

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE
MEDICIÓN DIGITAL DE TORQUE PARA LA MÁQUINA
GENERALIZADA DEL LABORATORIO DE MÁQUINAS
ELÉCTRICAS DE LA FIEE”**

INFORME DE SUFICIENCIA

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

**PRESENTADO POR:
LARRY PAUCAR GUARNIZO**

**PROMOCIÓN
1985-1**

**LIMA-PERU
2002**

*A mis padres y hermano
A mi esposa Rosa Elena
A mi hijo Fernando Javier*

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE
MEDICIÓN DIGITAL DE TORQUE PARA LA MÁQUINA
GENERALIZADA DEL LABORATORIO DE MÁQUINAS
ELÉCTRICAS DE LA FIEE”**

SUMARIO

La incorporación de las nuevas tecnologías en la producción industrial ha obligado a los expertos a desarrollar técnicas de control apoyadas en nuevas generaciones de maquinaria y de instrumentos para lograr un mayor rendimiento en el proceso productivo. Por un lado, se trabaja en la innovación de nuevos equipos, y por otro, en la modernización y actualización de los ya existentes, sin que ello se efectúe con un coste excesivo.

En el presente informe se pretende dar una explicación de los elementos que se deben tenerse en cuenta al momento de efectuar la modernización de los sistemas de medición de la máquina eléctrica generalizada, como es el caso del sistema de medición de torque.

En el prologo se exponen los objetivos ó finalidades que tratamos de desarrollar y cubrir en los diferentes capítulos. Para facilitar la lectura del presente informe, éste ha sido dividido en cuatro capítulos.

En el capítulo I se exponen brevemente los conceptos básicos sobre la máquina eléctrica generalizada, el torque, la medición del torque dinámico y el dinamómetro de c.c., los cuales servirán para seleccionar el tipo transductor a utilizar en la implementación del sistema .

En el capítulo II se hace una descripción del sistema a nivel de diagramas de bloques de las partes que componen el sistema de medición digital de torque. Además se presentan las consideraciones de diseño, el principio de funcionamiento

y se diseñan todos los circuitos que intervienen en el sistema, teniendo en cuenta su facilidad de construcción, confiabilidad y los costos que representan.

En el Capítulo III se presentan las consideraciones necesarias que se deben tener en cuenta en el montaje del transductor de fuerza en la estructura de la máquina generalizada.

En el capítulo IV se presenta la configuración inicial del equipo, la calibración del cero y la calibración de la capacidad máxima para obtener una salida analógica de 0 y 10 VDC respectivamente.

En las conclusiones analizaremos los objetivos logrados y las diferentes aplicaciones prácticas que pueda tener el presente trabajo.

Por último en los anexos se da información complementaria sobre las celdas de carga de galgas extensométricas, el puente de wheatstone, costos de fabricación, componentes utilizados, fotografías del sistema implementado y un diagrama completo del circuito acondicionador de señal.

INDICE

PROLOGO	1
CAPITULO I	
SELECCIÓN DEL TRANSDUCTOR	3
1.1 Introducción	3
1.2 La Máquina Eléctrica Generalizada	4
1.2.1 La máquina generalizada	4
1.2.2 La máquina de trabajo de c.c.	6
1.2.3 Especificaciones técnicas	6
1.3 El Torque	7
1.3.1 Unidades de torque	8
1.4 Medición del torque dinámico	9
1.5 Dinamómetros	11
1.6 La máquina de carga como dinamómetro	12
1.6.1 Especificaciones técnicas del dinamómetro de c.c.	13
1.7 Consideraciones para la implementación del sistema de medición de torque	13
1.8 Componentes del sistema de medición de torque digital	13
1.9 El sistema de medición de fuerza	14
1.9.1 La interfase mecánica	14
1.9.2 El transductor de fuerza	14

1.10	El circuito acondicionador de señal	16
1.11	Selección de la celda de carga	17
1.12	Determinación de la capacidad de la celda de carga	19
1.13	Especificaciones técnicas de la celda de carga seleccionada	20

CAPITULO II

DISEÑO DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DE LA SEÑAL DEL TRANSDUCTOR

2.1	Introducción	23
2.2	Diagrama de bloques del circuito acondicionador de señal	24
2.3	Diseño de la fuente de alimentación	24
2.4	Diseño del voltaje de alimentación para la celda de carga	26
2.5	Diseño del circuito amplificador de entrada	32
2.6	Diseño del voltaje de referencia inicial	35
2.7	Diseño del amplificador de señal a plena escala	42
2.8	Diseño del filtro de salida	48
2.9	Diseño del generador del voltaje de salida análogo	49
2.10	Especificaciones técnicas del acondicionador de señal	52
2.11	Circuito impreso	52
2.12	Componentes empleados	56

CAPITULO III

IMPLEMENTACION DEL SISTEMA DE MEDICION DE TORQUE DIGITAL

3.1	Introducción	59
3.2	Ubicación de la celda de carga	60

3.3	Retiro de la balanza mecánica	60
3.4	Instalación de la celda de carga	60
3.5	Fijación del cable de la celda de carga	63
3.6	Verificación de la señal de salida de la celda de carga seleccionada	65
3.7	Conexión de la celda de carga	66
3.8	Conexión de la señal análoga de salida	67
3.9	Requerimientos de energía AC	69
3.10	Requerimientos de la conexión a tierra	69

CAPITULO IV

DESCRIPCIÓN DE LAS PRUEBAS EFECTUADAS EN EL

LABORATORIO

4.1	Introducción	70
4.2	Configuración inicial del circuito acondicionador de señal	70
4.2.1	Puentes	71
4.2.2	DIP switch	71
4.2.3	Potenciómetros	72
4.3	Calibración del circuito acondicionador de señal	72
4.3.1	Herramientas requeridas	72
4.3.2	Calibración del cero	72
4.3.3	Calibración del Span	75
4.4	Pruebas realizadas en el circuito acondicionador de señal	77
4.4.1	Herramientas requeridas	77
4.4.2	Prueba de la alimentación AC	77

4.4.3 Prueba del voltaje de alimentación de la celda de carga	77
4.4.4 Prueba de la señal de la celda de carga	78
4.5 Mediciones de la salida análoga	79
4.6 Medición del torque	81
CONCLUSIONES	86
BIBLIOGRAFÍA	88
ANEXO A : GALGAS EXTENSOMETRICAS	90
ANEXO B : PUENTE DE WHEASTSTONE	103
ANEXO C : COSTOS	119
ANEXO D : TABLAS DE CONVERSION	121
ANEXO E : HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS	123
ANEXO F : FOTOGRAFIAS DEL SISTEMA IMPLEMENTADO	167
ANEXO G : DIAGRAMA COMPLETO DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑAL	172

PROLOGO

El rápido crecimiento de la electrónica y de la informática, en forma particular , y de la automatización en forma global, exige un complemento cien por ciento práctico de las enseñanzas técnicas impartidas en la Universidad. Para lograr este objetivo es necesario contar con laboratorios modernos y totalmente equipados.

En el Laboratorio de Electricidad de la FIEE tenemos equipos que se encuentran en buenas condiciones de funcionamiento como es el caso de la máquina eléctrica generalizada, pero que tienen sistemas de medición y control de hace mas de 40 años. En la actualidad el laboratorio no cuenta con un banco de pruebas para la maquina eléctrica generalizada totalmente automatizado y la toma de datos durante la realización de los laboratorios se hace en forma manual.

El objetivo principal del presente Informe de Suficiencia es poder contribuir con una parte de la automatización de la maquina eléctrica generalizada , razón por la cual se ha seleccionado para el presenté informe el diseño e implementación de un sistema de medición digital de torque.

En la automatización y supervisión de procesos industriales es necesario enviar permanentemente información sobre el estado en el que se encuentra el proceso. Esto se logra mediante el empleo de elementos llamados transductores.

En el presente trabajo es mostrará la aplicación practica de un transductor de fuerza, la celda de carga de galgas extensométricas, la cual genera una señal eléctrica que es proporcional a la fuerza aplicada. Esta señal dada en mV se conecta a un

circuito acondicionador de señal, el cual la convierte en una señal análoga normalizada de 0-10 V DC. Esta señal análoga podrá ser conectada mediante el uso de un sistema de procesamiento de señal como es el PLC ó un microcontrolador, a un sistema de supervisión, control y adquisición de datos (SCADA).

La versatilidad de este nuevo sistema permitirá crear un entorno amigable para el alumno de modo que se facilite la realización de los laboratorios de máquinas eléctricas y que permitirá además la automatización y el tratamiento complejo de datos en pruebas de investigación.

Mediante el equipamiento y la automatización de los laboratorios haremos posible que la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica tenga logros en la investigación y pueda ejecutar proyectos que permitan apoyar las necesidades de la industria nacional y que ayuden a la creación de empresas en el campo tecnológico.

Hago extensivo mi agradecimiento a todas las personas e instituciones que directa o indirectamente han colaborado en la realización del presente trabajo, sin cuya invaluable ayuda no hubiera llegado a su término.

A mi asesor el Ingeniero Javier Donayre S. quien me proporcionó las recomendaciones técnicas necesarias para el desarrollo y culminación del presente Informe de Suficiencia.

Al Ingeniero Tomas Palma G., Jefe del Laboratorio de Electricidad, quien me proporciono todas las facilidades necesarias para la realización de las pruebas en la Máquina Eléctrica Generalizada.

CAPITULO I

SELECCIÓN DEL TRANSDUCTOR

1.1 Introducción

Se denomina transductor, en general, a todo dispositivo que convierte una señal de una forma física en una señal correspondiente pero de otra forma física distinta. Es, por tanto, un dispositivo que convierte un tipo de energía en otro.

Dado que hay seis tipos de señales: mecánicas, térmicas, magnéticas, eléctricas, ópticas y moleculares (químicas), cualquier dispositivo que convierta una señal de un tipo en una señal de otro tipo debería considerarse un transductor, y la señal de salida podría ser cualquier forma física "útil". En la práctica, no obstante, se consideran transductores por antonomasia aquellos que ofrecen una señal de salida eléctrica.

Los transductores empleados en la medición del par dinámico, como son los transductores de anillos flotantes, rotatorios y el dinamómetro de c.c. están basados en la variación de la resistencia eléctrica que sufren las galgas extensométricas que conforman un puente de Wheatstone.

En este Capítulo se expondrán brevemente los conceptos básicos sobre la Máquina Eléctrica Generalizada, el torque, la medición del torque dinámico y el dinamómetro de c.c.. Estos conceptos nos servirán para poder seleccionar el tipo de transductor que se utilizará en el diseño e implementación del sistema de medición de torque digital para la Máquina Eléctrica Generalizada.

1.2 La Máquina Eléctrica Generalizada

La Máquina Eléctrica Generalizada es utilizada en los cursos de Laboratorio Máquinas Eléctricas de la FIEE y consiste de la propia máquina generalizada y de una máquina de c.c.. Estas dos máquinas se encuentran acopladas en el eje mediante un acoplamiento tipo cadena y montados sobre una placa de asiento de acero.

1.2.1 La Máquina Generalizada

Su principal característica es que cada bobina del arrollamiento del estator está conectada a 2 terminales del panel; resultando (sobre el panel) cuatro círculos concéntricos de terminales del estator, totalizando 96 terminales.

De ésta manera las bobinas del estator pueden ser conectadas en una variedad de formas de arrollamientos que incluyen disposiciones con 2 y 3 fases y con diferentes números de polos.

