02
3,50e+00	3,61e-02
3,71e+00	3,82e-02
3,94e+00	4,05e-02
4,00e+00	4,09e-02
4,50e+00	4,59e-02
5,15e+00	5,25e-02
5,67e+00	5,80e-02
6,12e+00	6,24e-02
6,68e+00	6,83e-02
7,20e+00	7,31e-02
7,70e+00	7,82e-02

Tabla 8. Datos experimentales para al atenuador

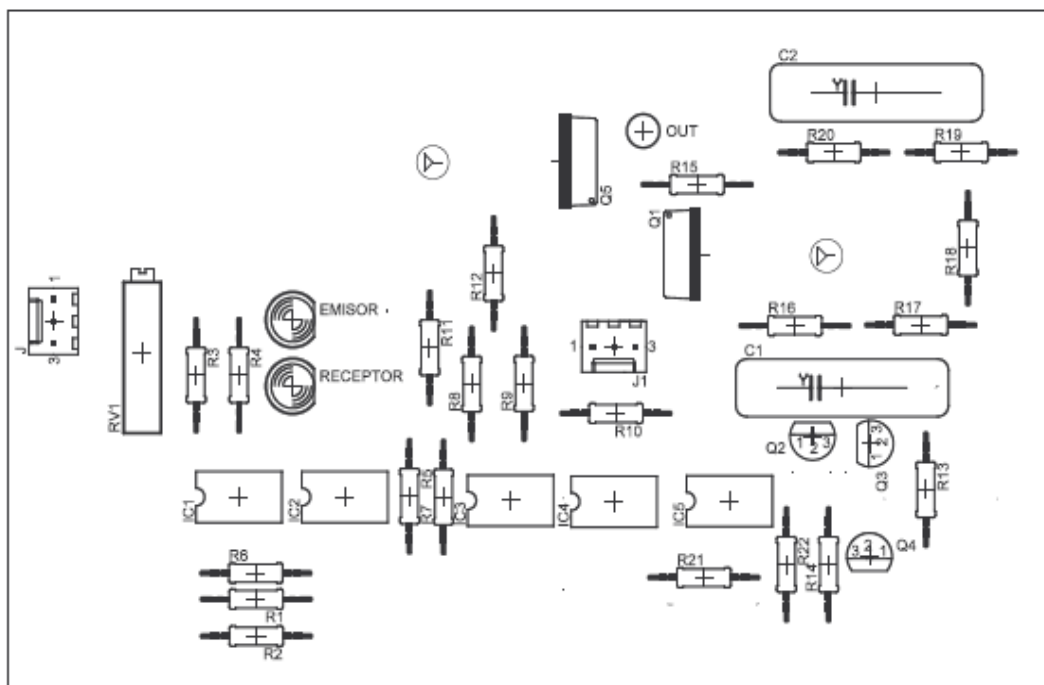
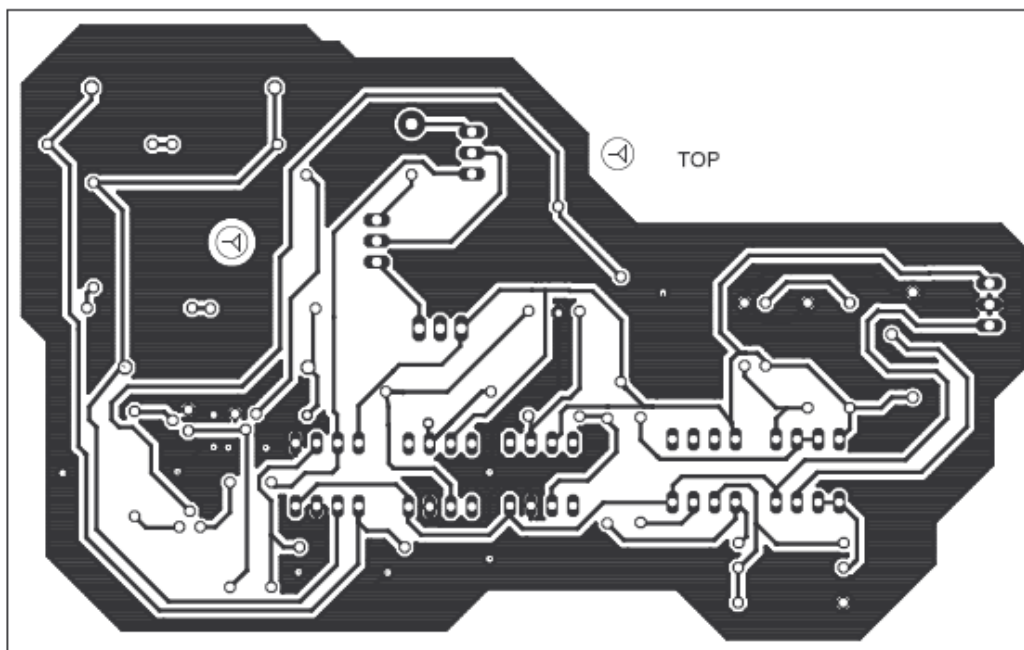
Anexo D. Esquemático para la simulación del controlador.





Anexo D. Esquemático para la simulación del controlador.

Anexo E. Planos del circuito Impreso



Anexo F. Lista de elementos para el circuito impreso

Nombre	Valor
R1	1k $\Omega$
R2	1k $\Omega$
R3	560 $\Omega$
R4	39k $\Omega$
R5	1k $\Omega$
R6	1k $\Omega$
R7	10k $\Omega$
R8	1k $\Omega$
R9	10k $\Omega$
R10	1k $\Omega$
R11	2k $\Omega$
R12	2k $\Omega$
R13	470k $\Omega$
R14	12k $\Omega$
R15	1k $\Omega$
R16	120k $\Omega$
R17	120k $\Omega$
R18	56k $\Omega$
R19	opcional
R20	470k $\Omega$
R21	1k $\Omega$
R22	56k $\Omega$
Rv1	Potenci3metro 20k $\Omega$
C1	1 $\mu F$
C2	1 $\mu F$

Q1	TIP42C
Q2	2N3904
Q3	2N3904
Q4	2N3906
Q5	Tip41C
IC1	LM358
IC2	LM358
IC3	LM741
IC4	LM741
IC5	LM358
Emisor	QED122
Receptor	QSD122

### Anexo G. Planos para construcción del prototipo

Todos los planos llevan las medidas en milímetros.

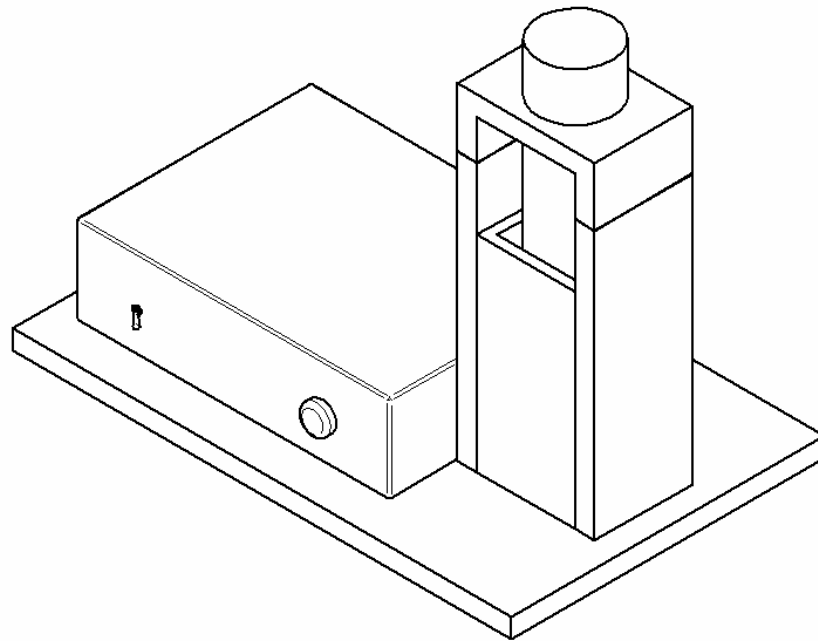


Figura G1. Vista isométrica del prototipo

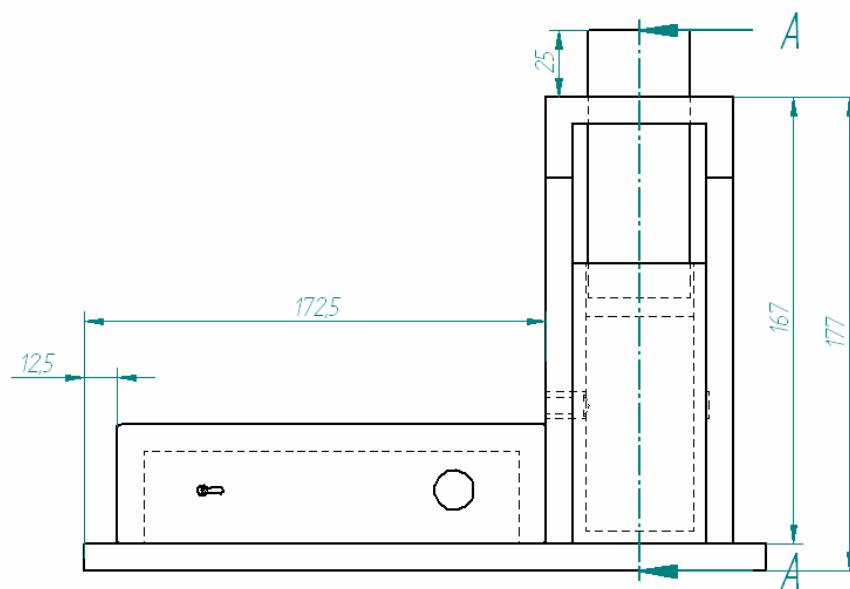


Figura G2. Vista frontal del prototipo.

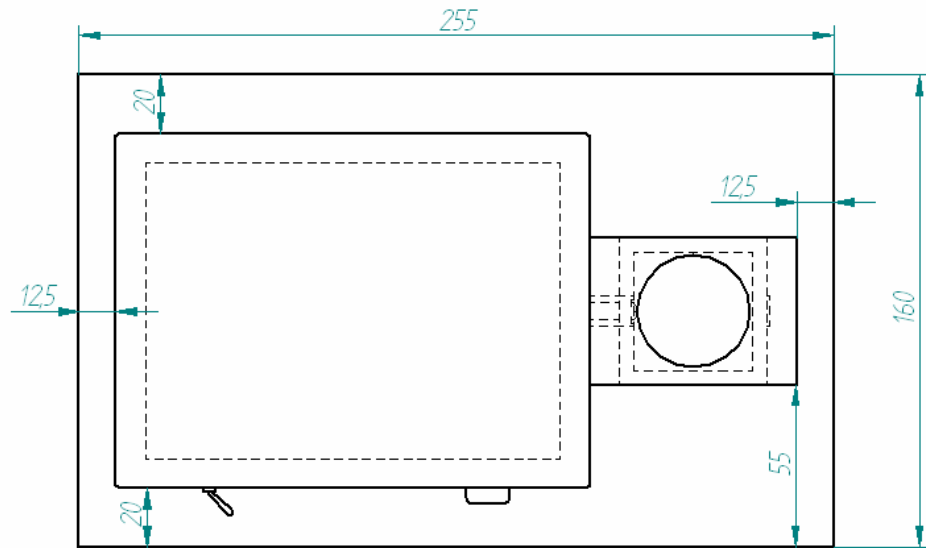
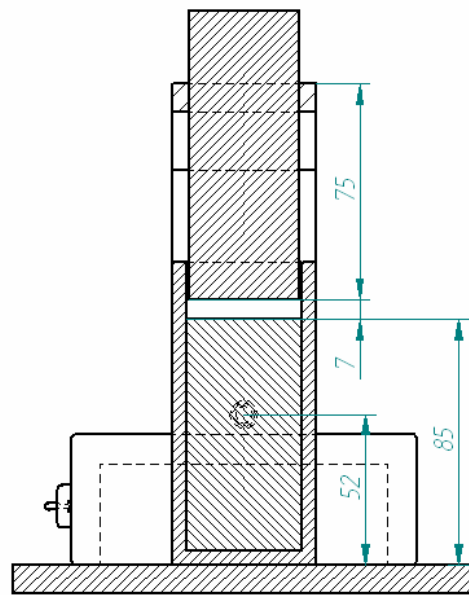


Figura G3. Vista superior del prototipo.