El rotor tiene un arrollamiento de doble capa cerrado con 8 tomas y un conmutador. Una conexión al tablero permite hacer conexiones al rotor a través de anillos rozantes. Adicionalmente un elemento conductor puede ser dispuesto para aplicar un cortocircuito y una conexión a tierra a todos los segmentos del conmutador, de manera que se pueda formar un arrollamiento de “semijaula de ardilla” el cual puede funcionar como el secundario de una máquina de inducción, teniéndose diferentes configuraciones con los arrollamientos de las bobinas del estator como arrollamiento primario.

El estator lleva 5 conductores de prueba, los cuales pueden ser conectados para dar una espira de amplio rango de pasos. El rotor lleva espiras de prueba que pueden

ser conectadas a 2 de los anillos deslizantes mediante el selector de conexiones del rotor, escogiendo el paso que se tenga disponible.

El conmutador lleva varios grupos de escobillas. Dos grupos de 6 escobillas cada uno están montados en sendas cremalleras que pueden ser giradas en sentido contrario, al igual que en el motor Schrage. Se pueden hacer conexiones de escobillas para 2 y 4 polos. Un tercer grupo de escobillas, 4 en número y uniformemente espaciadas, pueden ser mantenidas girando por un motor o bloqueadas en cualquier ángulo.

El selector de conexiones lleva una escala en grados, de manera de indicar el ángulo de carga cuando la máquina generalizada funciona en sincronismo; para su medida se usa un estroboscopio.

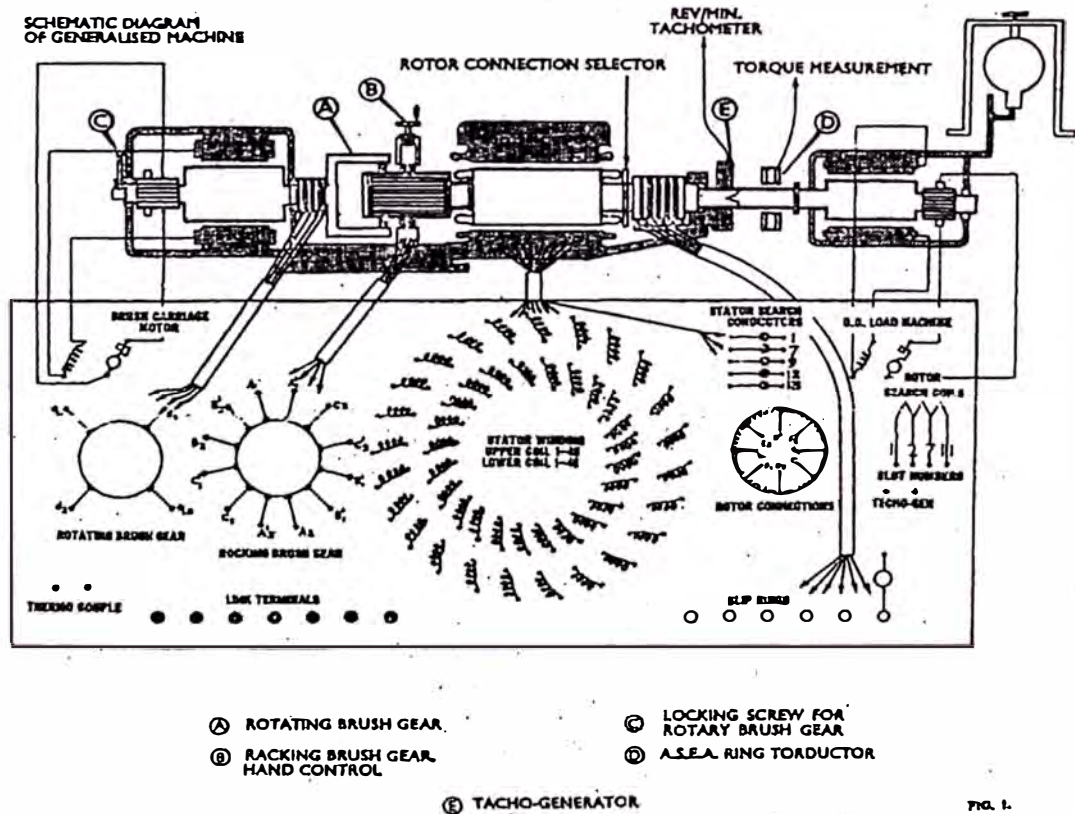


Figura 1.1 Vista superior de la Máquina Eléctrica Generalizada

1.2.2 La máquina de trabajo de c.c.

Es una máquina de corriente continua acoplada a través del eje a la máquina generalizada. Puede ser usada como máquina de carga o de accionamiento (motor). Tiene dos pares de bornes accesibles, un par pertenece al circuito inducido (armadura) y el otro al circuito inductor (campo ó excitación). Estos bornes se encuentran sobre el panel principal. Para la puesta en marcha y control de velocidad de ésta máquina funcionando como motor Shunt, son necesarias adicionalmente 2 resistencias y una fuente de alimentación de 220 VDC.

1.2.3 Especificaciones técnicas

MAQUINA GENERALIZADA

Tipo	Motor de inducción
Fases	3
# polos	4
Frecuencia	50 cps
Voltaje	240 VAC
Potencia	4 H.P
Torque máximo	60 N-m

MAQUINA DE TRABAJO DE C.C.

Tipo	Maquina DC
Velocidad máxima	4000 RPM
Voltaje de armadura	220 VDC
Corriente de armadura	11.4 A
Voltaje de campo	220 VDC

1.3 El Torque

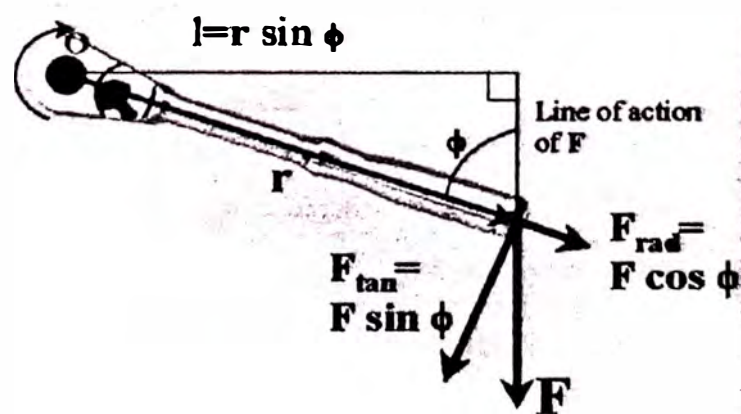
El torque o par torsional es una magnitud derivada de la fuerza y se define como la fuerza aplicada a un cuerpo, a una distancia perpendicular a un eje, tal que se genere en él una rotación alrededor del mismo.

En la figura 1.2a se muestra una llave “ratchet”, en la cual se crea un torque aplicando una fuerza vertical al final del asa. La fuerza “F”, aplicada a la llave “ratchet”, causa una tendencia a girar sobre el punto “O”. La fuerza puede descomponerse en dos componentes: una componente radial, “F_{rad}”, paralela al asa de la llave que no contribuye al torque, y una componente tangencial, “F_{tan}”, perpendicular al asa que contribuye al torque. La distancia del punto “O” al punto de acción de la fuerza “F” se describe por el vector de dirección “r”. El brazo del momento “ ℓ ” es la distancia perpendicular entre el punto “O” y la línea de acción de la fuerza “F”. El torque está dado por la siguiente relación:

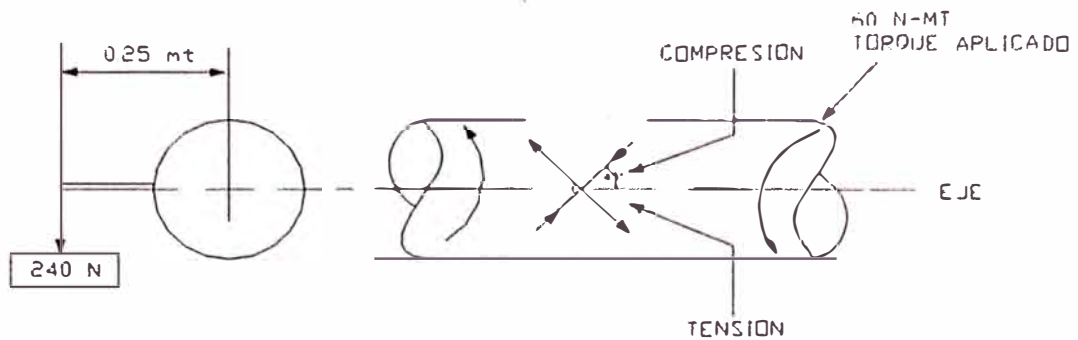
$$T = F r \sin \phi$$

$$T = F_{\tan} r \quad (1-1)$$

donde ϕ es el ángulo entre el vector “r” y el vector “F”.



(a)



$$T = F \cdot d = (240\text{N})(0.25\text{m}) = 60\text{N} \cdot \text{m}$$

(b)

Figura 1.2 Definición de torque. (a) Fuerza aplicada a una llave ratchet
(b) Torque aplicado a un eje.

1.3.1 Unidades de Torque

Unidad: newton-metro (N-m)

El newton-metro es una unidad derivada de las unidades base del Sistema Internacional kilogramo, metro y segundo. Se define como kgm^2/s^2 .

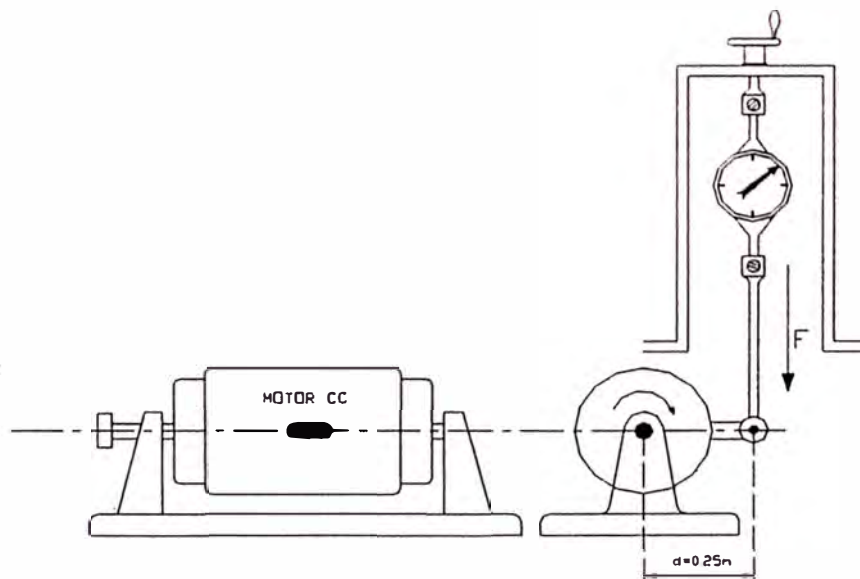
UNIDADES DE TORQUE	
SI	INGLES
Newton-metro (N-m)	Libras -pulgada (lb-in) Libras-pie (lb-ft) Onzas-pulgada (oz-in)

1.4 Medición del torque dinámico

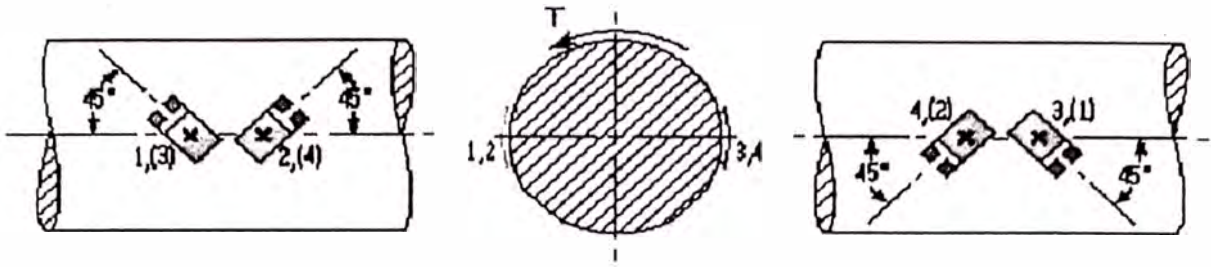
Existen diversos dispositivos que o bien proporcionan accionamiento por rotación en el eje como elementos motrices, o bien actúan como freno o carga a la actuación de una acción de par en un eje en rotación. Actualmente varios dispositivos cuentan con sistemas precisos de medición de la potencia que desarrolla un eje.

La medición del par dinámico puede efectuarse de las siguientes maneras:

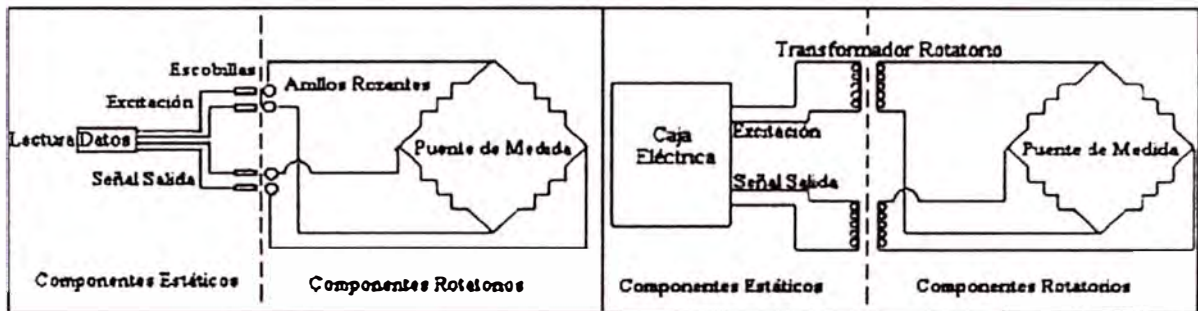
- Montando la fuente o el disipador en cojinetes y midiendo la fuerza de reacción “F” y la longitud del brazo “r”. [Dinamómetro de c.c.]
- El torque en el mismo eje se mide en función de la torsión angular o deformación del eje. [Galgas extensométricas].
- Con un sensor de par acoplado al eje. Transductores de anillos flotantes y rotatorio .[Torquímetros].
- Medición Óptica por desplazamiento de Fase,



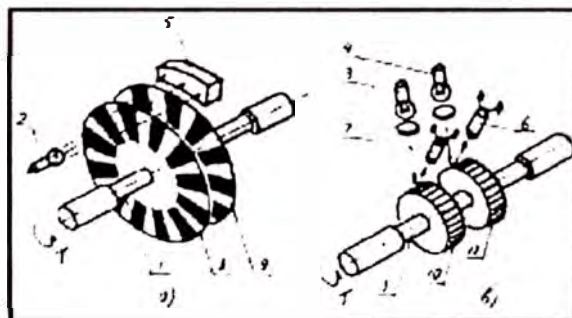
(a) Dinamómetro de c.c.



(b) Galgas extensométricas



(c) Torquímetros



(d) ópticos

Figura 1.3 Medida del torque en un eje en rotación.

1.5 Dinamómetros

Por lo general, con el término “dinamómetro” se describen a los sistemas diseñados para medir potencia, aunque también este término se usa para designar los sensores elásticos de fuerza.

El tipo de dinamómetro empleado depende un poco de la naturaleza de la máquina que se va a probar. Si ésta es un generador de potencia, el dinamómetro debe ser capaz de absorber su potencia, si es un disipador de potencia, el dinamómetro debe ser capaz de impulsarla.

El dinamómetro de c.c. de tipo eléctrico es uno de los mas precisos y versátiles y se monta sobre cojinetes de bajo rozamiento (véase la figura 1.3(a)) y están provistos de armadura de campo y de control. Esta máquina puede acoplarse a aparatos que absorben o generan energía, ya que puede conectarse como motor o como generador. Cuando se usa como generador , la potencia generada se disipa en resistencias conectadas en paralelo.

El dinamómetro de c.c. puede ajustarse de manera que proporcione cualquier par, desde cero al valor máximo de proyecto, es decir para velocidades desde cero hasta la velocidad básica de la máquina, la cual es la velocidad a la que el par máximo desarrolla la potencia máxima de proyecto. A velocidades superiores a la básica, el par debe reducirse progresivamente de modo que se mantenga una potencia menor que la máxima de proyecto.

Entre los dinamómetros que solo pueden absorber potencia se encuentran:

- El freno de corriente parásita (dinamómetro inductor).
- Frenos mecánicos que emplean el rozamiento de superficies secas (freno de Prony).

- Frenos mecánicos que emplean el rozamiento de fluidos (frenos de aire y agua).

El freno de corriente parásita se controla fácilmente variando un voltaje continuo de entrada, pero no puede producir cualquier par a la velocidad cero, y apenas un pequeño par a bajas velocidades. Sin embargo, es capaz de producir una potencia y velocidad mayores que un dinamómetro de c.c.. La potencia absorbida se disipa con agua fría que se hace circular por el entrehierro entre el rotor y el estator.

El freno de Prony es un freno mecánico sencillo en el que se ajusta manualmente el rozamiento del par, variando la fuerza normal con un volante de mano. Puede disponerse de un par cuando la velocidad es cero, pero la operación es inestable debido a la naturaleza del rozamiento de los materiales secos.

Los frenos de agua o aire utilizan el efecto de agitación de las ruedas con aspas o paletas que giran dentro de una caja llena de líquido para absorber potencia. Para el enfriamiento del aparato se mantiene una corriente de aire o de agua a través del mismo. No se dispone de par cuando la velocidad es cero y solamente se tiene pares pequeños a bajas velocidades. Sin embargo, pueden ajustarse bien a velocidades y potencias elevadas.

1.6 La máquina de carga como dinamómetro de c.c

La máquina generalizada tiene acoplada a su eje una máquina de carga de c.c. que puede ser usada como un dinamómetro de armazón oscilante. El armazón del dinamómetro de c.c. lleva el sistema de campo y su eje está montado sobre dos cojinetes que se encuentran fijos mediante un pedestal a la placa de asiento.

Un brazo de torque se encuentra acoplado al estator de la máquina de carga, y mediante un mecanismo simple de palancas se conecta a una balanza mecánica de

resorte, la cual se utiliza para medir la fuerza “F” del par y su escala está especificada en unidades de newtons

El movimiento del armazón oscilante está limitado por topes sobre y debajo del brazo del torque.

1.6.1 Especificaciones técnicas del dinamómetro de c.c.

Brazo de torque	0.25 mts
Capacidad máxima de la balanza de resorte	250 newtons
Torque máximo de la máquina generalizada	60 N-m

1.7 Consideraciones para la implementación del sistema de medición de torque

En el diseño e implementación del sistema de medición de torque digital, se han tomado en cuenta las siguientes consideraciones:

1. Reemplazar la balanza mecánica de resorte por un transductor de fuerza.
2. Las modificaciones necesarias que se hagan a la estructura mecánica para el montaje del transductor de fuerza deberán ser mínimas.
3. Diseñar un circuito acondicionador de señal para el transductor de fuerza que entregue en su salida un voltaje análogo normalizado de 0 a 10 VDC.

1.8 Componentes del sistema de medición de torque digital

El sistema de medición de torque digital está compuesto básicamente por:

1. Un sistema de medición de fuerza
2. Un circuito acondicionador de la señal del transductor.

1.9 El sistema de medición de fuerza

Los elementos que componen el sistema de medición de fuerza son los siguientes:

1. La interfase mecánica
2. El transductor de fuerza

1.9.1 La interfase mecánica

A través de la interfase mecánica podemos acoplar el brazo de torque que se encuentra fijado al estator de la máquina de carga de c.c. con el transductor de fuerza, de tal forma que se puedan eliminar o minimizar los esfuerzos no deseados, y se transfiera de forma correcta, de acuerdo con las características de diseño del transductor de fuerza el esfuerzo que se pretende medir.

1.9.2 El transductor de fuerza

No es posible una medición directa de la fuerza. Esto se realiza indirectamente a través de la medición de, por ejemplo, una deformación o un desplazamiento.

Un transductor de fuerza esta basado en distintos principios físicos (inductivo, resistivo, magnético, etc.). Muchos de estos dispositivos pueden ser utilizados para la medida de otro tipo de magnitudes como la vibración, el torque, la presión, desplazamiento, etc. junto con la instrumentación adecuada y su indicación en las unidades de ingeniería pertinente.

El transductor de fuerza que se utilizará en la implementación del sistema de medición de torque digital es del tipo resistivo llamado celda de carga de galgas extensométricas . Las celdas de carga de galgas extensométricas son las más

utilizadas en las aplicaciones industriales y comerciales gracias a su excelente compromiso precio-prestaciones.

Una galga extensométrica es una resistencia ubicada en un soporte o película, de forma que puede ser pegada con facilidad sobre la superficie de un espécimen.

Una celda de este tipo consta de varias galgas extensométricas que van adheridas a un elemento elástico, habitualmente de aluminio o acero.

El elemento elástico, cuando es sometido a un esfuerzo, se deforma de acuerdo con la ley de Hook, variando su longitud ($\delta \ell$), lo que induce a que la galga extensométrica experimente un cambio en su resistencia (δR). La forma geométrica de la galga favorece que sea sensible al eje de medida que maximiza el cambio que produce el esfuerzo exterior. El coeficiente de sensibilidad de la galga (k) viene dado por :

$$k = \left(\frac{\frac{\delta R}{R}}{\frac{\delta \ell}{\ell}} \right) \quad (1.2)$$

Las galgas están conectadas eléctricamente en puente de Wheatstone, con lo que se obtiene una salida de señal en mV que depende de la tensión de alimentación. La sensibilidad de la célula viene dada por una magnitud expresada en mV/V a fondo de escala. Los valores típicos de sensibilidad están comprendidos entre 1 y 3 mV/V.

Además de las galgas extensométricas, en el transductor se incorporan una serie de elementos auxiliares para conseguir equilibrar el circuito, ajustar el cero y la sensibilidad o compensar los cambios que originan las variaciones de temperatura, entre otras, de modo que las celdas fabricadas cumplan con las especificaciones técnicas definidas por el fabricante.

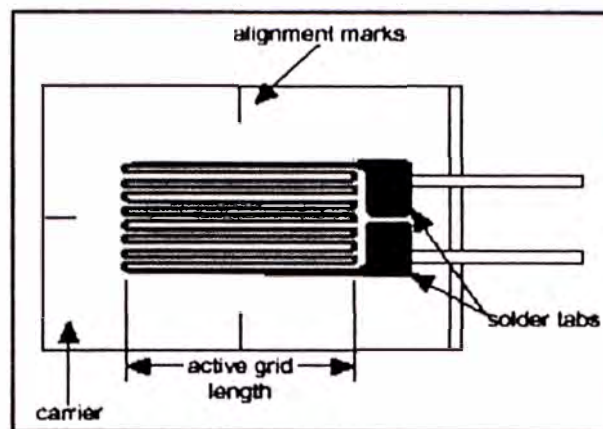


Figura 1.4 Galga extensométrica.

1.10 El circuito acondicionador de señal

Existen diferentes tipos de acondicionadores de señal y su función básica es cambiar o modificar las señales análogas de diferentes dispositivos de control para que puedan comunicarse unos con otros en forma precisa.