CORTE A-A

Figura G4. Vista lateral derecha. Se muestra el nivel de aceite y la altura del sensor

## Anexo H. Despiece

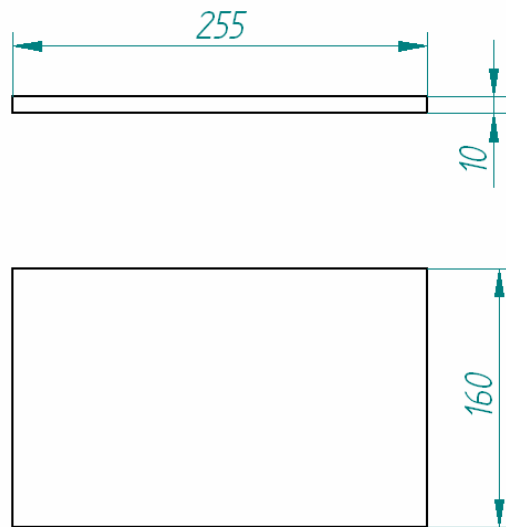


Figura H1. Base

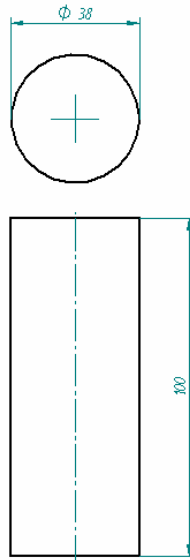


Figura H2. Bobina

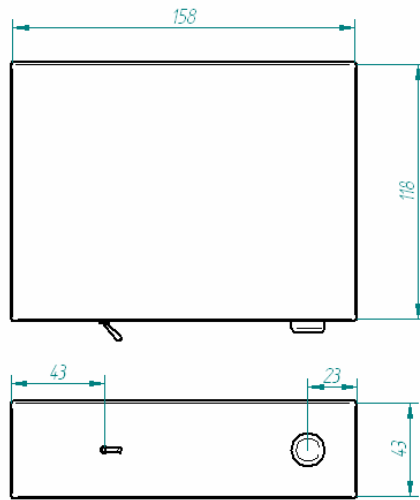


Figura H3. Controles

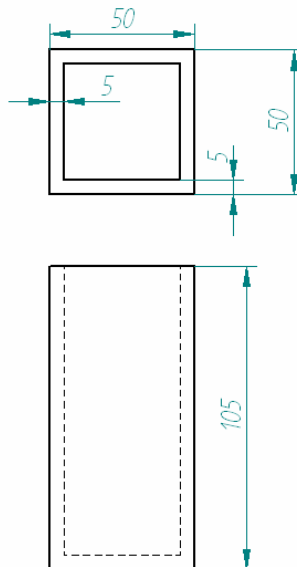


Figura H4. Cubeta de vidro

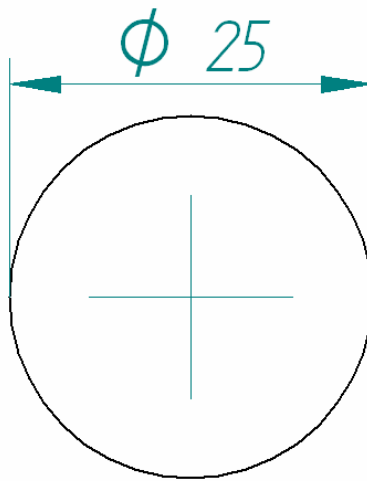


Figura H5. Esfera

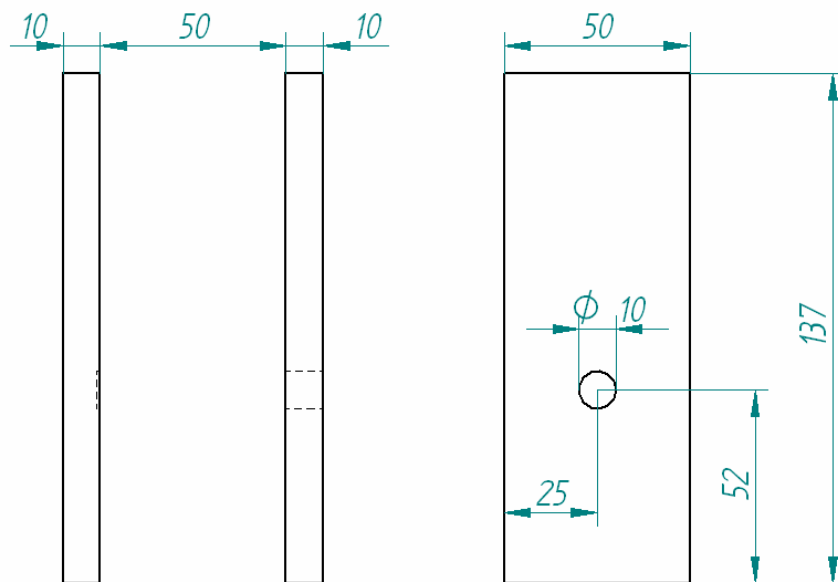


Figura H6. Placas laterales

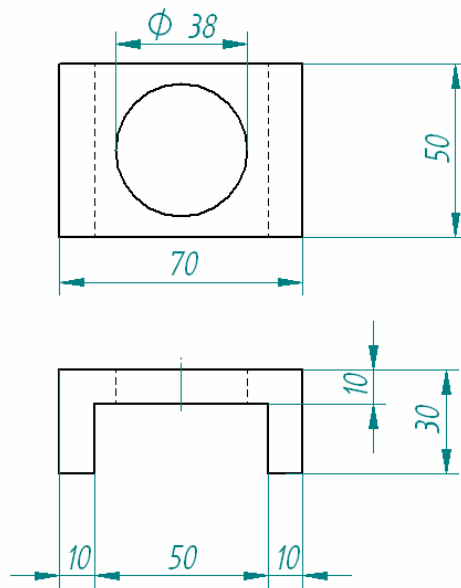
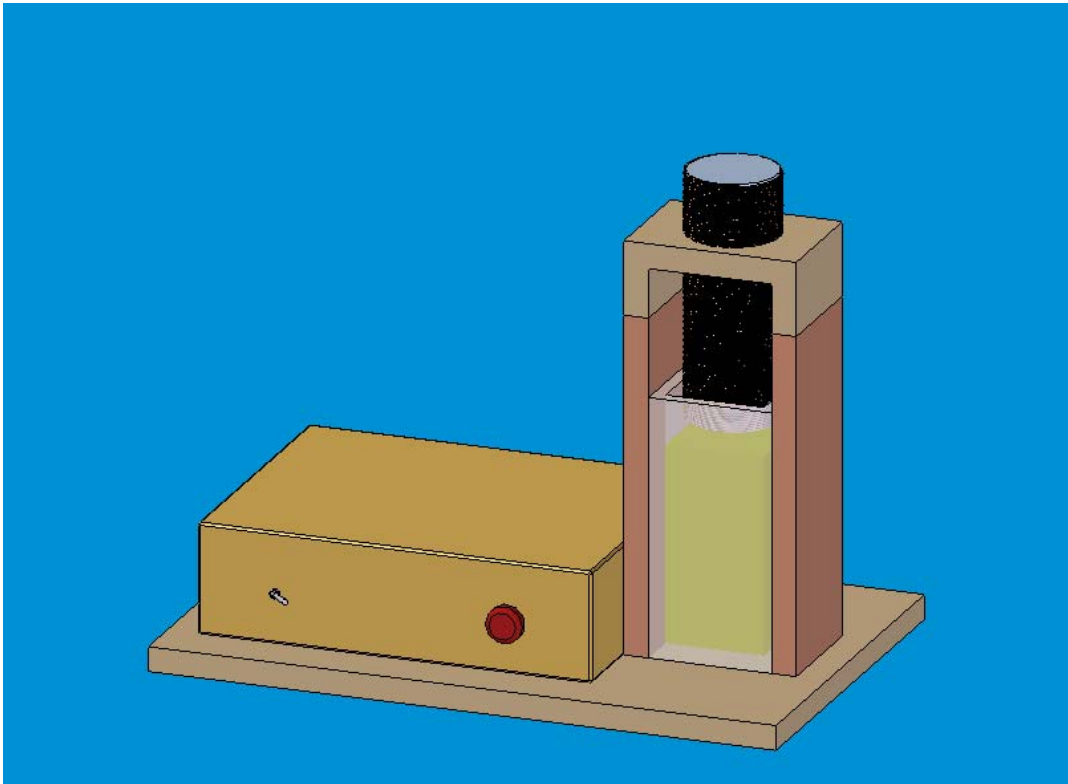
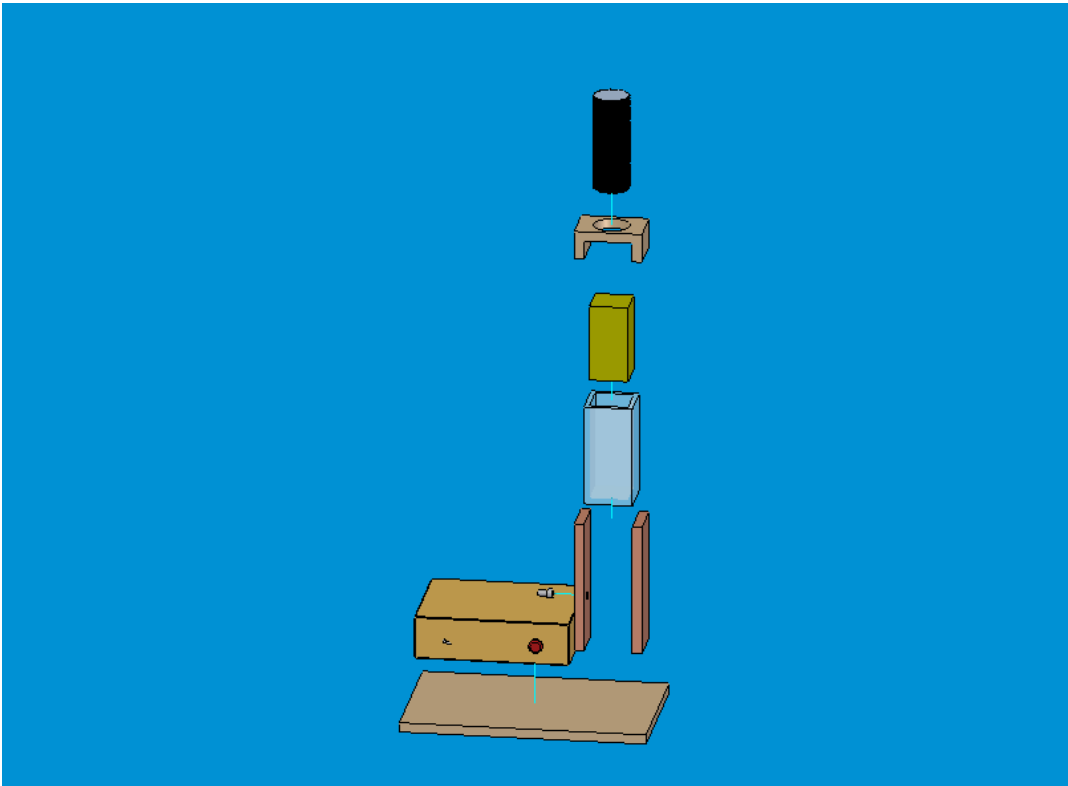


Figura H7. Tapa superior

Anexo I. Ensemble

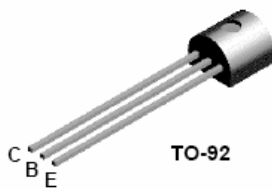


## Anexo J. Hojas de Datos

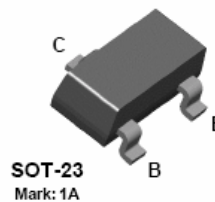
### Anexo J1. Hoja de datos del 2N3904



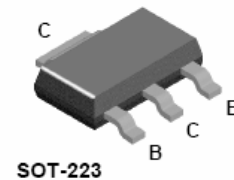
#### 2N3904



#### MMBT3904



#### PZT3904



### NPN General Purpose Amplifier

This device is designed as a general purpose amplifier and switch. The useful dynamic range extends to 100 mA as a switch and to 100 MHz as an amplifier.

#### Absolute Maximum Ratings\* $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CE0}$	Collector-Emitter Voltage	40	V
$V_{CB0}$	Collector-Base Voltage	60	V
$V_{EB0}$	Emitter-Base Voltage	6.0	V
$I_C$	Collector Current - Continuous	200	mA
$T_J, T_{stg}$	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

\*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

#### NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

#### Thermal Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max			Units
		2N3904	*MMBT3904	**PZT3904	
$P_D$	Total Device Dissipation	625	350	1,000	mW
	Derate above $25^\circ\text{C}$	5.0	2.8	8.0	mW/ $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	$^\circ\text{C/W}$

\*Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

\*\*Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm<sup>2</sup>.