Los acondicionadores de señal son necesarios para enlazar sensores de temperatura, presión, peso, nivel y flujo con indicadores y sistemas computarizados empleados en el monitoreo y control de procesos. Pueden ejecutar algunas funciones como son:

- Conversión de la señal
- Amplificación de la señal
- Aislamiento de la señal
- Alarmas

El circuito acondicionador de señal a implementarse tiene como función amplificar la señal generada por la celda de carga, filtrarla y convertirla en una señal de salida análoga normalizada de 0-10 VDC

1.11 Selección de la celda de carga

La utilización de un tipo u otro de celda de carga depende habitualmente de la aplicación de la fuerza, de su capacidad nominal, de su forma de trabajo que puede ser de compresión, tracción , flexión o una combinación de ellas , además de otras características especiales que pueda tener la aplicación.

Como se puede observar en el diagrama esquemático de la figura 1.5 la fuerza aplicada a la balanza mecánica es vertical, del tipo tracción y además disponemos de la estructura que soporta la balanza mecánica, la cual utilizaremos para fijar un extremo de la celda de carga.

Tomando en consideración el hecho de que la modificaciones que se hagan a la estructura mecánica para el montaje de la celda de carga deben ser mínimas , lo mas conveniente es utilizar una celda de carga tipo “S”, la cual deberá trabajar en el modo de tracción.

Buenas prácticas de ingeniería en lo que se refiere a una selección cuidadosa del tipo de celda de carga y el montaje mecánico a utilizar, suelen ser aspectos determinantes para obtener un resultado óptimo en muchas aplicaciones.

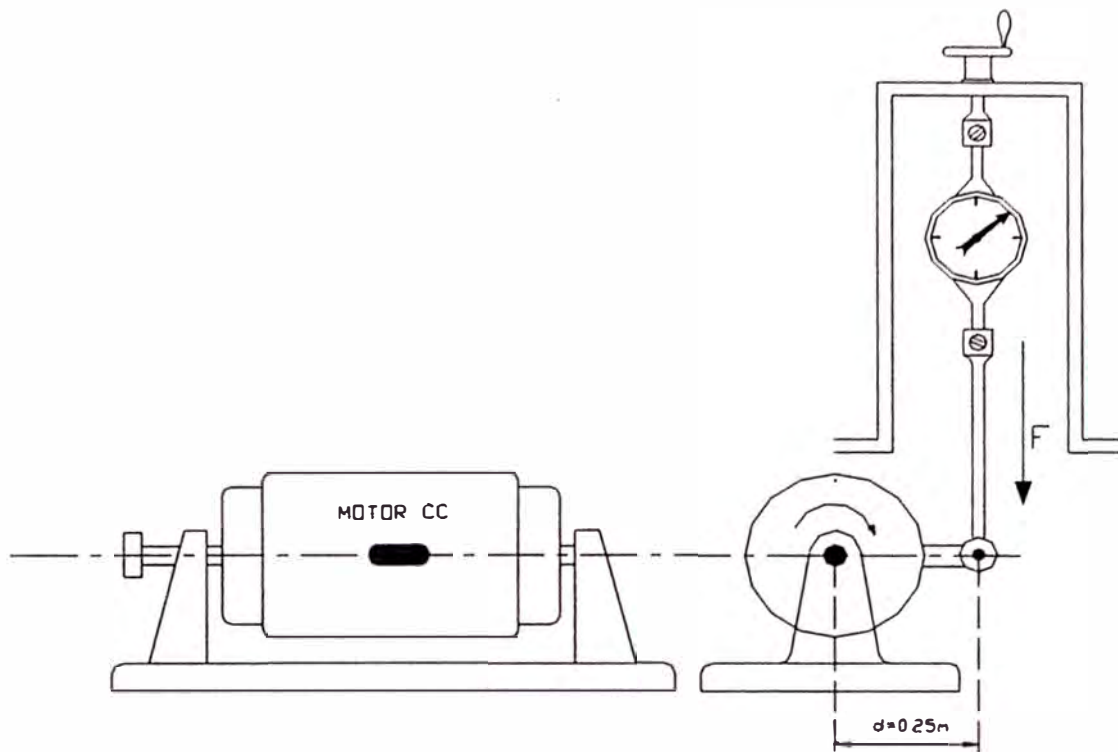


Figura 1.5 Diagrama esquemático del dinamómetro de c-c.

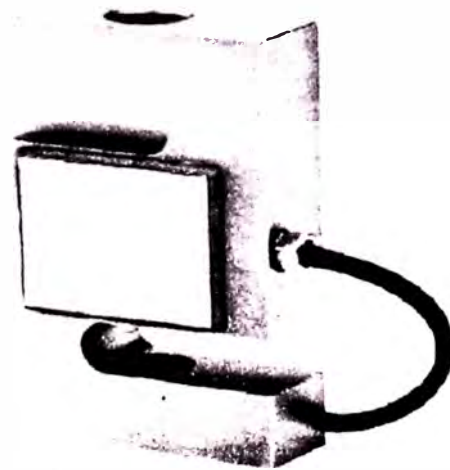


Figura 1.6 Celda de carga tipo "S"

1.12 Determinación de la capacidad de la celda de carga

La elección de la capacidad y tipo adecuado de las celdas de carga representa un punto crítico para la obtención de la precisión deseada.

Una infradimensión de los transductores puede propiciar su rotura, mientras que una sobredimensión resta sensibilidad al sistema.

La determinación de la capacidad de la celda de carga puede realizarse de acuerdo a las siguientes reglas:

1. Determinar el peso del montaje de la celda de carga, llamado también peso muerto o tara (T)
2. Determinar la fuerza máxima del dinamómetro de c.c. (N).
3. Aplicar la siguiente fórmula:

$$\text{Capacidad de la celda de carga} = (1.25)(k) \left(\frac{N + T}{n} \right) \quad (1.3)$$

Donde “n” es el número de celdas de carga, la constante 1.25 es un factor de seguridad para evitar errores en las estimaciones de la tara y la desigual distribución de la fuerza sobre los transductores, y “k” es el factor de carga dinámica. Su valor suele ser la unidad, excepto para los casos en que se producen fuertes impactos de carga durante la medición (k = 1.25).

La tara (T) , consiste básicamente en el peso de los accesorios de montaje de la celda de carga , el peso debido a la barra de tensión y el peso del mecanismo de acople del brazo de torque del dinamómetro de c.c. Se determino experimentalmente que la tara era de:

$$T = 4 \text{ lbf} = 1.815 \text{ kgf}$$

La fuerza máxima del dinamómetro de c.c. es de 240 newtons. Para nuestro caso asumiremos la capacidad máxima de la balanza de resorte que es:

$$N = 250 \text{ newtons} = 25.5 \text{ kgf}$$

Asumiendo los valores para $k=1$ y $n=1$ y reemplazando los datos obtenidos en la ecuación (1.3) tenemos

$$\text{Capacidad} = (1.25) (1) (25.5 + 1.815) / (1) = 34.143 \text{ kgf} = 75.3 \text{ lbf}$$

Con la capacidad de la celda de carga calculada nos remitimos a un catálogo comercial de celdas de carga en el cual podemos encontrar diferentes tipos de celdas de carga de varias capacidades, pudiendo estar sus unidades en kilos o libras. Con la ayuda de éste catálogo procedemos a seleccionar dentro de las celdas de carga tipo “S”, una celda con una capacidad lo mas cercana al valor calculado, que para nuestro caso es 75 lbf.

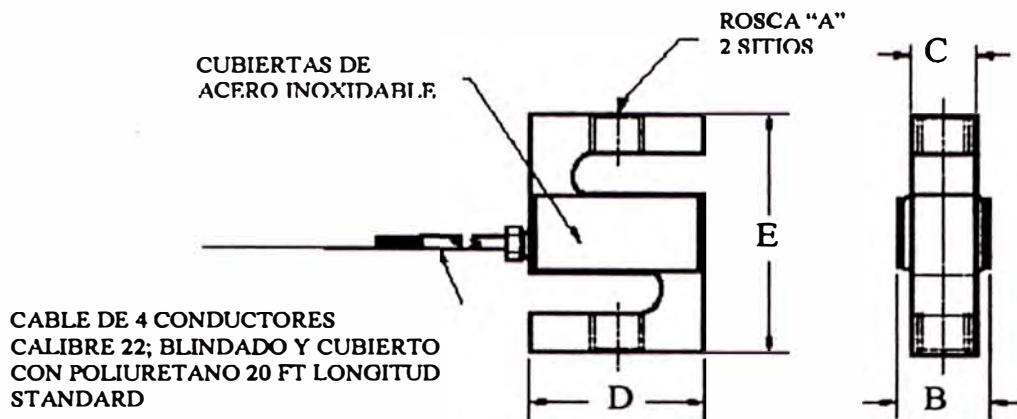
1.13 Especificaciones técnicas de la celda de carga seleccionada

Marca	Sensortronics
Modelo	60001
Tipo	Celda tipo “S”
Capacidad nominal (lbs)	75 lbs
Salida a Plena Escala (PE)	3.0 mV/V + 25% - 10% (3 mV de salida por voltio de excitación)

Clase de Precisión	Estándar	NTEP		OILML
Error Combinado(%PE)	Clase 3 <0.3	Clase III 5,000	Clase IIIL 10,000	R60 3,000
No – Linealidad (%PE)	<0.3	Divisiones	Divisiones	Divisiones
Histéresis (%PE)	<0.2	Múltiples	Múltiples	
Variación de la señal en 20 minutos (%PE)	<0.3			
Temperatura / Rango Compensado	14° a 140°F -10° a 40°C			
Efectos de la Temperatura Cero (%PE / °F)	<.0015			
Span (% de carga / °F)	<.0008			
Temperatura de Operación	0° a 150°F / -18° a 65°C			
Temperatura de almacenam	-60° a 185°F / -50° a 85°C			
No – Repetibilidad (%PE)	<0.01%			
Ajuste de Cero (%PE)	+/-1.0			
Voltaje Excitación (típico)	10 VDC (15 Max)			
Sobrecarga Admisible (%PE)	150			
Sobrecarga Limite (%PE)	300			
Sellado	Reúne los estándares de IP67			
Material / Acabado	Acero Aleado Niquelado			

Resistencia del Puente	
Entrada (ohms)	380 - 450
Salida (ohms)	349 - 355

Cableado	
Rojo	+Excitación
Negro	-Excitación
Verde	+Salida
Blanco	-Salida



Capacidad	A	B	C	D	E	Deflexión	Peso
25 – 200 lb	¼-28 UNF– 2B	0.65	0.50	2.00	2.50	0.015 – 0.010	4.0

Figura 1.7 Dimensiones de la celda de carga utilizada.
Dimensiones en pulgadas.

CAPITULO II

DISEÑO DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DE LA SEÑAL DEL TRANSDUCTOR

2.1 Introducción.

Los acondicionadores de señal, en sentido amplio, son los elementos del sistema de medida que ofrecen, a partir de la señal de salida de un transductor, una señal apta para ser presentada o registrada o que simplemente permita un procesamiento posterior mediante un equipo o instrumento estándar. Consisten normalmente en circuitos electrónicos que ofrecen, entre otras funciones, las siguientes: amplificación, filtrado, adaptación de impedancias.

El caso en que una de las etapas de tratamiento de la señal de medida es digital, si la salida del transductor es analógica, hará falta un convertidor A/D. Estos tienen una impedancia de entrada limitada, exigen que la señal aplicada sea continua y que su amplitud no suele exceder de 10 VDC. Todas estas exigencias obligan a interponer un acondicionador de señal entre el sensor, que muchas veces ofrece señales de apenas unos milivoltios, y el convertidor A/D.