## NPN General Purpose Amplifier

(continued)

### Electrical Characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-------

#### OFF CHARACTERISTICS

$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 1.0\text{ mA}, I_B = 0$	40		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10\text{ }\mu\text{A}, I_E = 0$	60		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10\text{ }\mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
$I_{BL}$	Base Cutoff Current	$V_{CE} = 30\text{ V}, V_{EB} = 3\text{ V}$		50	nA
$I_{CEX}$	Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 30\text{ V}, V_{EB} = 3\text{ V}$		50	nA

#### ON CHARACTERISTICS\*

$h_{FE}$	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}$ $I_C = 1.0\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}$ $I_C = 50\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}$ $I_C = 100\text{ mA}, V_{CE} = 1.0\text{ V}$	40 70 100 60 30	300	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10\text{ mA}, I_B = 1.0\text{ mA}$ $I_C = 50\text{ mA}, I_B = 5.0\text{ mA}$		0.2 0.3	V V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10\text{ mA}, I_B = 1.0\text{ mA}$ $I_C = 50\text{ mA}, I_B = 5.0\text{ mA}$	0.65	0.85 0.95	V V

#### SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10\text{ mA}, V_{CE} = 20\text{ V},$ $f = 100\text{ MHz}$	300		MHz
$C_{obo}$	Output Capacitance	$V_{CB} = 5.0\text{ V}, I_E = 0,$ $f = 1.0\text{ MHz}$		4.0	pF
$C_{ibo}$	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5\text{ V}, I_C = 0,$ $f = 1.0\text{ MHz}$		8.0	pF
NF	Noise Figure	$I_C = 100\text{ }\mu\text{A}, V_{CE} = 5.0\text{ V},$ $R_S = 1.0\text{ k}\Omega, f = 10\text{ Hz to }15.7\text{ kHz}$		5.0	dB

#### SWITCHING CHARACTERISTICS

$t_d$	Delay Time	$V_{CC} = 3.0\text{ V}, V_{BE} = 0.5\text{ V},$		35	ns
$t_r$	Rise Time	$I_C = 10\text{ mA}, I_{B1} = 1.0\text{ mA}$		35	ns
$t_s$	Storage Time	$V_{CC} = 3.0\text{ V}, I_C = 10\text{ mA}$		200	ns
$t_f$	Fall Time	$I_{B1} = I_{B2} = 1.0\text{ mA}$		50	ns

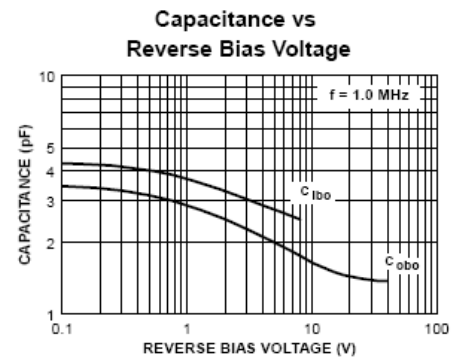
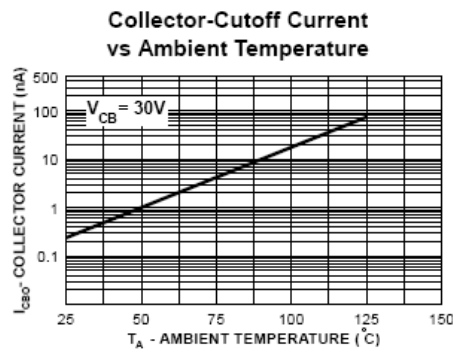
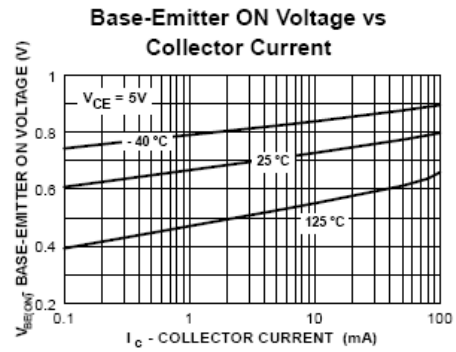
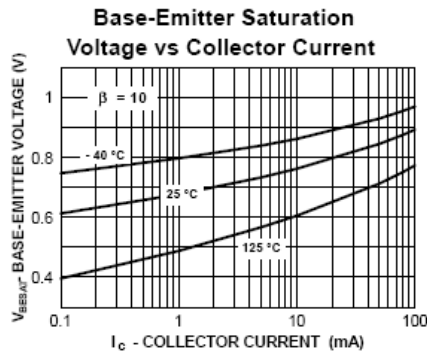
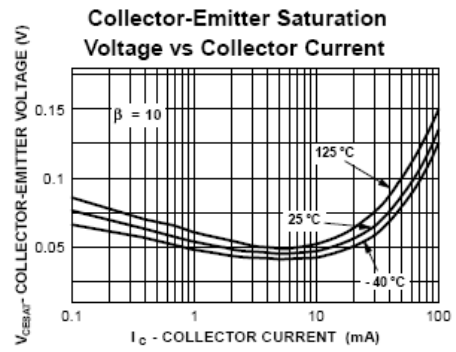
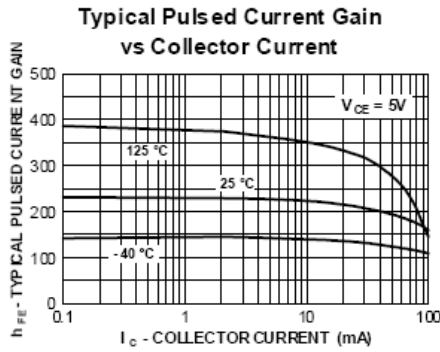
\* Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$

### Spice Model

NPN (Is=6.734f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=416.4 Ne=1.259 Ise=6.734 Ikf=66.78m Xtb=1.5 Br=.7371 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=1 Cjc=3.638p Mjc=.3085 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=4.493p Mje=.2593 Vje=.75 Tr=239.5n Tf=301.2p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=2 Rb=10)

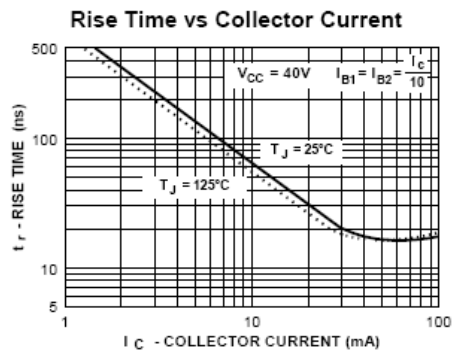
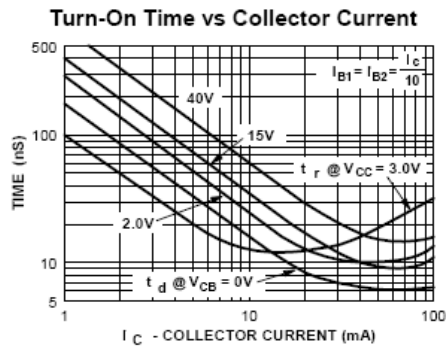
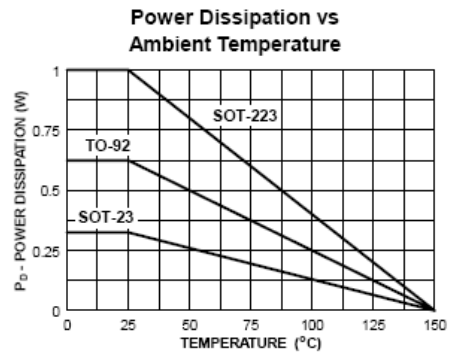
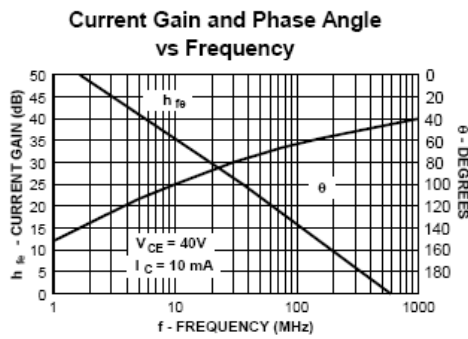
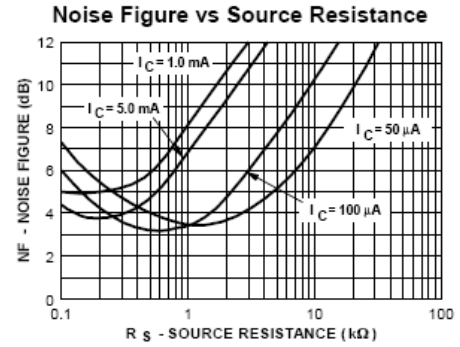
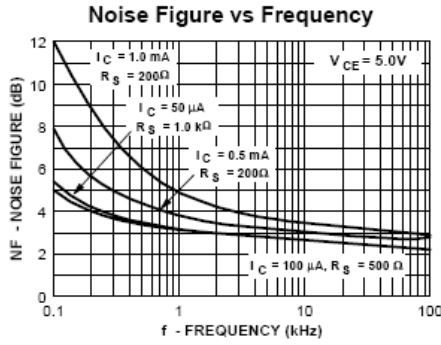
**NPN General Purpose Amplifier**  
(continued)

**Typical Characteristics**



**NPN General Purpose Amplifier**  
(continued)

**Typical Characteristics** (continued)



Test Circuits

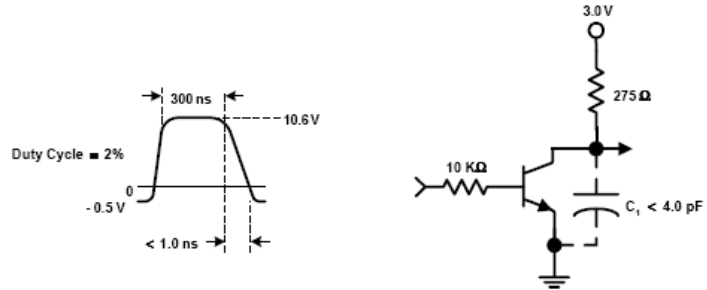


FIGURE 1: Delay and Rise Time Equivalent Test Circuit

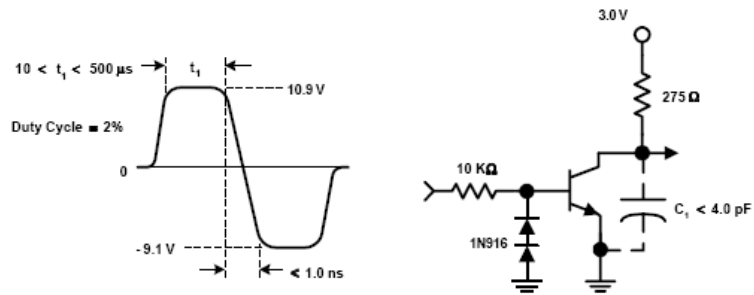


FIGURE 2: Storage and Fall Time Equivalent Test Circuit



**2N3906**

**SMALL SIGNAL PNP TRANSISTOR**

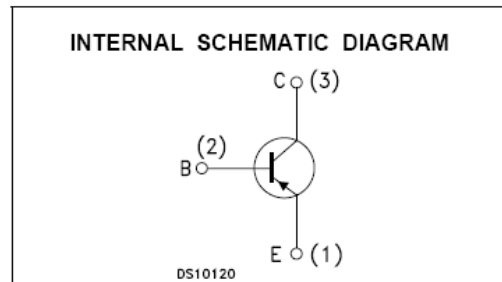
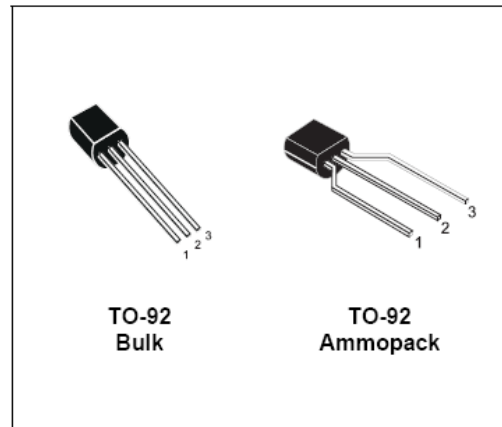
PRELIMINARY DATA

Ordering Code	Marking	Package / Shipment
2N3906	2N3906	TO-92 / Bulk
2N3906-AP	2N3906	TO-92 / Ammo pack

- SILICON EPITAXIAL PLANAR PNP TRANSISTOR
- TO-92 PACKAGE SUITABLE FOR THROUGH-HOLE PCB ASSEMBLY
- THE PNP COMPLEMENTARY TYPE IS 2N3904

**APPLICATIONS**

- WELL SUITABLE FOR TV AND HOME APPLIANCE EQUIPMENT
- SMALL LOAD SWITCH TRANSISTOR WITH HIGH GAIN AND LOW SATURATION VOLTAGE



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage ( $I_E = 0$ )	-60	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage ( $I_B = 0$ )	-40	V
$V_{EB0}$	Emitter-Base Voltage ( $I_C = 0$ )	-6	V
$I_C$	Collector Current	-200	mA
$P_{tot}$	Total Dissipation at $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	625	mW
$T_{stg}$	Storage Temperature	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
$T_j$	Max. Operating Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$

## THERMAL DATA

$R_{thj-amb}$ •	Thermal Resistance Junction-Ambient	Max	200	°C/W
$R_{thj-Case}$ •	Thermal Resistance Junction-Case	Max	83.3	°C/W

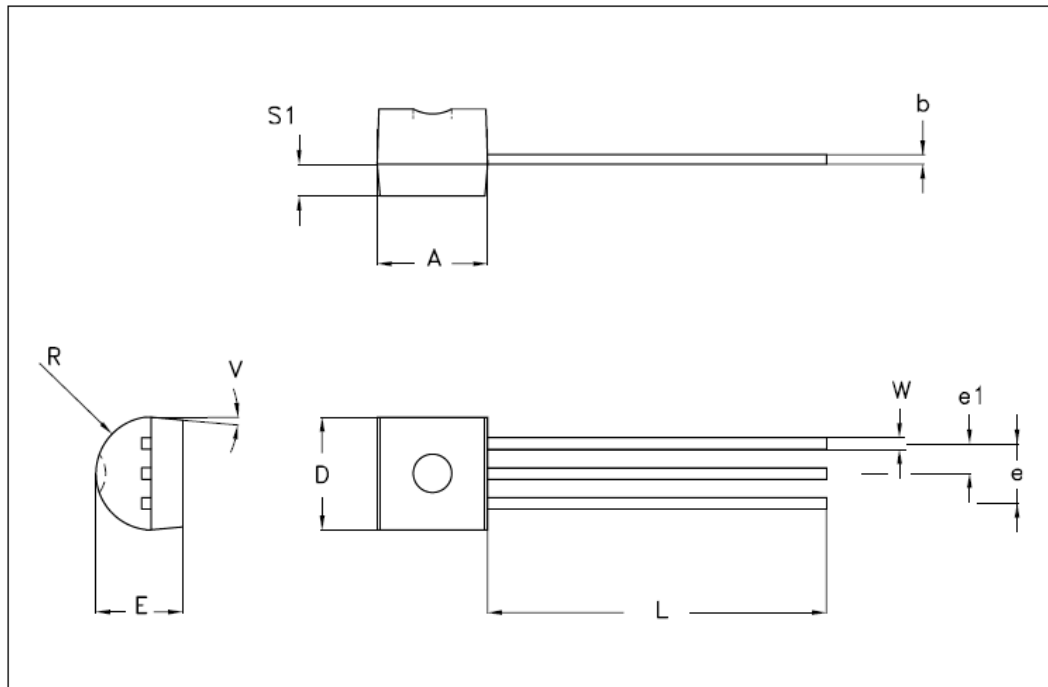
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$  unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{CEX}$	Collector Cut-off Current ( $V_{BE} = 3\text{ V}$ )	$V_{CE} = -30\text{ V}$			-50	nA
$I_{BEX}$	Base Cut-off Current ( $V_{BE} = 3\text{ V}$ )	$V_{CE} = -30\text{ V}$			-50	nA
$V_{(BR)CEO}^*$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_B = 0$ )	$I_C = -1\text{ mA}$	-40			V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 0$ )	$I_C = -10\text{ }\mu\text{A}$	-60			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 0$ )	$I_E = -10\text{ }\mu\text{A}$	-6			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10\text{ mA}$ $I_B = -1\text{ mA}$ $I_C = -50\text{ mA}$ $I_B = -5\text{ mA}$			-0.25 -0.4	V V
$V_{BE(sat)}^*$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10\text{ mA}$ $I_B = -1\text{ mA}$ $I_C = -50\text{ mA}$ $I_B = -5\text{ mA}$	-0.65		-0.85 -0.95	V V
$h_{FE}^*$	DC Current Gain	$I_C = -0.1\text{ mA}$ $V_{CE} = -1\text{ V}$ $I_C = -1\text{ mA}$ $V_{CE} = -1\text{ V}$ $I_C = -10\text{ mA}$ $V_{CE} = -1\text{ V}$ $I_C = -50\text{ mA}$ $V_{CE} = -1\text{ V}$ $I_C = -100\text{ mA}$ $V_{CE} = -1\text{ V}$	60 80 100 60 30		300	
$f_T$	Transition Frequency	$I_C = -10\text{ mA}$ $V_{CE} = -20\text{ V}$ $f = 100\text{ MHz}$	250			MHz
NF	Noise Figure	$V_{CE} = -5\text{ V}$ $I_C = -0.1\text{ mA}$ $f = 10\text{ Hz}$ to $15.7\text{ KHz}$ $R_G = 1\text{ K}\Omega$		4		dB
$C_{CBO}$	Collector-Base Capacitance	$I_E = 0$ $V_{CB} = -5\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$		6		pF
$C_{EBO}$	Emitter-Base Capacitance	$I_C = 0$ $V_{EB} = -0.5\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$		25		pF
$t_d$	Delay Time	$I_C = -10\text{ mA}$ $I_B = -1\text{ mA}$ $V_{CC} = -3\text{ V}$			35	ns
$t_r$	Rise Time				35	ns
$t_s$	Storage Time	$I_C = -10\text{ mA}$ $I_{B1} = -I_{B2} = -1\text{ mA}$ $V_{CC} = -3\text{ V}$			225	ns
$t_f$	Fall Time				72	ns

\* Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2\%$

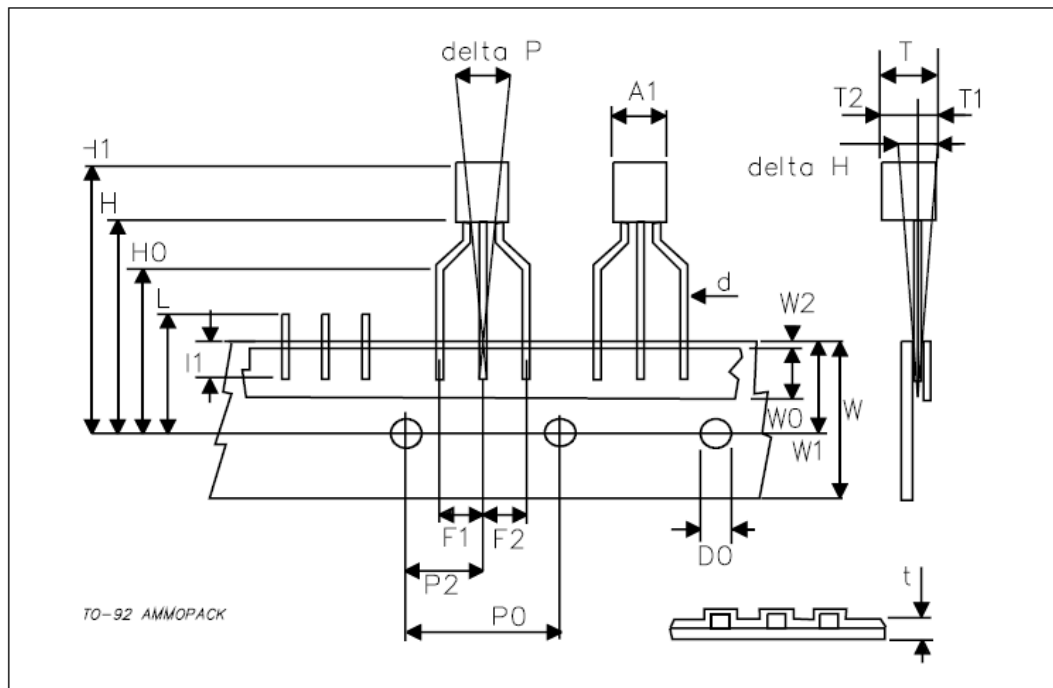
## TO-92 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.32		4.95	0.170		0.195
b	0.36		0.51	0.014		0.020
D	4.45		4.95	0.175		0.194
E	3.30		3.94	0.130		0.155
e	2.41		2.67	0.095		0.105
e1	1.14		1.40	0.045		0.055
L	12.70		15.49	0.500		0.609
R	2.16		2.41	0.085		0.094
S1	1.14		1.52	0.045		0.059
W	0.41		0.56	0.016		0.022
V	4 degree		6 degree	4 degree		6 degree



## TO-92 AMMOPACK SHIPMENT (Suffix "-AP") MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A1			4.80			0.189
T			3.80			0.150
T1			1.60			0.063
T2			2.30			0.091
d			0.48			0.019
P0	12.50	12.70	12.90	0.492	0.500	0.508
P2	5.65	6.35	7.05	0.222	0.250	0.278
F1,F2	2.44	2.54	2.94	0.096	0.100	0.116
delta H	-2.00		2.00	-0.079		0.079
W	17.50	18.00	19.00	0.689	0.709	0.748
W0	5.70	6.00	6.30	0.224	0.236	0.248
W1	8.50	9.00	9.25	0.335	0.354	0.364
W2			0.50			0.020
H	18.50		20.50	0.728		0.807
H0	15.50	16.00	16.50	0.610	0.630	0.650
H1			25.00			0.984
D0	3.80	4.00	4.20	0.150	0.157	0.165
t			0.90			0.035
L			11.00			0.433
I1	3.00			0.118		
delta P	-1.00		1.00	-0.039		0.039





## LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

### General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15V$  power supplies.

The LM358 and LM2904 are available in a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology.

### Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

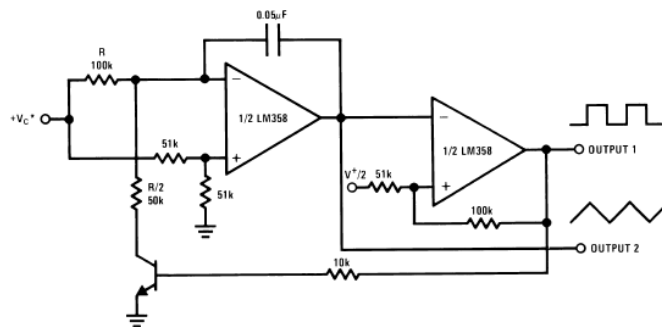
### Advantages

- Two internally compensated op amps
- Eliminates need for dual supplies
- Allows direct sensing near GND and  $V_{OUT}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

### Features

- Available in 8-Bump micro SMD chip sized package, (See AN-1112)
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
  - Single supply: 3V to 32V
  - or dual supplies:  $\pm 1.5V$  to  $\pm 16V$
- Very low supply current drain (500  $\mu A$ )—essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage: 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing

### Voltage Controlled Oscillator (VCO)



00778723

## Absolute Maximum Ratings (Note 9)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/

Distributors for availability and specifications.

	LM158/LM258/LM358	LM2904
	LM158A/LM258A/LM358A	
Supply Voltage, V <sup>+</sup>	32V	26V
Differential Input Voltage	32V	26V
Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	830 mW	830 mW
Metal Can	550 mW	
Small Outline Package (M)	530 mW	530 mW
micro SMD	435mW	
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)		
V <sup>+</sup> ≤ 15V and T <sub>A</sub> = 25°C	Continuous	Continuous
Input Current (V <sub>IN</sub> < -0.3V) (Note 3)	50 mA	50 mA
Operating Temperature Range		
LM358	0°C to +70°C	-40°C to +85°C
LM258	-25°C to +85°C	
LM158	-55°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature, DIP (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Lead Temperature, Metal Can (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD Tolerance (Note 10)	250V	250V

## Electrical Characteristics

V<sup>+</sup> = +5.0V, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), T <sub>A</sub> = 25°C	1	2		2	3		2	5		mV
Input Bias Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> , T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>CM</sub> = 0V, (Note 6)	20	50		45	100		45	150		nA
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub> , V <sub>CM</sub> = 0V, T <sub>A</sub> = 25°C	2	10		5	30		3	30		nA
Input Common-Mode Voltage Range	V <sup>+</sup> = 30V, (Note 7) (LM2904, V <sup>+</sup> = 26V), T <sub>A</sub> = 25°C	0	V <sup>+</sup> -1.5		0	V <sup>+</sup> -1.5		0	V <sup>+</sup> -1.5		V
Supply Current	Over Full Temperature Range R <sub>L</sub> = ∞ on All Op Amps V <sup>+</sup> = 30V (LM2904 V <sup>+</sup> = 26V) V <sup>+</sup> = 5V	1	2		1	2		1	2		mA
		0.5	1.2		0.5	1.2		0.5	1.2		mA

## Electrical Characteristics

V<sup>+</sup> = +5.0V, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 5), T <sub>A</sub> = 25°C		2	7		2	7	mV
Input Bias Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> , T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>CM</sub> = 0V, (Note 6)		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub> , V <sub>CM</sub> = 0V, T <sub>A</sub> = 25°C		5	50		5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range	V <sup>+</sup> = 30V, (Note 7) (LM2904, V <sup>+</sup> = 26V), T <sub>A</sub> = 25°C	0		V <sup>+</sup> -1.5	0		V <sup>+</sup> -1.5	V
Supply Current	Over Full Temperature Range R <sub>L</sub> = ∞ on All Op Amps V <sup>+</sup> = 30V (LM2904 V <sup>+</sup> = 26V) V <sup>+</sup> = 5V		1 0.5	2 1.2		1 0.5	2 1.2	mA mA

## Electrical Characteristics

V<sup>+</sup> = +5.0V, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	V <sup>+</sup> = 15V, T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ, (For V <sub>O</sub> = 1V to 11V)	50	100		25	100		50	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>CM</sub> = 0V to V <sup>+</sup> -1.5V	70	85		65	85		70	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	V <sup>+</sup> = 5V to 30V (LM2904, V <sup>+</sup> = 5V to 26V), T <sub>A</sub> = 25°C	65	100		65	100		65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling	f = 1 kHz to 20 kHz, T <sub>A</sub> = 25°C (Input Referred), (Note 8)		-120			-120			-120		dB
Output Current	Source V <sub>IN+</sub> = 1V, V <sub>IN-</sub> = 0V, V <sup>+</sup> = 15V, V <sub>O</sub> = 2V, T <sub>A</sub> = 25°C	20	40		20	40		20	40		mA
	Sink V <sub>IN-</sub> = 1V, V <sub>IN+</sub> = 0V V <sup>+</sup> = 15V, T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>O</sub> = 2V	10	20		10	20		10	20		mA
	V <sub>IN-</sub> = 1V, V <sub>IN+</sub> = 0V T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>O</sub> = 200 mV, V <sup>+</sup> = 15V	12	50		12	50		12	50		μA
Short Circuit to Ground	T <sub>A</sub> = 25°C, (Note 2), V <sup>+</sup> = 15V	40	60		40	60		40	60		mA
Input Offset Voltage	(Note 5)		4			5			7		mV
Input Offset Voltage Drift	R <sub>S</sub> = 0Ω		7	15		7	20		7		μV/°C
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub>		30			75			100		nA
Input Offset Current Drift	R <sub>S</sub> = 0Ω		10	200		10	300		10		pA/°C
Input Bias Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub>		40	100		40	200		40	300	nA
Input Common-Mode Voltage Range	V <sup>+</sup> = 30 V, (Note 7) (LM2904, V <sup>+</sup> = 26V)	0		V <sup>+</sup> -2	0		V <sup>+</sup> -2	0		V <sup>+</sup> -2	V