En el presente capítulo se realizará el diseño e implementación de un circuito acondicionador de la señal de la celda de carga, el cual convertirá la señal dada en milivoltios, en una señal análoga normalizada de 0 a 5 VDC ó 0 a 10 VDC

2.2 Diagrama de bloques del circuito acondicionador de señal

El diagrama de bloques del circuito acondicionador de señal de la celda de carga se muestra en la figura 2.1, en el cual podemos apreciar:

- Una fuente de alimentación para los circuitos integrados
- Un voltaje de alimentación para la celda de carga
- Un amplificador de entrada
- Un voltaje de referencia
- Un amplificador de la señal
- Un filtro activo de salida
- Un generador de voltaje de 0 a 10 VDC

2.3 Diseño de la fuente de alimentación.

La fuente de alimentación con entrada universal de 110 ó 220 VAC a 50/60 Hz, excita un transformador con derivación central en el secundario. En el secundario la señal alterna de 10 VAC, es rectificadora en onda completa mediante un puente de diodos y filtrado por dos condensadores de entrada de $330 \mu\text{F}/25 \text{ VDC}$ y $1000 \mu\text{F}/25 \text{ VDC}$. El voltaje de 25 y 12 voltios no regulados, obtenidos a través de estos condensadores, son llevados a los reguladores de voltaje constituidos por los circuitos integrados LM7815 (U4) y LM317T (U7) respectivamente.

A la salida del regulador LM 7815, mediante un condensador de $22 \mu\text{F} / 35 \text{ VDC}$ obtenemos un voltaje constante de 15 VDC. Este voltaje se utiliza para alimentar a los amplificadores operacionales. Para monitorear este voltaje se ha colocado un diodo led (D6) de color rojo en serie con la resistencia R3.

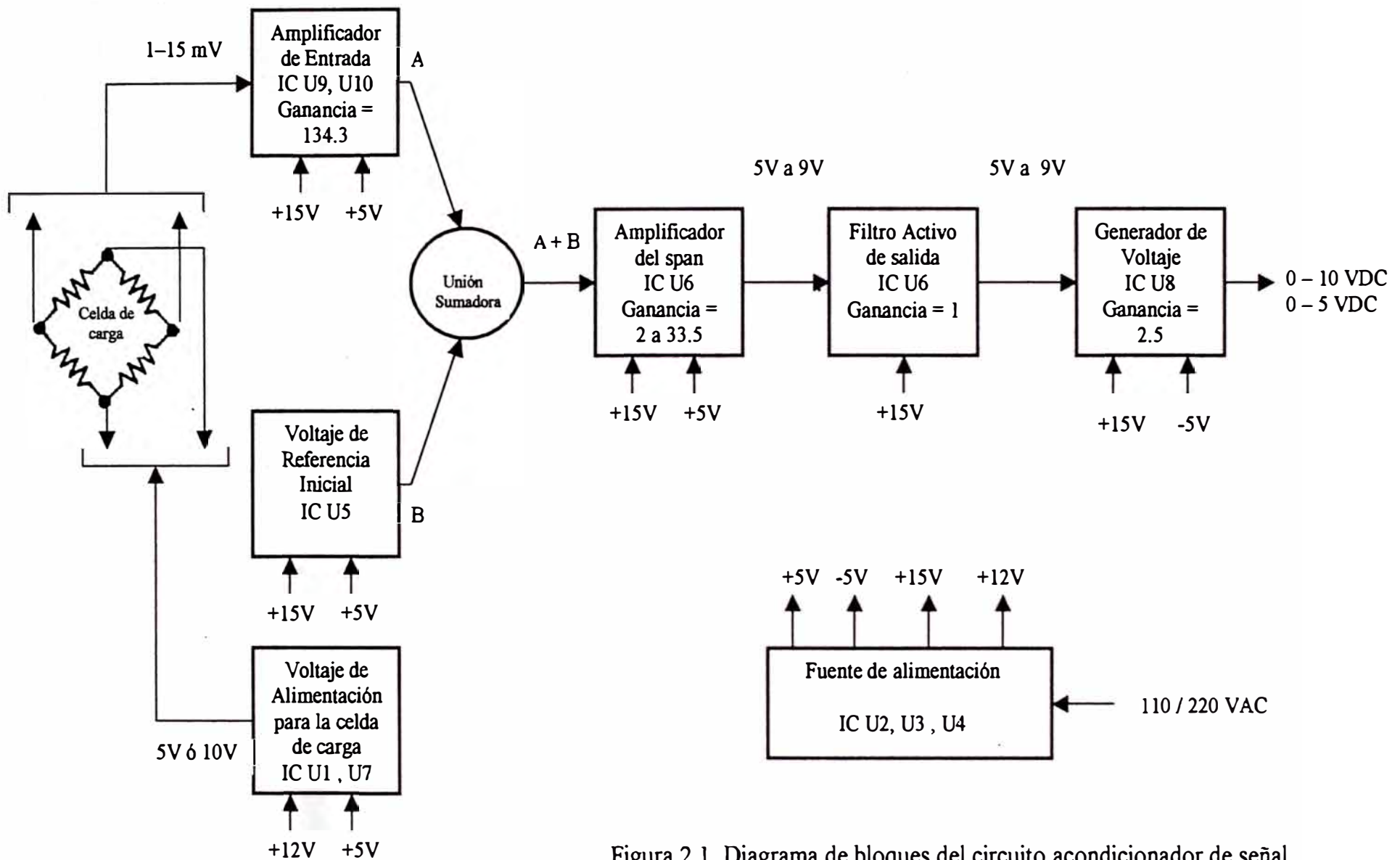


Figura 2.1 Diagrama de bloques del circuito acondicionador de señal

Los 15 VDC regulados se llevan a la entrada del regulador LM 7805, el cual nos proporciona a su salida, mediante un condensador de $22 \mu\text{F} / 35 \text{ VDC}$, un voltaje regulado de 5 VDC , que es utilizado como voltaje de referencia para los amplificadores operacionales.

Los 5 VDC se alimentan a la entrada del C.I. ICL 7660 (U2), para obtener a su salida un voltaje regulado de -5 VDC , el cual se utiliza para alimentar la entrada negativa del amplificador operacional LM324 (U8).

El circuito integrado ICL7660 ejecuta la conversión de una fuente de voltaje positiva en una negativa, usando solo dos condensadores de $22 \mu\text{F}/35 \text{ VDC}$. Un condensador realiza la función de “bombeo de carga” y el otro la función de reservorio para mantener el voltaje negativo, mediante un circuito oscilador interno.

En la figura 2.2 se muestra el circuito de la fuente de alimentación.

2.4 Diseño del voltaje de alimentación para la celda de carga

Los voltajes de alimentación más comunes para las celdas de carga del tipo comercial son 5 VDC y 10 VDC, considerando que el circuito acondicionador de señal puede ser utilizado con los diferentes tipos de celdas de carga se diseñará un circuito de alimentación que contemple estas dos posibilidades.

El circuito alimentador de la celda de carga está conformado por el regulador de voltaje LM317 (U7) y el amplificador Operacional LM 308 (U1).

Los 12 voltios sin regular, obtenidos a la salida del puente de diodos, se alimentan a la entrada del circuito regulador de voltaje LM317 y también como alimentación positiva para el amplificador operacional LM308.

Este circuito de alimentación, proporciona dos voltajes de alimentación para

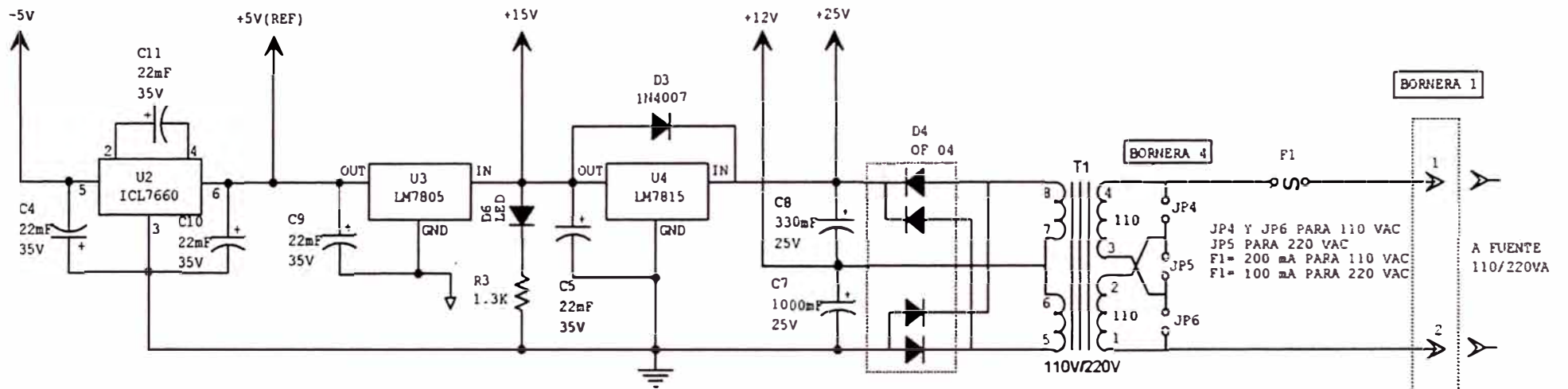


Fig. 2.2 Circuito de la Fuente de Alimentación

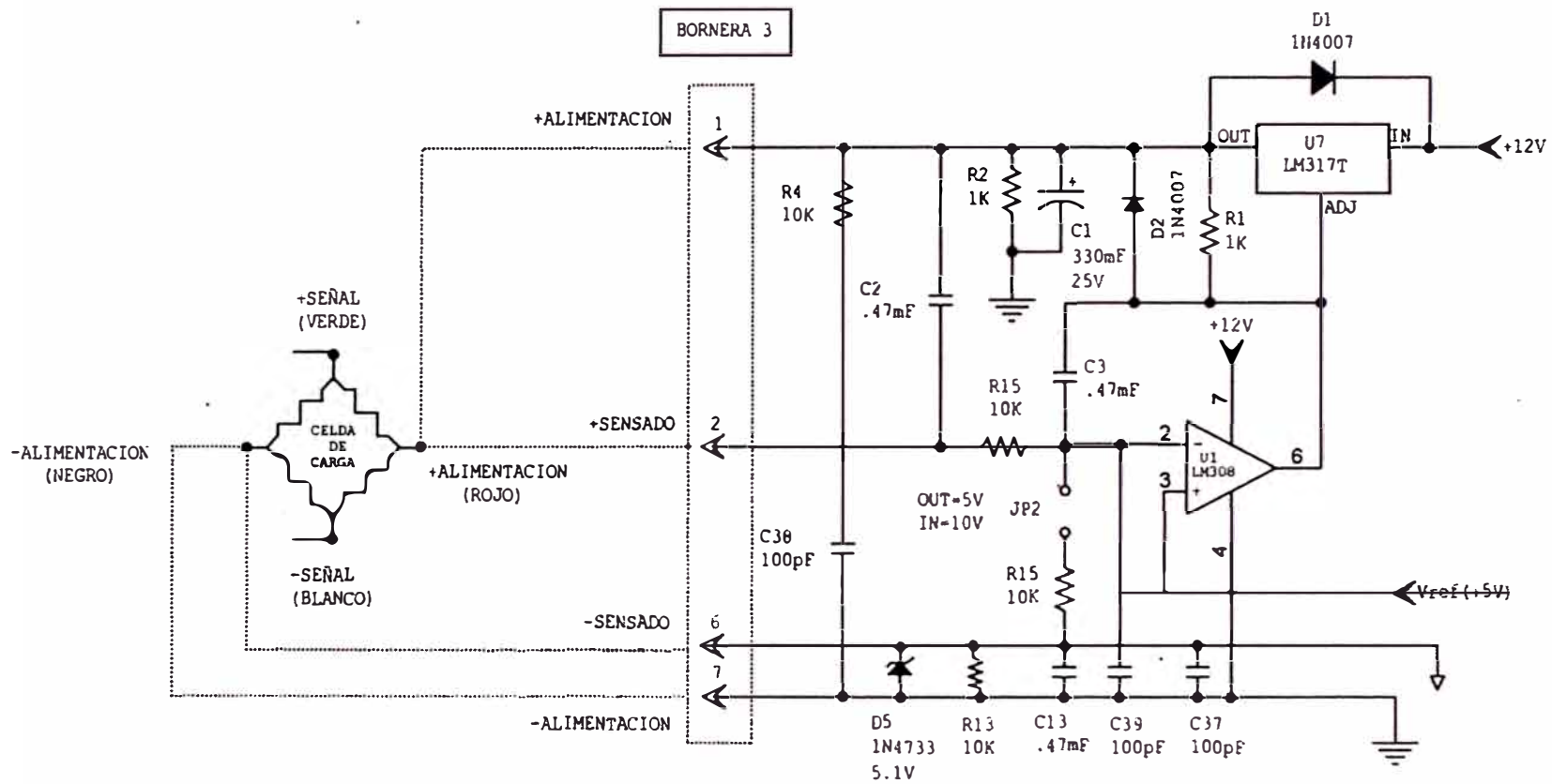


Fig. 2.3 Circuito de alimentación de la Celda de Carga

celda de carga, pudiendo ser de 5VDC ó 10 VDC, seleccionables mediante el puente JP2. Con el puente JP2 colocado obtendremos una fuente regulada de 10 VDC , a la salida del regulador de voltaje LM317. Si sacamos el puente JP2 obtendremos una fuente regulada de 5 VDC a la salida del regulador de voltaje LM317.

A continuación analizaremos los circuitos de alimentación para una celda de carga de 4 hilos la que se empleará en esta implementación, para lo cual tenemos que hacer un puente entre los terminales +alimentación y + sentido y otro puente entre los terminales –alimentación y – sentido, de la bornera N° 3, para poder conectar una celda de carga de 4 hilos en una bornera de conexión diseñada para celdas de carga de 6 hilos.

Diseño del Circuito de alimentación de 5 VDC.

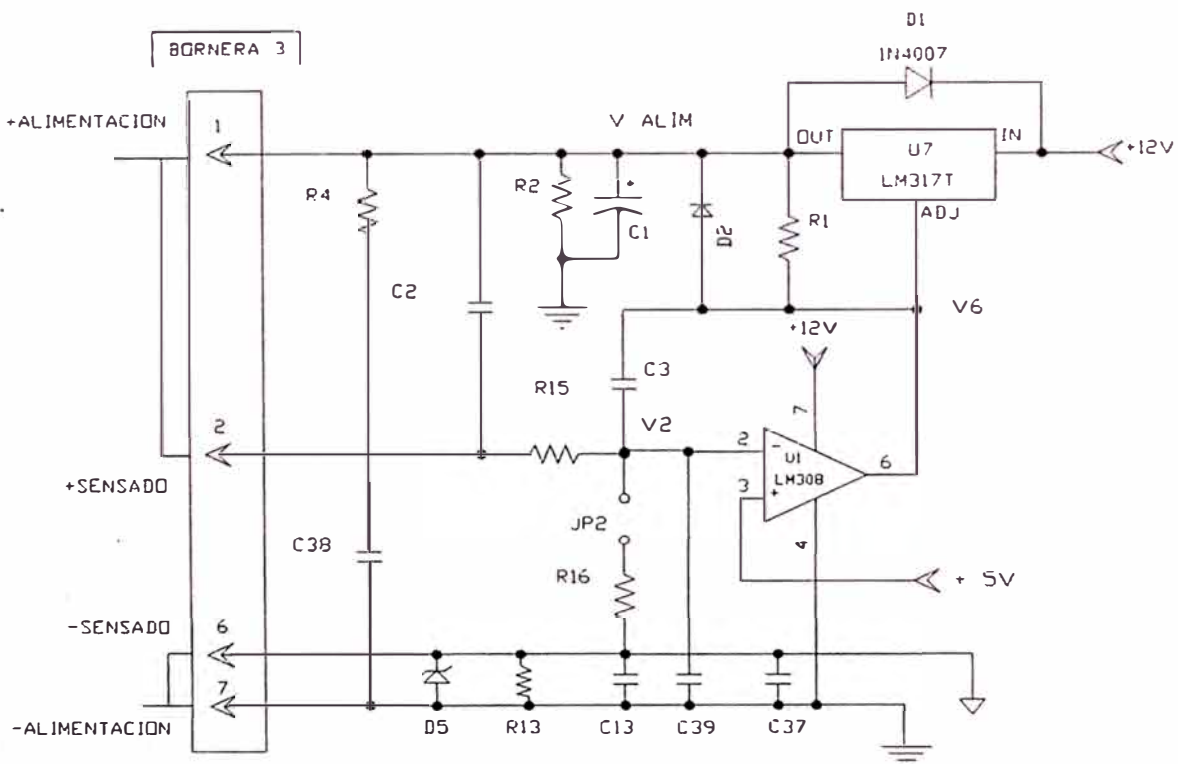


Figura 2.4 Circuito del voltaje de alimentación de 5 VDC para la celda de carga .

Considerando el amplificador operacional U1 ideal tenemos las siguientes ecuaciones:

$$(V_2 - V_6)(SC) + \left(\frac{V_2 - V_{ALIM}}{R_2} \right) = 0 \quad (2.1)$$

$$\left(\frac{V_6 - V_{ALIM}}{R_1} \right) + (SC)(V_6 - V_2) = 0 \quad (2.2)$$

De la ecuación (2.1) tenemos:

$$(SC)V_2 - (SC)V_6 + \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_{ALIM}}{R_2} = 0$$

$$V_{ALIM} = (V_2)(1 + (SC)(R_2)) - (SC)(R_2)(V_6) \quad (2.3)$$

De la ecuación (2.2) tenemos:

$$V_6 = \left(\frac{(SC)(R_1)(V_2) + V_{ALIM}}{1 + (SC)(R_1)} \right) \quad (2.4)$$

Reemplazando la ecuación (2.4) en la ecuación (2.3)

$$V_{ALIM} = (V_2)(1 + (SC)(R_2)) - (SC)(R_2) \left(\frac{(SC)(R_1)(V_2) + V_{ALIM}}{1 + (SC)(R_1)} \right)$$

Operando tendremos:

$$V_{ALIM} = V_2 = 5V \quad V_{REF} \quad (2.5)$$

Diseño del Circuito de alimentación de 10 VDC.

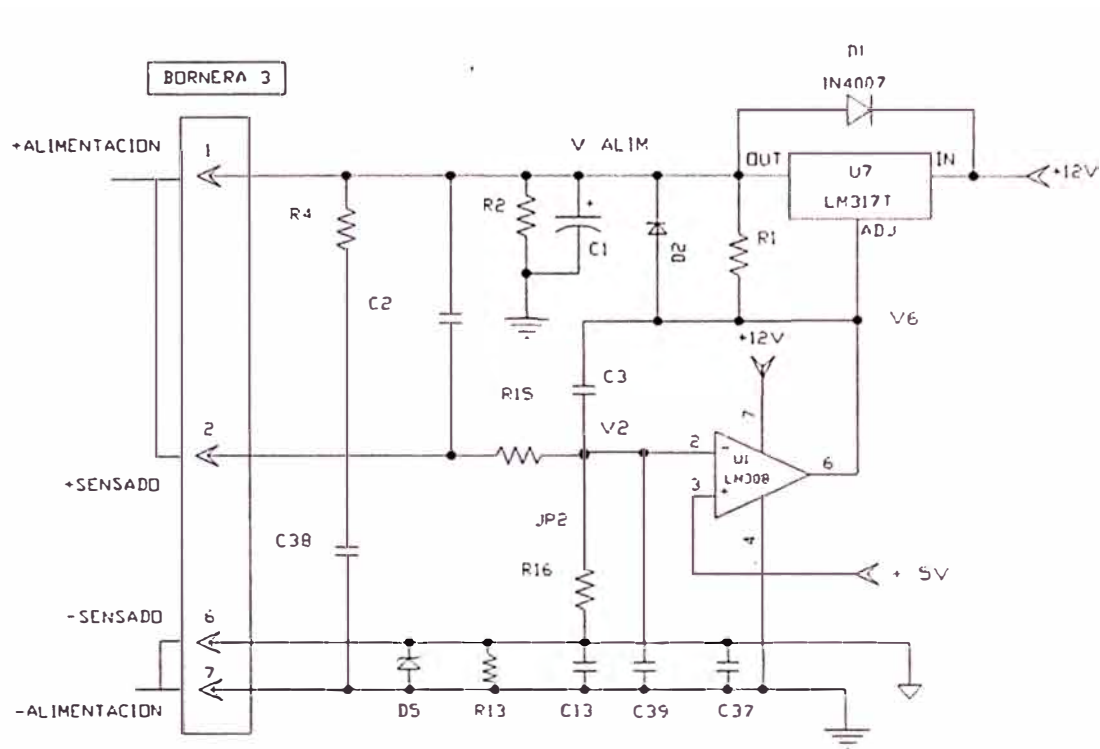


Figura 2.5 Circuito del voltaje de alimentación de 10 VDC para la celda de carga .

Considerando el amplificador operacional U1 ideal tenemos las siguientes ecuaciones:

$$V_{ALIM} \left(\frac{R15}{R15 + R16} \right) = V2 \quad (2.6)$$

$$V_{ALIM} = \left(1 + \frac{R16}{R15} \right) (V2)$$

Por facilidad de calculo hacemos que $R15=R16=10k$, luego tendremos:

$$V_{ALIM} = (2)(V2) = (2)(5) = 10 \text{ VDC} \quad (2.7)$$

2.5 Diseño del circuito amplificador de entrada.

Dado que la mayor parte de los puentes de sensores se alimentan con una fuente de tensión que tiene un terminal puesto a tierra, el amplificador conectado a su salida no puede tener ninguno de sus terminales de entrada puesto a tierra. La impedancia desde cada uno de los terminales de entrada del amplificador a tierra es igual y alta. A un amplificador con estas características se le denomina amplificador diferencial

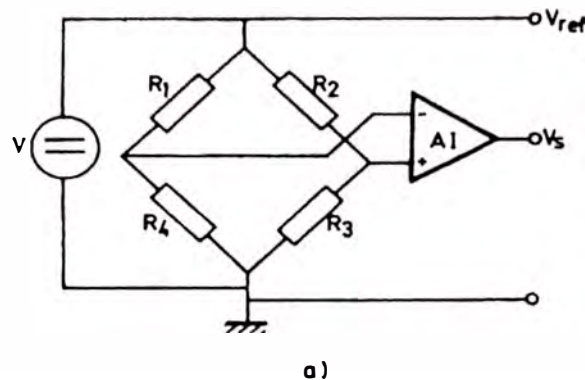


Figura 2.6 Alimentación a masa y amplificador diferencial.

En el diseño del amplificador de entrada se va a utilizar un circuito con dos amplificadores operacionales en un arreglo de amplificador de instrumentación, para aprovechar sus características de alta impedancia de entrada, alto rechazo del modo común, ganancia estable y sin que se contrapongan directamente ganancia-ancho de banda, tal como sucede en un amplificador operacional; tensión y corrientes de desequilibrio (offset) bajas y con pocas derivas; e impedancia de salida también baja.