Electrical Characteristics (Continued)															
V <sup>+</sup> = +5.0V, (Note 4), unless otherwise stated															
Parameter		Conditions		LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units		
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
Large Signal Voltage Gain		V <sup>+</sup> = +15V (V <sub>O</sub> = 1V to 11V) R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ		25			15			25			V/mV		
Output Voltage Swing	V <sub>OH</sub>	V <sup>+</sup> = +30V (LM2904, V <sup>+</sup> = 26V)		R <sub>L</sub> = 2 kΩ		26		26		26		V			
	V <sub>OL</sub>	V <sup>+</sup> = 5V, R <sub>L</sub> = 10 kΩ		R <sub>L</sub> = 10 kΩ		27		28		27		28	V		
						5		20		5		20	mV		
Output Current	Source	V <sub>IN<sup>+</sup></sub> = +1V, V <sub>IN<sup>-</sup></sub> = 0V, V <sup>+</sup> = 15V, V <sub>O</sub> = 2V		10		20		10		20		10		20	mA
	Sink	V <sub>IN<sup>-</sup></sub> = +1V, V <sub>IN<sup>+</sup></sub> = 0V, V <sup>+</sup> = 15V, V <sub>O</sub> = 2V		10		15		5		8		5		8	

Electrical Characteristics																
V <sup>+</sup> = +5.0V, (Note 4), unless otherwise stated																
Parameter		Conditions		LM358			LM2904			Units						
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max							
Large Signal Voltage Gain		V <sup>+</sup> = 15V, T <sub>A</sub> = 25°C, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ, (For V <sub>O</sub> = 1V to 11V)		25			100			V/mV						
Common-Mode Rejection Ratio		T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>CM</sub> = 0V to V <sup>+</sup> -1.5V		65			85			50		70	dB			
Power Supply Rejection Ratio		V <sup>+</sup> = 5V to 30V (LM2904, V <sup>+</sup> = 5V to 26V), T <sub>A</sub> = 25°C		65			100			50		100		dB		
Amplifier-to-Amplifier Coupling		f = 1 kHz to 20 kHz, T <sub>A</sub> = 25°C (Input Referred), (Note 8)					-120					-120		dB		
Output Current	Source	V <sub>IN<sup>+</sup></sub> = 1V, V <sub>IN<sup>-</sup></sub> = 0V, V <sup>+</sup> = 15V, V <sub>O</sub> = 2V, T <sub>A</sub> = 25°C		20			40			20		40		mA		
	Sink	V <sub>IN<sup>-</sup></sub> = 1V, V <sub>IN<sup>+</sup></sub> = 0V V <sup>+</sup> = 15V, T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>O</sub> = 2V		10			20			10		20		mA		
		V <sub>IN<sup>-</sup></sub> = 1V, V <sub>IN<sup>+</sup></sub> = 0V T <sub>A</sub> = 25°C, V <sub>O</sub> = 200 mV, V <sup>+</sup> = 15V		12			50			12		50		μA		
Short Circuit to Ground		T <sub>A</sub> = 25°C, (Note 2), V <sup>+</sup> = 15V					40			60			40		60	mA
Input Offset Voltage		(Note 5)					9						10		mV	
Input Offset Voltage Drift		R <sub>S</sub> = 0Ω					7						7		μV/°C	
Input Offset Current		I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub>					150			45			200		nA	
Input Offset Current Drift		R <sub>S</sub> = 0Ω					10						10		pA/°C	
Input Bias Current		I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub>					40			500			40		500	nA
Input Common-Mode Voltage Range		V <sup>+</sup> = 30 V, (Note 7) (LM2904, V <sup>+</sup> = 26V)		0			V <sup>+</sup> -2			0			V <sup>+</sup> -2			V

## Electrical Characteristics (Continued)

$V^+ = +5.0V$ , (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15V$ ( $V_O = 1V$ to $11V$ ) $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	15			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_{OH}$ $V^+ = +30V$ (LM2904, $V^+ = 26V$ )	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	26		22			V
	$V_{OL}$ $V^+ = 5V, R_L = 10\text{ k}\Omega$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	27	28	23	24	V	
Output Current	Source $V_{IN}^+ = +1V, V_{IN}^- = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V$	10 20			10 20			mA
	Sink $V_{IN}^- = +1V, V_{IN}^+ = 0V,$ $V^+ = 15V, V_O = 2V$	5 8			5 8			mA

**Note 1:** For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a  $+125^\circ\text{C}$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $120^\circ\text{C/W}$  for MDIP,  $182^\circ\text{C/W}$  for Metal Can,  $189^\circ\text{C/W}$  for Small Outline package, and  $230^\circ\text{C/W}$  for micro SMD, which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a  $+150^\circ\text{C}$  maximum junction temperature. The dissipation is the total of both amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

**Note 2:** Short circuits from the output to  $V^+$  can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of  $V^+$ . At values of supply voltage in excess of +15V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

**Note 3:** This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the  $V^+$  voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than  $-0.3V$  (at  $25^\circ\text{C}$ ).

**Note 4:** These specifications are limited to  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  for the LM158/LM158A. With the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to  $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , the LM358/LM358A temperature specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ , and the LM2904 specifications are limited to  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ .

**Note 5:**  $V_O = 1.4V, R_S = 0\Omega$  with  $V^+$  from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to  $V^+ - 1.5V$ ) at  $25^\circ\text{C}$ . For LM2904,  $V^+$  from 5V to 26V.

**Note 6:** The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

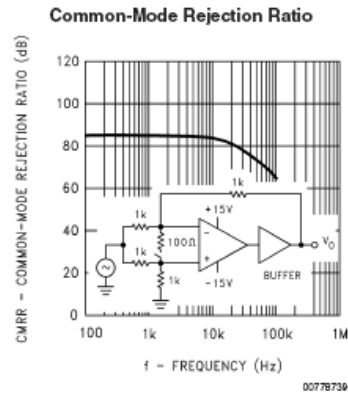
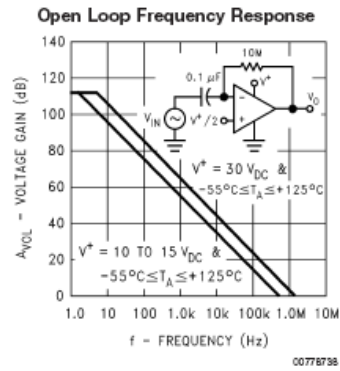
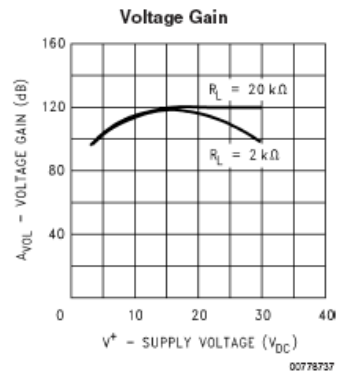
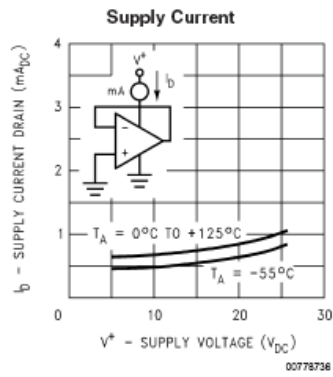
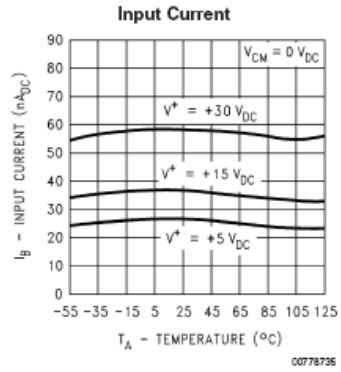
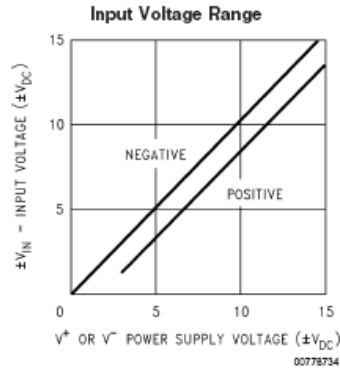
**Note 7:** The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than  $0.3V$  (at  $25^\circ\text{C}$ ). The upper end of the common-mode voltage range is  $V^+ - 1.5V$  (at  $25^\circ\text{C}$ ), but either or both inputs can go to  $+32V$  without damage ( $+26V$  for LM2904), independent of the magnitude of  $V^+$ .

**Note 8:** Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

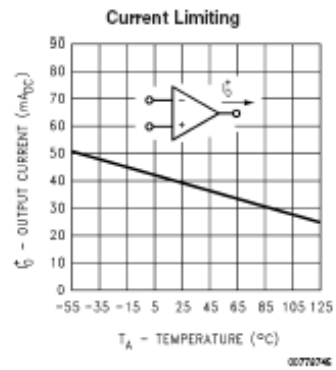
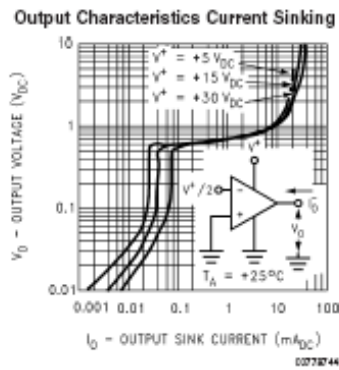
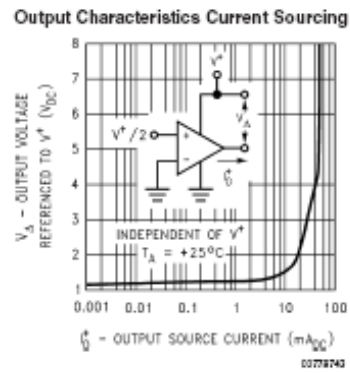
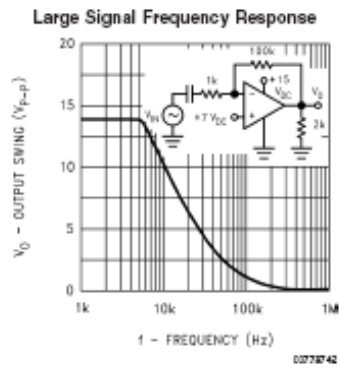
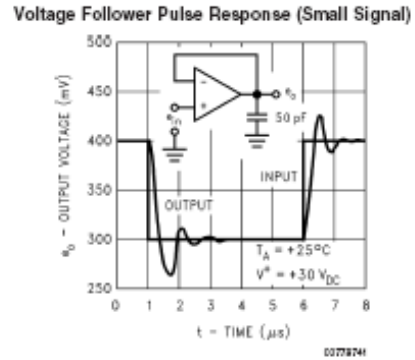
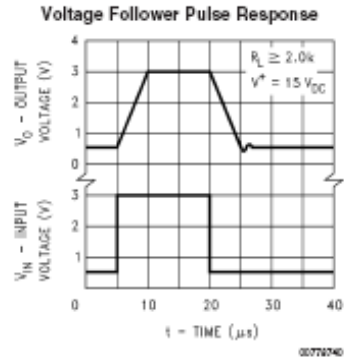
**Note 9:** Refer to RETS158AX for LM158A military specifications and to RETS158X for LM158 military specifications.

**Note 10:** Human body model,  $1.5\text{ k}\Omega$  in series with  $100\text{ pF}$ .

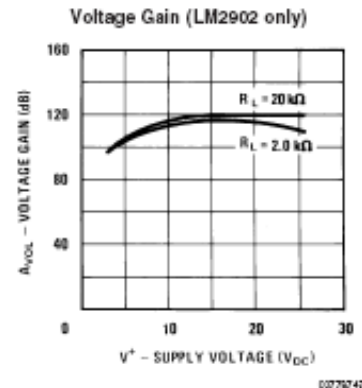
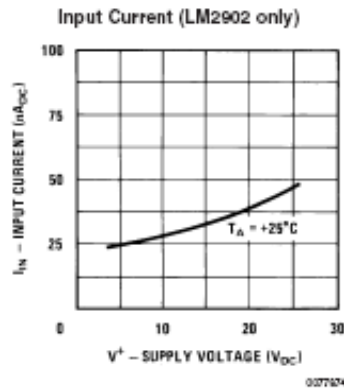
## Typical Performance Characteristics



## Typical Performance Characteristics (Continued)



## Typical Performance Characteristics (Continued)



## Application Hints

The LM158 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V<sub>DC</sub>. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V<sub>DC</sub>.

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V<sup>+</sup> without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V<sub>DC</sub> (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

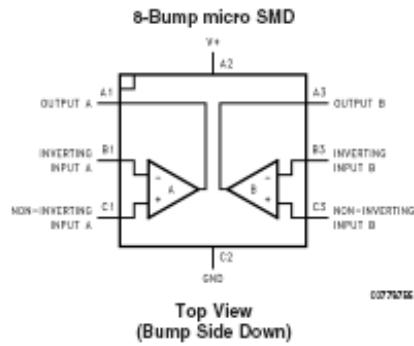
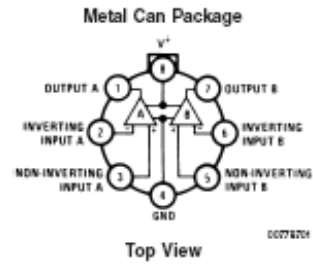
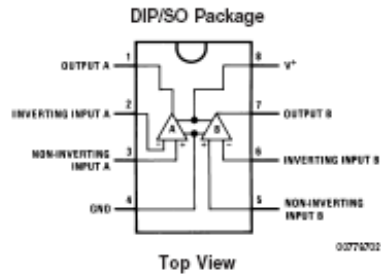
Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

The bias network of the LM158 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of 3 V<sub>DC</sub> to 30 V<sub>DC</sub>.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V<sup>+</sup>/2) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

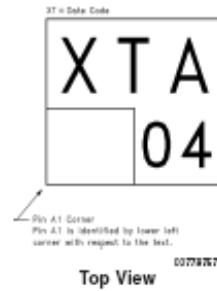
## Connection Diagrams



**LM358BP micro SMD Marking Orientation**



**LM2904BP micro SMD Marking Orientation**



**LM358TP micro SMD Marking Orientation**



**LM2904TP micro SMD Marking Orientation**



## Ordering Information

Package	Temperature Range				NSC Drawing
	-55°C to 125°C	-25°C to 85°C	0°C to 70°C	-40°C to 85°C	
SO-8			LM358AM LM358AMX LM358M LM358MX	LM2904M LM2904MX	M08A
8-Pin Molded DIP			LM358AN LM358N	LM2904N	N08E
8-Pin Ceramic DIP	LM158AJ/883(Note 11) LM158J/883(Note 11) LM158J LM158AJLQML(Note 12) LM158AJCMLV(Note 12)				J08A
TO-5, 8-Pin Metal Can	LM158AH/883(Note 11) LM158H/883(Note 11) LM158AH LM158H LM158AHLQML(Note 12) LM158AHLQMLV(Note 12)	LM258H	LM358H		H08C
8-Bump micro SMD			LM358BP LM358BPX	LM2904IBP LM2904IBPX	BPA08AAB 0.85 mm Thick
8-Bump micro SMD Lead Free			LM358TP LM358TPX	LM2904ITP LM2904ITPX	TPA08AAA 0.50 mm Thick
14-Pin Ceramic SOIC	LM158AWG/883				WG10A

Note 11: LM158 is available per SMD #5982-8771001

LM158A is available per SMD #5982-8771002

Note 12: See STD MI DWG 5962L87710 for Radiation Tolerant Devices



August 2000

# LM741 Operational Amplifier

## General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1499 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overvoltage protection on the input and

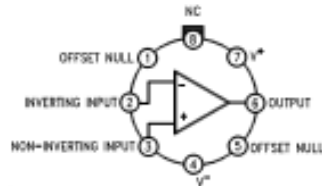
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

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

## Features

## Connection Diagrams

Metal Can Package

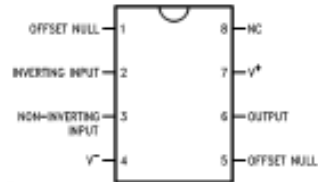


002618C

Note 1: LM741H is available per JM38510/10101

Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),  
LM741AH/883 or LM741CH  
See NS Package Number H08C

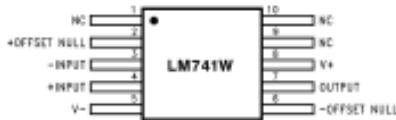
Dual-In-Line or S.O. Package



002618D

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

Ceramic Flatpak

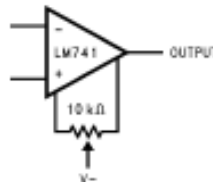


002618E

Order Number LM741W/883  
See NS Package Number W10A

## Typical Application

Offset Nulling Circuit



0026107

### Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

(Note 7)

	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 4)	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	150°C	100°C
Soldering Information			
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C
M-Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD Tolerance (Note 8)	400V	400V	400V

### Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_D \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_D \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	90		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	90		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	$\mu\text{A}$
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M $\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									M $\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)											
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_{DS} = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_{DS} = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_{DS} = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_{DS} = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV V/mV
	$V_{DS} = \pm 5\text{V}$ , $V_O = \pm 2\text{V}$	10									
Output Voltage Swing	$V_{DS} = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 16$ $\pm 15$									V V
	$V_{DS} = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25			25		mA mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_{DS} \leq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$				70	90		70	90		dB dB
	$R_{DS} \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95								
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_{DS} = \pm 20\text{V}$ to $V_{DS} = \pm 5\text{V}$ $R_{DS} \leq 50\Omega$	86	96								dB dB
	$R_{DS} \leq 10\text{ k}\Omega$				77	96		77	96		
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	Rise Time		0.25	0.8		0.3		0.3		$\mu\text{s}$
		Overshoot		6.0	20		5		5		%
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.3	0.7			0.5		0.5			V/ $\mu\text{s}$
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8	1.7	2.8		mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{DS} = \pm 20\text{V}$ $V_{DS} = \pm 15\text{V}$		80	150							mW mW
	LM741A $V_{DS} = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
LM741	$V_{DS} = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

## Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Note 3: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and  $T_J$  max. (listed under "Absolute Maximum Ratings").  $T_J = T_A + (\theta_{JA} P_D)$ .

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

Note 4: For supply voltages less than  $\pm 15V$ , the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

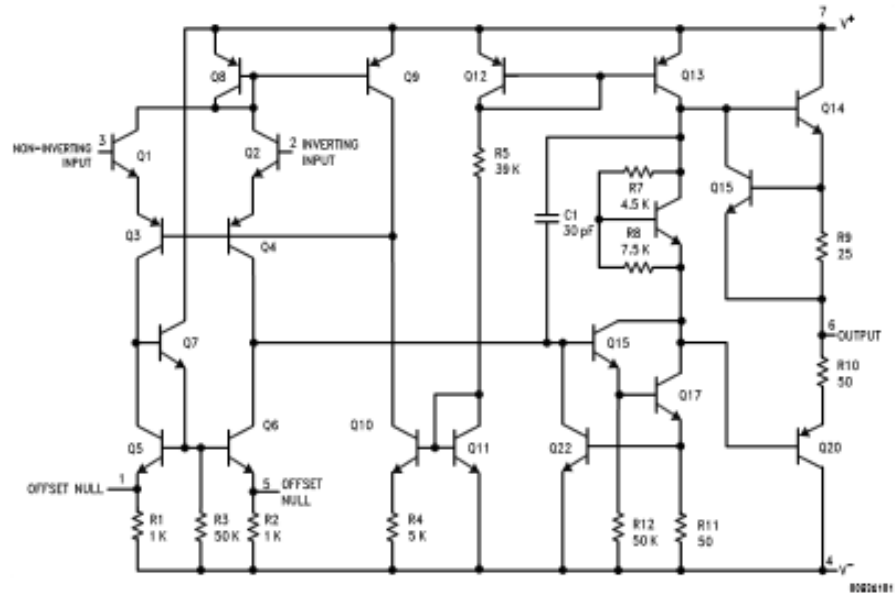
Note 5: Unless otherwise specified, these specifications apply for  $V_D = \pm 15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$  (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ .

Note 6: Calculated value from:  $BW$  (MHz) =  $0.35/\text{Rise Time}(\mu s)$ .

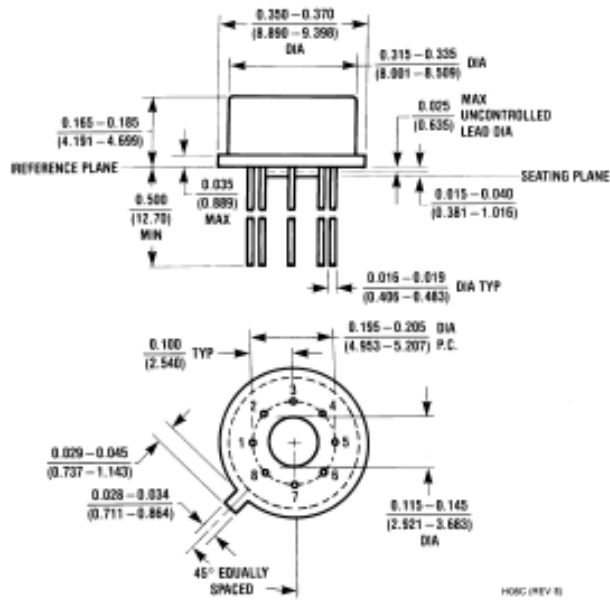
Note 7: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 8: Human body model, 1.5 k $\Omega$  in series with 100 pF.

## Schematic Diagram



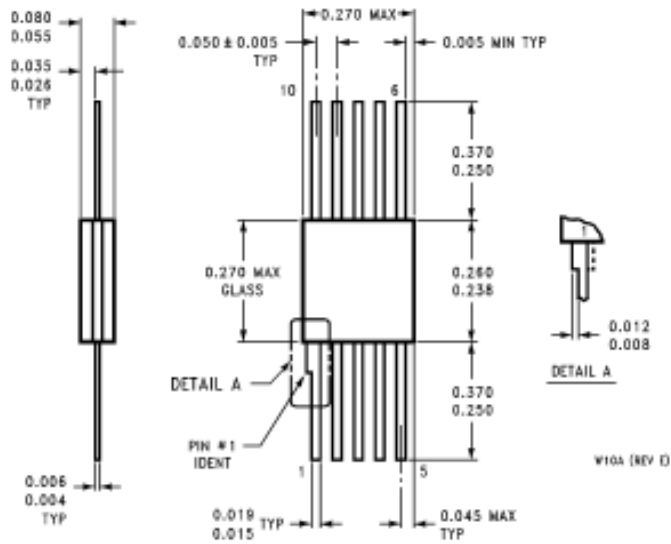
**Physical Dimensions** Inches (millimeters)  
 unless otherwise noted



Metal Can Package (H)  
 Order Number LM741H, LM741H/883, LM741AH/883, LM741AH-MIL or LM741CH  
 NS Package Number H08C



**Physical Dimensions** Inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



10-Lead Ceramic Flatpak (W)  
Order Number LM741W/883, LM741WG-MPR or LM741WG/883  
NS Package Number W10A

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.  
For the most current product information visit us at [www.national.com](http://www.national.com).

**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

**BANNED SUBSTANCE COMPLIANCE**

National Semiconductor certifies that the products and packing materials meet the provisions of the Customer Products Stewardship Specification (CSP-9-111C2) and the Banned Substances and Materials of Interest Specification (CSP-9-111S2) and contain no "Banned Substances" as defined in CSP-9-111S2.

 National Semiconductor  
Americas Customer  
Support Center  
Email: [nsc.feedback@nsc.com](mailto:nsc.feedback@nsc.com)  
Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor  
Europe Customer Support Center  
Fax: +49 (0) 180-530 85 85  
Email: [europe.support@nsc.com](mailto:europe.support@nsc.com)  
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9505 6208  
English Tel: +44 (0) 20 24 0 2171  
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor  
Asia Pacific Customer  
Support Center  
Email: [ap.support@nsc.com](mailto:ap.support@nsc.com)

National Semiconductor  
Japan Customer Support Center  
Fax: 81-3-5639-7507  
Email: [jp.feedback@nsc.com](mailto:jp.feedback@nsc.com)  
Tel: 81-3-5639-7590

[www.national.com](http://www.national.com)

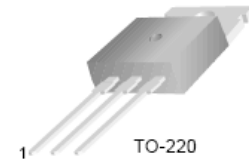
## Anexo J5. Hoja de datos del TIP41C



### TIP41 Series(TIP41/41A/41B/41C)

#### Medium Power Linear Switching Applications

- Complement to TIP42/42A/42B/42C



TO-220  
1.Base 2.Collector 3.Emitter

#### NPN Epitaxial Silicon Transistor

#### Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CE0}$	Collector-Emitter Voltage: TIP41	40	V
	: TIP41A	60	V
	: TIP41B	80	V
	: TIP41C	100	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage: TIP41	40	V
	: TIP41A	60	V
	: TIP41B	80	V
	: TIP41C	100	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	6	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	10	A
$I_B$	Base Current	2	A
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	65	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	2	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

#### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CE0(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$	40		V
	: TIP41				
	: TIP41A				
	: TIP41B				
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$		0.7	mA
		$V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$		0.7	mA
$I_{CES}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$		400	$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB} = 0$		400	$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = 80\text{V}, V_{EB} = 0$		400	$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = 100\text{V}, V_{EB} = 0$		400	$\mu\text{A}$
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$		1	mA
$h_{FE}$	* DC Current Gain	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 0.3\text{A}$	30		
		$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$	15	75	
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 6\text{A}, I_B = 600\text{mA}$		1.5	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 6\text{A}$		2.0	V
$f_T$	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = 10\text{V}, I_C = 500\text{mA}$	3.0		MHz

\* Pulse Test:  $PW \leq 300\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$