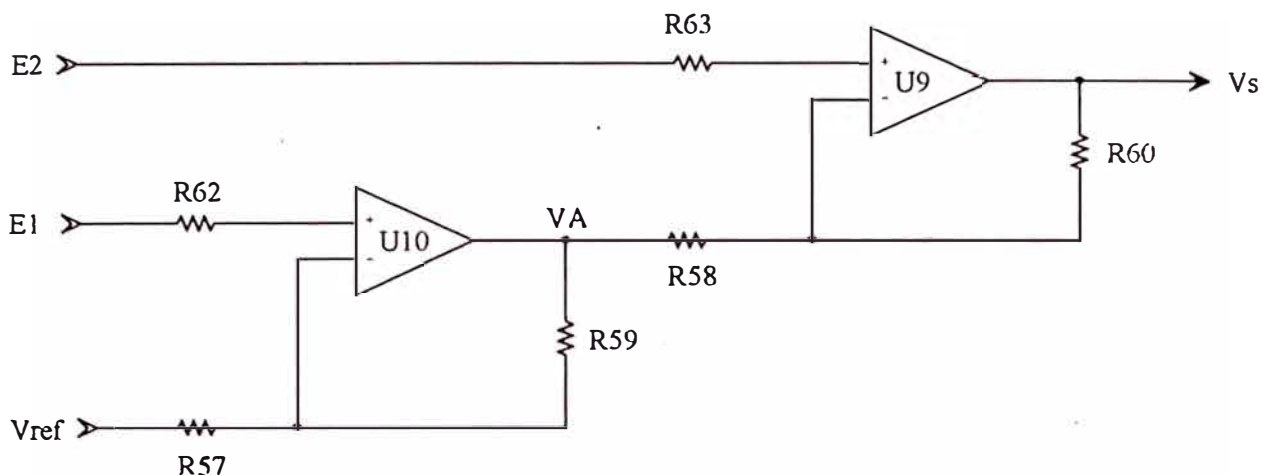


Figura 2.7 Amplificador de instrumentación realizado mediante dos amplificadores operacionales.

Si consideramos a los amplificadores operacionales U9 y U10 ideales la tensión de salida esta dada por :

$$\frac{V_s - E_2}{R_{60}} = \frac{E_2 - V_A}{R_{58}} \quad (2.8)$$

$$\frac{V_A - E_1}{R_{59}} = \frac{E_1 - V_{ref}}{R_{57}} \quad (2.9)$$

$$V_s = \left(1 + \frac{R_{60}}{R_{58}}\right)(E_2) - \frac{R_{60}}{R_{58}}(V_A) \quad (2.10)$$

$$V_A = \left(1 + \frac{R_{59}}{R_{57}}\right)(E_1) - \frac{R_{59}}{R_{57}}(V_{ref}) \quad (2.11)$$

$$V_s = \left(1 + \frac{R_{60}}{R_{58}}\right)E_2 - \left(\frac{R_{60}}{R_{58}} + \frac{(R_{60})(R_{59})}{(R_{58})(R_{57})}\right)E_1 + \frac{(R_{60})(R_{59})}{(R_{58})(R_{57})}V_{ref} \quad (2.12)$$

Dado que en un amplificador diferencial únicamente nos interesa que se amplifique la diferencia entre las tensiones de entrada, y para que esto suceda deberá cumplirse que:

$$\frac{(R_{60})(R_{59})}{(R_{58})(R_{57})} = 1 \quad (2.13)$$

$$\frac{R_{60}}{R_{58}} = \frac{R_{57}}{R_{59}} = K \quad (2.14)$$

$$R_{60} = R_{57} \quad \text{y} \quad R_{58} = R_{59} \quad (2.15)$$

La expresión (2.12) se transforma en :

$$V_s = \left(1 + \frac{R_{60}}{R_{58}}\right)(E_2 - E_1) + V_{ref} = (1 + K)(E_2 - E_1) + V_{ref} \quad (2.16)$$

Una precaución que hay que tomar con este circuito es evitar la saturación del primer amplificador operacional, si la señal de modo común es elevada.

$$\left(\left|\frac{E_1 + E_2}{2}\right| + \left|\frac{E_2 - E_1}{2}\right|\right)\left(1 + \frac{R_{59}}{R_{57}}\right) < V_{sat} \quad (2.17)$$

Para valores pequeños de R_{57} es cuando hay riesgo de saturación, por lo tanto eligiendo un valor suficientemente grande como $R_{57} = R_{60} = 100k$ podemos evitar la saturación.

La ganancia del amplificador diferencial se calcula para que una señal de entrada de la celda de carga que varía de 0-15 mV le corresponda una señal de salida que varía de 0-2.015 V DC. La ganancia diferencial (G_d) estará dada por :

$$G_d = \frac{(2.015)V_{DC}}{(0.015)V_{DC}} \cong 134.33$$

$$V_s = 134.33(E_2 - E_1) + V_{ref}$$

$$G_d = \left(1 + \frac{R_{60}}{R_{58}} \right) = 134.33$$

$$\frac{R_{60}}{R_{58}} = 133.33$$

$$R_{58} = R_{59} = \frac{R_{60}}{133.33} = \frac{100K}{133.33} = 0.750K$$

Para la implementación de este circuito se utilizó dos circuitos integrados TLC2654 (U9, U10) que forman juntos un verdadero amplificador diferencial troceador (chopper) estabilizado. R62 y R63 son resistencias de entrada por lo que hacemos $R_{62} = R_{63} = 1k$.

2.6 Diseño del voltaje de referencia inicial.

El voltaje de referencia inicial se ha diseñado para generar una señal DC igual pero de signo contrario a la señal de salida del amplificador de entrada, para una salida “sin carga”. La señal de desplazamiento “sin carga” (offset) de una celda de carga, llamada también “tara ó peso muerto”, corresponde a la señal generada por el peso de la interfase mecánica de la celda de carga (peso de la barra de tensión del dinamómetro y los accesorios mecánicos de montaje).

El circuito del voltaje de referencia inicial está conformado por el banco de resistencias SW1 , el potenciómetro R11 de 15 vueltas y el circuito integrado TL062 (U5), el cual contiene dos amplificadores operacionales. El U5 funciona como un amplificador de desplazamiento DC que inyecta una señal DC para “poner a cero” la señal de “tara” de la celda de carga. La puesta a cero es controlada por el banco de

resistencias SW1, seleccionadas mediante DIP switch que dan el ajuste grueso y el potenciómetro R11 que da el ajuste fino.

Puede ser variada por medio de SW1 y R11, de 0 a 2.015 VDC, para poder desplazar la señal de la celda de carga de 0 a 15 mV (15 mV x la ganancia del amplificador (134.33) = 2.015 voltios). Por consiguiente, el circuito de balance inicial puede compensar el rango de salida de una celda de carga hasta en un 100% .

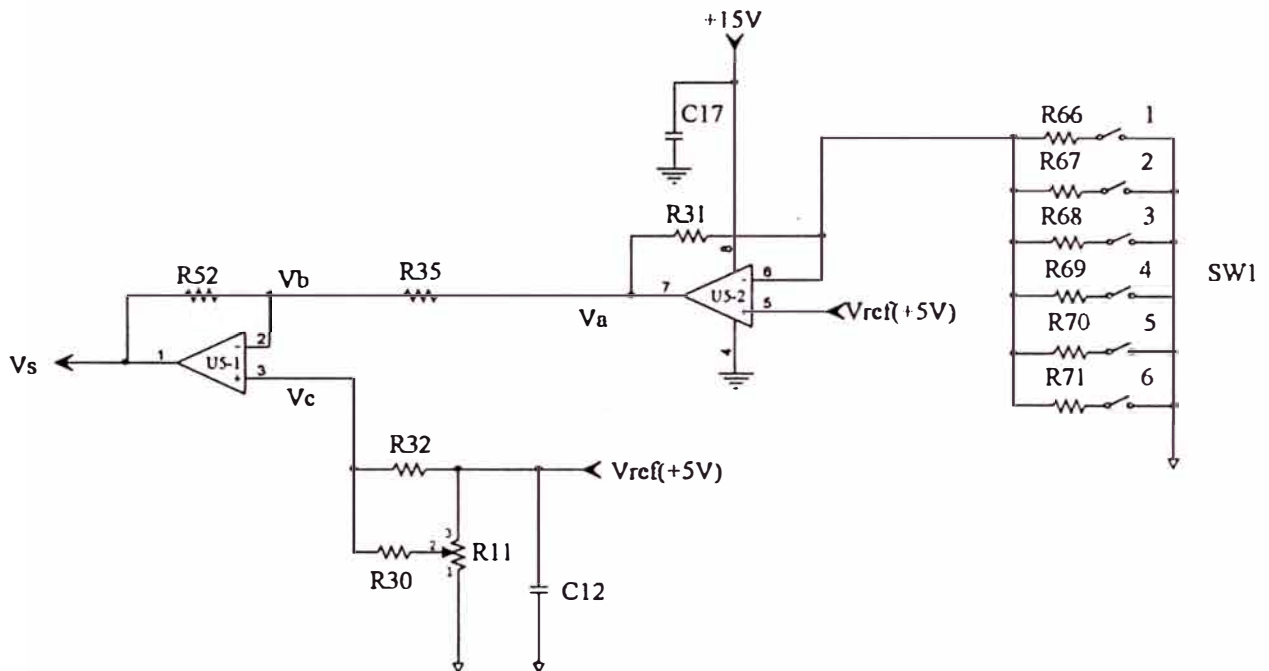


Figura 2.8 Circuito del voltaje de referencia inicial

Cálculo de V_a :

Si consideramos el amplificador operacional U5-2 como ideal, tenemos:

$$\frac{V_a - V_{ref}}{R_{31}} = \frac{V_{ref}}{R_{sw1}} \quad (2.18)$$

$$V_a = \left(1 + \frac{R_{31}}{R_{sw1}}\right) V_{ref} \quad (2.19)$$

En el caso de que no se conecte ninguna resistencia del banco SW1 el U5-2 se

comportará como un seguidor emisor por lo cual haremos que $R31=1k$. Luego tenemos :

$$V_a = \left(1 + \frac{1}{R_{sw1}}\right) V_{ref} \quad (2.20)$$

Calculo de V_s :

Si consideramos que el amplificador operacional U5-1 es ideal tendremos:

$$\frac{V_s - V_b}{R52} = \frac{V_b - V_a}{R35} \quad (2.21)$$

$$V_s = \left(1 + \frac{R52}{R35}\right) V_b - \left(\frac{R52}{R35}\right) V_a \quad (2.22)$$

$$V_b = V_c \quad (2.23)$$

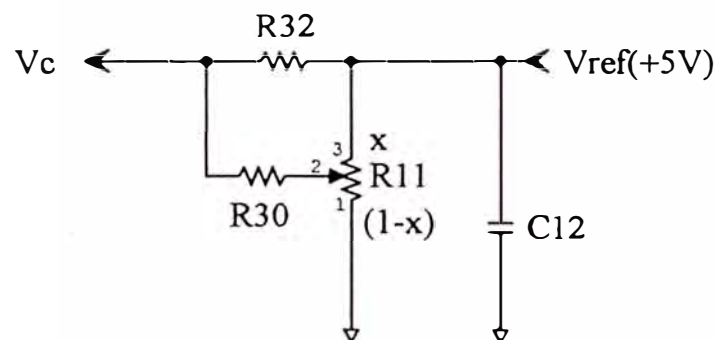


Figura 2.9 Circuito para el calculo del voltaje V_c del ajuste fino del cero.

De la figura 2.9 y empleando ecuaciones de malla tenemos :

$$V_{ref} = (I_1 - I_2)(R11)(x) + (I_1)(R11)(1-x) \quad (2.24)$$

$$(I_2 - I_1)(R11)(x) + (I_1)(R32 + R30) = 0 \quad (2.25)$$

$$V_c = V_{ref} - (I_2)(R_{32}) \quad (2.26)$$

Resolviendo las ecuaciones anteriores , tenemos :

$$V_c = \left(1 - \frac{(x)(R_{32})}{R_{11}(1-x)x + R_{30} + R_{32}} \right) V_{ref} \quad (2.27)$$

Donde $0 \leq x \leq 1$ y corresponde al recorrido hecho por el potenciómetro R11.