# Typical Characteristics

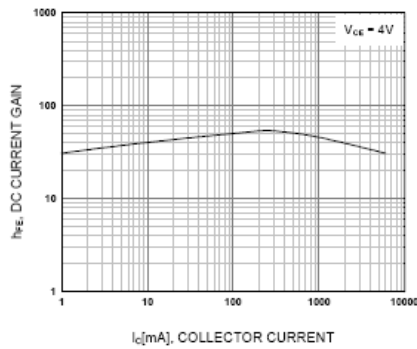


Figure 1. DC current Gain

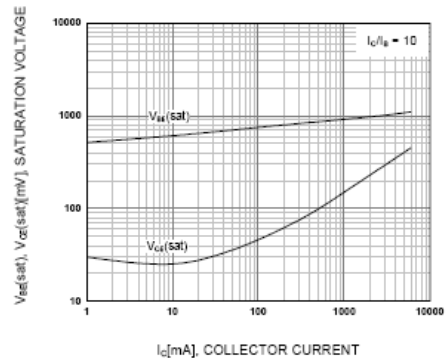


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

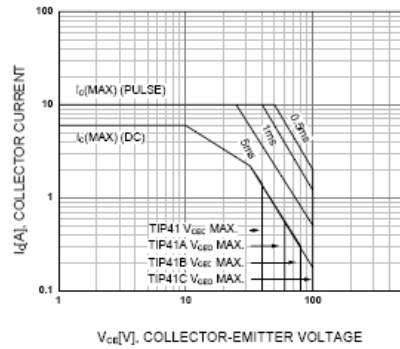


Figure 3. Safe Operating Area

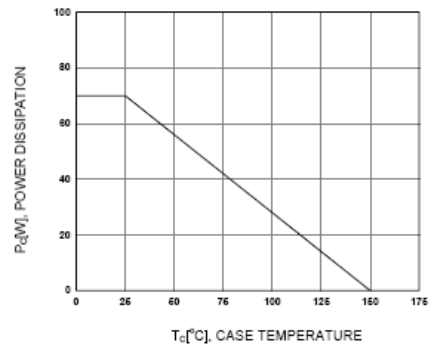
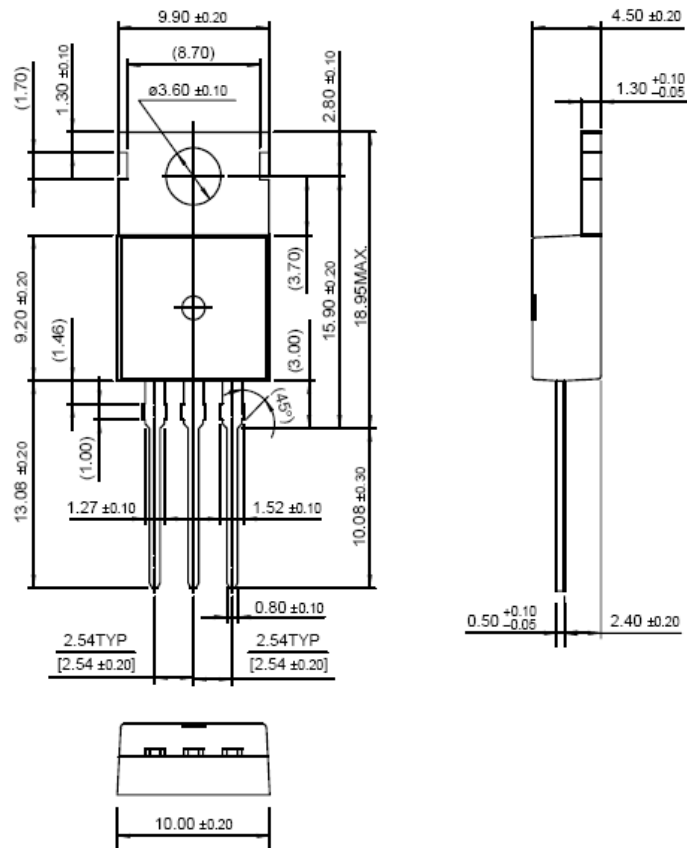


Figure 4. Power Derating

# Package Dimensions

## TO-220



Dimensions in Millimeters

## TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	HiSeC™	SuperSOT™-8
Bottomless™	ISOPLANAR™	SyncFET™
CoolFET™	MICROWIRE™	TinyLogic™
CROSSVOLT™	POP™	UHC™
E <sup>2</sup> CMOS™	PowerTrench®	VCX™
FACT™	QFET™	
FACT Quiet Series™	QS™	
FAST®	Quiet Series™	
FASTr™	SuperSOT™-3	
GTO™	SuperSOT™-6	

## DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

## LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

## PRODUCT STATUS DEFINITIONS

### Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

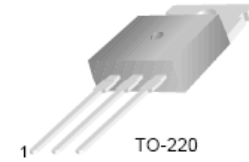
## Anexo J6. Hoja de datos del TIP42C

**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR™

### TIP42 SERIES(TIP42/42A/42B/42C)

#### Medium Power Linear Switching Applications

- Complement to TIP41/41A/41B/41C



TO-220  
1.Base 2.Collector 3.Emitter

#### PNP Epitaxial Silicon Transistor

##### Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage : TIP42	- 40	V
	: TIP42A	- 60	V
	: TIP42B	- 80	V
	: TIP42C	- 100	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage : TIP42	- 40	V
	: TIP42A	- 60	V
	: TIP42B	- 80	V
	: TIP42C	- 100	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	- 5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	- 6	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	-10	A
$I_B$	Base Current	-2	A
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	65	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	2	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

##### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = -30\text{mA}, I_B = 0$	-40	-60	V
	: TIP42				
	: TIP42A				
	: TIP42B				
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = -30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = -60\text{V}, I_B = 0$		-0.7	mA
	: TIP42/42A : TIP42B/42C			-0.7	mA
$I_{CES}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = -40\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -60\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -80\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -100\text{V}, V_{EB} = 0$		-400	$\mu\text{A}$
	: TIP42			-400	$\mu\text{A}$
	: TIP42A			-400	$\mu\text{A}$
	: TIP42B : TIP42C			-400	$\mu\text{A}$
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = -5\text{V}, I_C = 0$		-1	mA
$h_{FE}$	* DC Current Gain	$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -0.3\text{A}$ $V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -3\text{A}$	30	75	
			15		
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -6\text{A}, I_B = -600\text{mA}$		-1.5	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -6\text{A}$		-2.0	V
$f_T$	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = -10\text{V}, I_C = -500\text{mA}$	3.0		MHz

\* Pulse Test: PW $\leq$ 300 $\mu\text{s}$ , Duty Cycles $\leq$ 2%

## Typical Characteristics

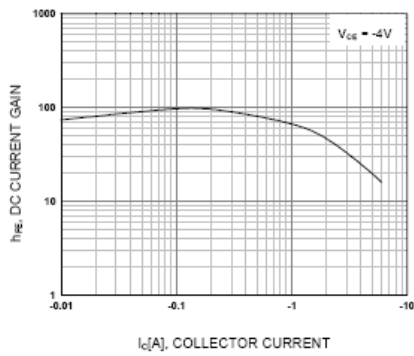


Figure 1. DC current Gain

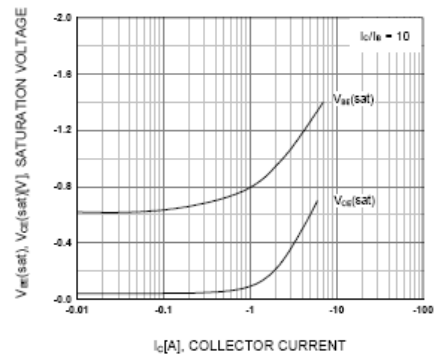


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

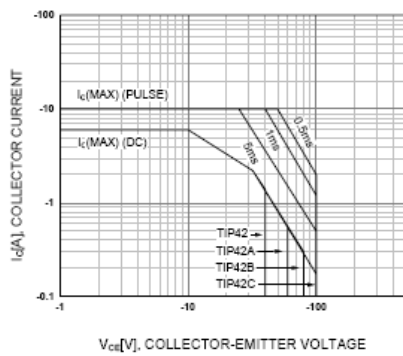


Figure 3. Safe Operating Area

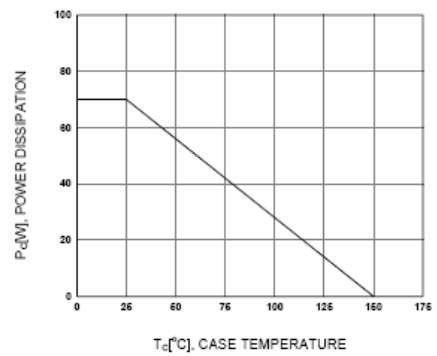
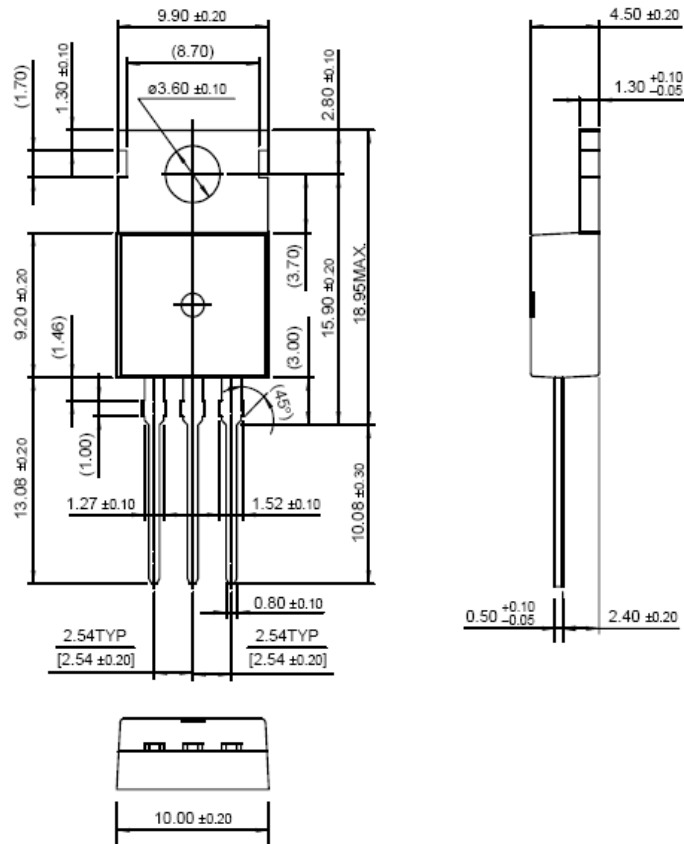


Figure 4. Power derating

# Package Dimensions

## TO-220



Dimensions in Millimeters

## TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE <sup>x</sup> ™	HiSeC™	SuperSOT™-8
Bottomless™	ISOPANAR™	SyncFET™
CoolFET™	MICROWIRE™	TinyLogic™
CROSSVOLT™	POP™	UHC™
E <sup>2</sup> CMOS™	PowerTrench®	VCX™
FACT™	QFET™	
FACT Quiet Series™	QS™	
FAST®	Quiet Series™	
FASTr™	SuperSOT™-3	
GTO™	SuperSOT™-6	

## DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

## LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

## PRODUCT STATUS DEFINITIONS

### Definition of Terms

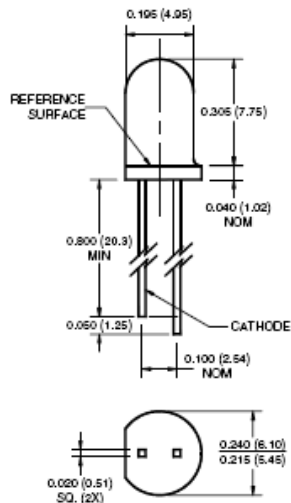
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.



# QED121/122/123

## PLASTIC INFRARED LIGHT EMITTING DIODE

### PACKAGE DIMENSIONS



**NOTES:**

1. Dimensions for all drawings are in inches (mm).
2. Tolerance of  $\pm .010 (.25)$  on all non-nominal dimensions unless otherwise specified.

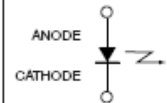
### FEATURES

- $\lambda = 880 \text{ nm}$
- Chip material = AlGaAs
- Package type: T-1 3/4 (5mm lens diameter)
- Matched Photosensor: QSD122/123/124
- Narrow Emission Angle,  $18^\circ$
- High Output Power
- Package material and color: Clear, peach tinted, plastic



1. Derate power dissipation linearly 2.67 mW/°C above 25°C.
2. RMA flux is recommended.
3. Methanol or isopropyl alcohols are recommended as cleaning agents.
4. Soldering iron 1/16" (1.6mm) minimum from housing.

### SCHEMATIC



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Operating Temperature	$T_{OPR}$	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{STG}$	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (Iron) <sup>(2,3,4)</sup>	$T_{SOL-I}$	240 for 5 sec	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (Flow) <sup>(2,3)</sup>	$T_{SOL-F}$	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Continuous Forward Current	$I_F$	100	mA
Reverse Voltage	$V_R$	5	V
Power Dissipation <sup>(1)</sup>	$P_D$	200	mW

### ELECTRICAL / OPTICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS
Peak Emission Wavelength	$I_F = 20 \text{ mA}$	$\lambda_{PE}$	—	880	—	nm
Emission Angle	$I_F = 100 \text{ mA}$	$\Theta$	—	$\pm 9$	—	Deg.
Forward Voltage	$I_F = 100 \text{ mA}, t_p = 20 \text{ ms}$	$V_F$	—	—	1.7	V
Reverse Current	$V_R = 5 \text{ V}$	$I_R$	—	—	10	$\mu\text{A}$
Radiant Intensity QED121	$I_F = 100 \text{ mA}, t_p = 20 \text{ ms}$	$I_E$	16	—	40	mW/sr
Radiant Intensity QED122	$I_F = 100 \text{ mA}, t_p = 20 \text{ ms}$	$I_E$	32	—	100	mW/sr
Radiant Intensity QED123	$I_F = 100 \text{ mA}, t_p = 20 \text{ ms}$	$I_E$	50	—	—	mW/sr
Rise Time	$I_F = 100 \text{ mA}$	$t_r$	—	800	—	ns
Fall Time	$I_F = 100 \text{ mA}$	$t_f$	—	800	—	ns

**TYPICAL PERFORMANCE CURVES**

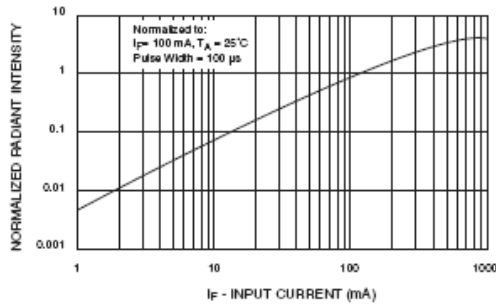


Fig. 1 Normalized Radiant Intensity vs. Input Current

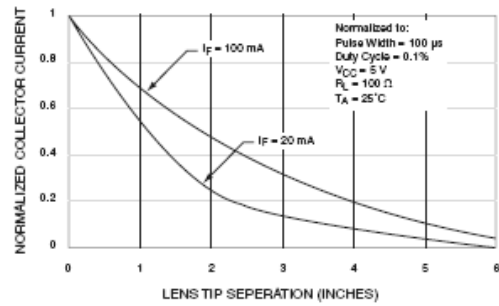


Fig. 2 Coupling Characteristics of QED12X and QSD12X

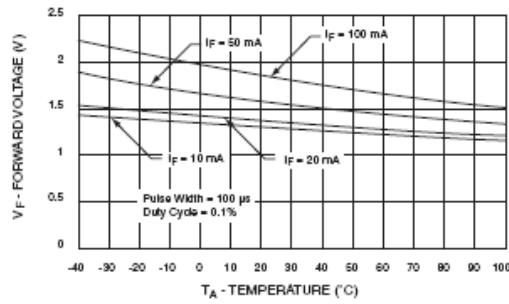


Fig. 3 Forward Voltage vs. Temperature

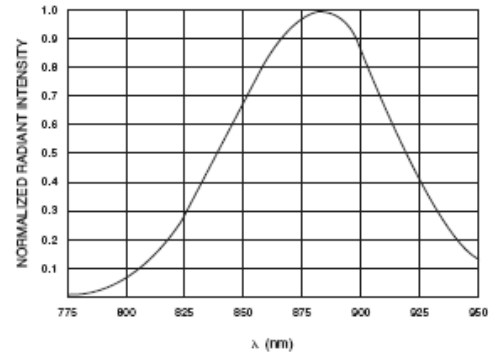


Fig. 4 Normalized Radiant Intensity vs. Wavelength

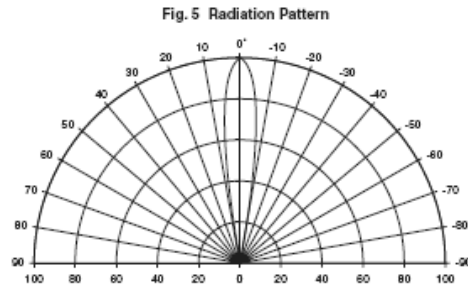


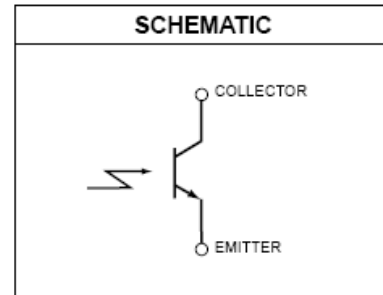
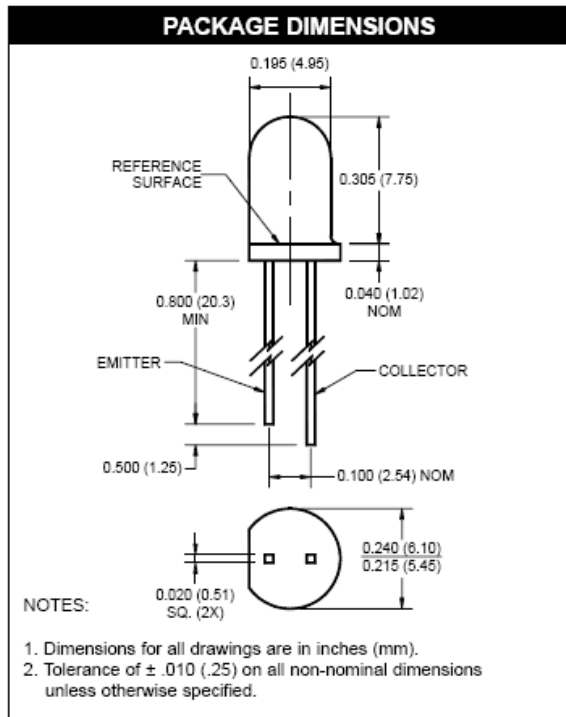
Fig. 5 Radiation Pattern

Anexo J8. Hoja de datos del receptor infrarrojo. QSD 122



PLASTIC SILICON INFRARED  
PHOTOTRANSISTOR

QSD122 QSD123 QSD124



**DESCRIPTION**

The QSD122/123/124 is a phototransistor encapsulated in an infrared transparent, black T-1 3/4 package.

**FEATURES**

- NPN Silicon Phototransistor
- Package Type: T-1 3/4
- Notched Emitter: QED12X/QED22X/QED23X
- Narrow Reception Angle: 24°C
- Daylight Filter
- Package Material and Color: Black Epoxy
- High Sensitivity

**QSD122 QSD123 QSD124**

<b>ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS</b> ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)			
Parameter	Symbol	Rating	Unit
Operating Temperature	$T_{OPR}$	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{STG}$	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (Iron) <sup>(2,3,4)</sup>	$T_{SOL-I}$	240 for 5 sec	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (Flow) <sup>(2,3)</sup>	$T_{SOL-F}$	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE}$	30	V
Emitter-Collector Voltage	$V_{EC}$	5	V
Power Dissipation <sup>(1)</sup>	$P_D$	100	mW

**NOTE:**

1. Derate power dissipation linearly 1.33 mW/ $^\circ\text{C}$  above 25 $^\circ\text{C}$ .
2. RMA flux is recommended.
3. Methanol or isopropyl alcohols are recommended as cleaning agents.
4. Soldering iron 1/16" (1.6mm) minimum from housing.
5.  $\lambda = 880$  nm, AlGaAs.

<b>ELECTRICAL / OPTICAL CHARACTERISTICS</b> ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )						
PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS
Peak Sensitivity Wavelength		$\lambda_{PB}$	—	880	—	nm
Reception Angle		$\Theta$	—	$\pm 12$	—	Deg.
Collector Emitter Dark Current	$V_{CE} = 10$ V, $E_\lambda = 0$	$I_{CEO}$	—	—	100	nA
Collector Emitter Breakdown	$I_C = 1$ mA	$BV_{CEO}$	30	—	—	V
Emitter Collector Breakdown	$I_E = 100$ $\mu\text{A}$	$BV_{ECO}$	5	—	—	V
On-State Collector Current <sup>(5)</sup>						
QSD122	$E_\lambda = 0.5$ mW/cm <sup>2</sup> , $V_{CE} = 5$ V	$I_{C(ON)}$	1.00	—	6.00	mA
QSD123			4.00	—	16.00	
QSD124			6.00	—	—	
Saturation Voltage <sup>(5)</sup>	$E_\lambda = 0.5$ mW/cm <sup>2</sup> , $I_C = 0.5$ mA	$V_{CE(SAT)}$	—	—	0.4	V
Rise Time	$V_{CC} = 5$ V, $R_L = 100$ $\Omega$ , $I_C = 0.2$ mA	$t_r$	—	7	—	$\mu\text{s}$
Fall Time		$t_f$	—	7	—	

**QSD122 QSD123 QSD124**

Figure 1. Light Current vs. Radiant Intensity

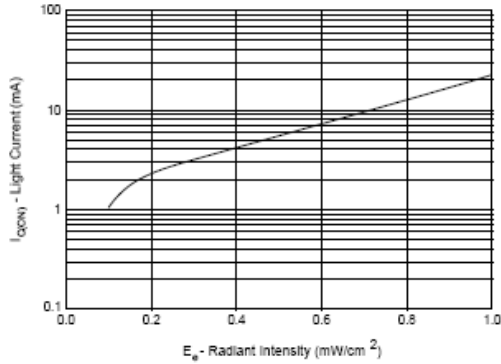


Figure 2. Angular Response Curve

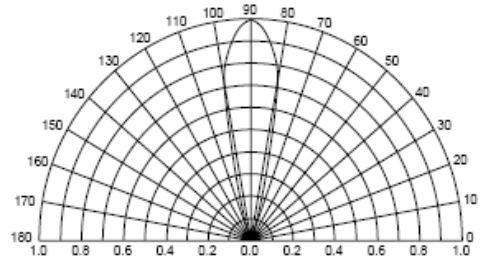


Figure 3. Dark Current vs. Collector - Emitter Voltage

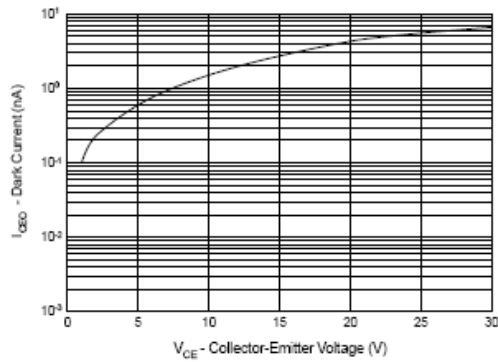


Figure 4. Light Current vs. Collector - Emitter Voltage

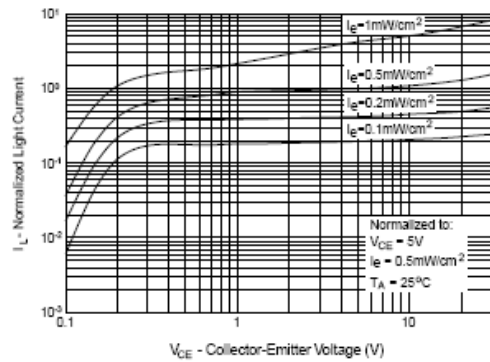
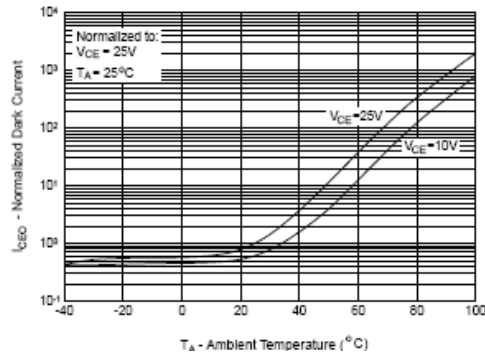


Figure 5. Dark Current vs. Ambient Temperature



Anexo K. Tabla de calibración AWG para alambre de cobre

Calibre AWG	Diámetro	Sección transversal	Peso Kg/Km	Resistencia en OMMS/Km a 20°C	
				Tipo Alambre	
	mm	mm <sup>2</sup>		Duro	Blando
3/0	10.404	85.03	756.0	0.20870	0.20276
2/0	9.266	67.43	599.0	0.26317	0.25568
1/0	8.251	53.48	475.0	0.33171	0.32242
1	7.348	42.41	377.0	0.42292	0.40651
2	6.544	33.63	299.0	0.53316	0.51282
3	5.827	27.67	237.1	0.67227	0.64635
4	5.189	21.15	188.0	0.84781	0.81532
5	4.621	16.77	149.0	1.0689	1.0279
6	4.115	13.30	118.0	1.3428	1.2963
7	3.665	10.55	93.8	1.6998	1.6345
8	3.264	8.366	74.4	2.1434	2.0611
9	2.906	6.634	59.0	2.7028	2.5988
10	2.588	52.61	46.8	3.4089	3.2773
11	2.305	4.172	37.1	4.2981	4.1340
12	2.053	3.309	29.4	5.4202	5.2102
13	1.828	2.624	23.3	6.6343	6.5718
14	1.628	2.081	18.5	8.659	8.2845
15	1.450	1.650	14.7	10.8666	10.4467
16	1.291	1.309	11.6	13.7014	13.1764
17	1.150	1.038	9.23	17.2777	16.6149
18	1.024	0.8231	7.32	21.7858	20.9491
19	0.9116	0.6527	5.80	27.4718	26.4153
20	0.8118	0.5176	4.60	34.6473	33.3021
21	0.7229	0.4105	3.65	43.6701	41.9968
22	0.6438	0.3255	2.89	55.0879	52.9553
23	0.5733	0.2582	2.30	69.4587	66.8011
24	0.5106	0.2047	1.82	87.5698	84.2232
25	0.4547	0.1624	1.44	110.4384	106.2059
26	0.4049	0.1288	1.14	139.2456	133.8956
27	0.3606	0.1021	0.908	175.5991	168.8730
28	0.3211	0.08098	0.720	221.4347	212.9369
29	0.2859	0.06422	0.571	279.2131	268.5170

Fuente: [www.procobre.org](http://www.procobre.org)