Reemplazando en la ecuación 2.22 tendremos :

$$V_s = \left[\left(1 + \frac{R_{52}}{R_{35}} \right) \left(1 - \frac{(x)(R_{32})}{R_{11}(1-x)x + R_{30} + R_{32}} \right) - \left(\frac{R_{52}}{R_{35}} \right) \left(1 + \frac{1}{R_{sw1}} \right) \right] V_{ref} \quad (2.28)$$

Para simplificar esta ecuación haremos que las resistencias de realimentación

$$R_{52} = R_{35} = 10k$$

$$V_s = \left(1 - \frac{1}{R_{sw1}} - \frac{(2)(R_{32})(x)}{R_{11}(1-x)x + R_{30} + R_{32}} \right) V_{ref} \quad (2.29)$$

En la ecuación (2.29) se puede observar el termino debido al ajuste grueso:

$$\left(\frac{1}{R_{sw1}} \right) (V_{ref})$$

y el termino debido al ajuste fino:

$$\left(\frac{(2)(R_{32})(x)}{R_{11}(1-x)x + R_{30} + R_{32}} \right) (V_{ref}).$$

Analizaremos el caso cuando el voltaje de salida es máximo (V_{smax}).

Debemos tener en cuenta que "x" es el recorrido del potenciómetro R11 y varia entre $0 \leq x \leq 1$, por lo tanto tenemos el siguiente intervalo :

$$\left(1 - \frac{1}{R_{sw1 \max}} - \frac{(2)(R_{32})}{R_{30} + R_{32}} \right) V_{ref} \leq V_{smax} \leq \left(1 - \frac{1}{R_{sw1 \max}} \right) V_{ref} \quad (2.30)$$

Para $x = 0$ tenemos el limite superior. El limite superior será máximo cuando $R_{sw1 \max}$ tienda al infinito, entonces

$$V_s \max \leq V_{ref} \quad (2.31)$$

Esto se comprueba cuando no se conecta ninguna resistencia del DIP switch SW1. En el caso que se conecte una sola resistencia esta deberá ser de un valor bastante grande y deberá cumplirse que:

$$\left(1 - \frac{1}{R_{sw1 \max}}\right) \leq 1$$

Si asumimos un valor referencial como:

$$\left(1 - \frac{1}{R_{sw1 \max}}\right) \leq 0.995$$

$$R_{sw1 \max} \leq 200k \quad (2.32)$$

Para $x = 1$ tenemos el limite inferior.

$$\left(1 - \frac{1}{R_{sw1 \max}} - \frac{(2)(R32)}{R30 + R32}\right) V_{ref} \leq V_s \max$$

Si $R_{sw1 \max}$ tiende al infinito o es bastante grande tendremos :

$$\left(1 - \frac{(2)(R32)}{R30 + R32}\right) V_{ref} \leq V_s \max = V_{ref}$$

$$\left(1 - \frac{(2)(R32)}{R30 + R32}\right) \leq 1$$

$$\frac{R32}{R30 + R32} \geq 0 \quad (2.33)$$

El termino:

$$\left(\frac{(2)(R32)}{R30 + R32}\right) V_{ref} = \Delta V_s \max \quad (2.34)$$

corresponde a la máxima variación de voltaje que se puede alcanzar con el potenciómetro R11 ($x = 1$). Por lo tanto aquí podemos elegir el rango del ajuste fino del voltaje de referencia inicial. Si escogemos un valor de :

$$\Delta V_s \max = 70 \text{mv} \quad (2.35)$$

reemplazando en la ecuación (2.26) tenemos:

$$\left(\frac{(2)(R_{32})}{R_{30} + R_{32}} \right) (5V) = \Delta V_s \max = 0.070V$$

$$\left(\frac{(R_{32})}{R_{30} + R_{32}} \right) = \left(\frac{0.07}{10} \right) \quad (2.36)$$

Por facilidad de calculo hacemos que $R_{32} = 1 \text{ k}$, entonces:

$$\left(\frac{1}{R_{30} + 1} \right) = 0.007$$

Despejando tenemos que $R_{30} = 141.8 \text{ k}$, el valor comercial mas cercano para R_{30} es 150 k .

Cálculo de R_{sw1} :

Consideremos las ecuaciones anteriores :

$$V_a = \left(1 + \frac{1}{R_{sw1}} \right) V_{ref}$$

$$R_{sw1 \max} \leq 200 \text{k}$$

Se presentan dos casos:

1° Caso .

No se conecta ninguna resistencia mediante el DIP switch SW1, por lo tanto

$R_{sw1} = \infty$ y U5-1 se comporta como un seguidor emisor:

$$V_a = \left(1 + \frac{1}{\infty} \right) V_{ref} = 5V$$

2° Caso.

Se conectan mediante el Dip switch SW1 una por una o todas las resistencias del banco, pudiendo tener una amplia variedad de soluciones. Como podemos

observar al ir conectando una resistencias a continuación de la otra, todas ellas se van conectando en paralelo , por lo tanto la resistencia equivalente R_{sw1} se puede escribir como

$$\frac{1}{R_{sw1}} = \frac{1}{R66} + \frac{1}{R67} + \frac{1}{R68} + \frac{1}{R69} + \frac{1}{R70} + \frac{1}{R71} \quad (2.37)$$

Además hay que dar un valor a cada resistencia de tal modo de poder ir variando la ganancia de U5-1 en forma progresiva. Para hacer esto posible se propone la siguiente solución :

$$\frac{1}{R_{sw1}} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} + \frac{1}{8R} + \frac{1}{16R} + \frac{1}{32R} \right) \quad (2.38)$$

De la ecuación anterior podemos obtener los valores máximos y mínimos:

$$\frac{1}{R_{sw1 \max}} = \frac{1}{32R} \quad (2.39)$$

$$\frac{1}{R_{sw1 \min}} = \frac{1}{\left(\frac{32}{63} \right) R} \quad (2.40)$$

Como $R_{sw1 \max} \leq 200k$

$$32R \leq 200k$$

$$R \leq 6.25k$$

El valor comercial mas cercano y conveniente es $R = 5k$.

Determinando los valores restantes:

R66	R	5 K
R67	2R	10 K
R68	4R	20 K
R69	8R	40 K
R70	16R	80 K
R71	32R	160 K

Cálculo de los valores de V_a :

$$V_a = \left(1 + \frac{1}{R_{sw1}} \right) (V_{ref})$$

R_{sw1}	V_a
2.54k	6.969 V
160k	5.031 V
∞	5 V

Los condensadores C12 y C17 son condensadores de filtro que se conectan en las fuentes de voltaje. Por lo tanto $C12 = C17 = 0.1\mu F$.

2.7 Diseño del amplificador de señal a plena escala.

El circuito amplificador de señal a plena escala (span) esta compuesto por $\frac{1}{2}$ CI TLC062 (U6) , por el banco de resistencias SW2 y el potenciómetro R12. El banco de resistencias y el potenciómetro proporcionan una ganancia variable para adecuar la capacidad neta de salida de la señal de una celda de carga de 3 mv/v de salida con una excitación de 5 VDC. La máxima señal de salida para una celda de carga de 3 mV/V con una excitación de 5 VDC, esta dada por la siguiente relación :

$$\left(\frac{3mV}{V} \right) (5V) = 15mV$$

Para facilitar el diseño, asumimos que la señal de la celda de carga varia de 1 a 16 mv y que la salida máxima para el amplificador del span sea de 4.5 VDC, regulables mediante el potenciómetro R12 para poder obtener una salida normaliza de 4 VDC. Se presentan los siguientes casos :

Para una señal de celda de carga de 1mV tenemos a la entrada del amplificador del span :

$$1\text{mV} \times 134.33 = 134.33 \text{ mV}$$

Para una salida máxima de 4.5 VDC tenemos una ganancia de :

$$G = \left(\frac{4.5\text{V}}{0.13433\text{v}} \right) = 33.5$$

Para una señal de celda de carga de 16 mV tenemos a la entrada del amplificador del span :

$$16 \text{ mV} \times 134.33 = 2149.28 \text{ mV}$$

Para una salida máxima de 4.5 VDC tenemos una ganancia de :

$$G = \left(\frac{4.5\text{V}}{2.14928\text{V}} \right) = 2.093$$

Debido a este rango de ganancia de 2 a 33.5 veces, podemos cubrir todo el rango de la señal de la celda de carga de 1 a 16 mv. La salida del amplificador del span produce una variación de voltaje de 0.134 VDC a 4.5 VDC, por encima de un voltaje de referencia de 5 VDC (+5.134V a +9.5 V) .

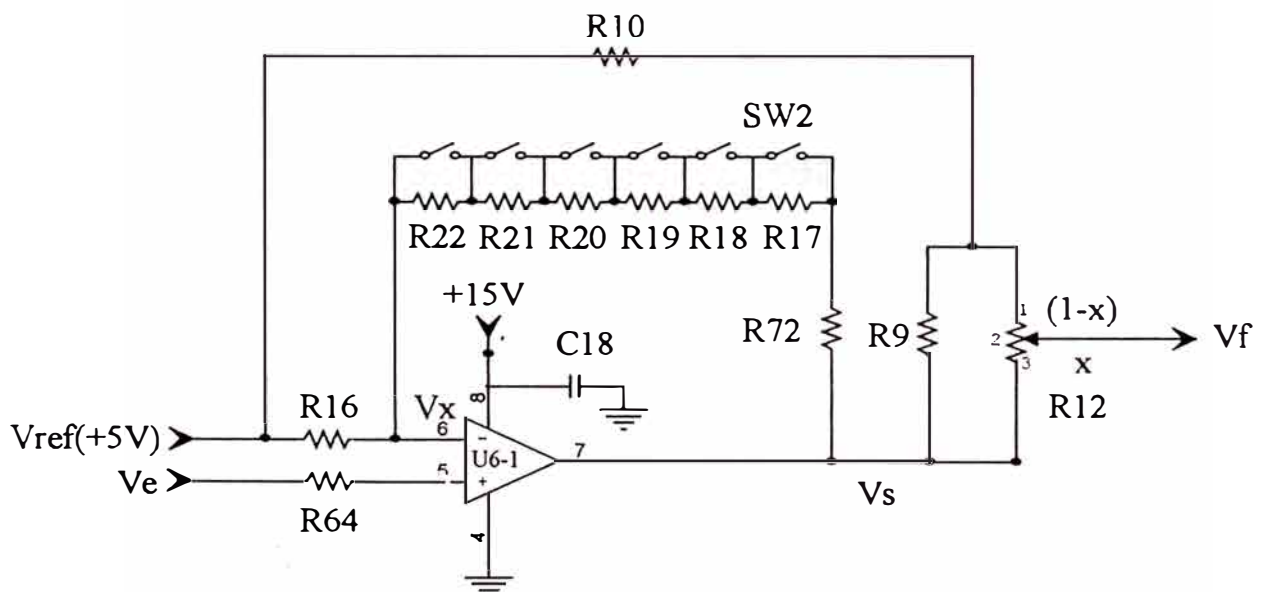


Figura 2.10 Circuito del amplificador de señal a plena escala.

Calculo de V_s .

Considerando al amplificador operacional U6-1 ideal tenemos las siguientes relaciones:

$$\frac{V_s - V_x}{R_{72} + R_{sw2}} = \frac{V_x - V_{ref}}{R_{16}} \quad (2.41)$$

$$V_e = V_x \quad (2.42)$$

$$V_s = \left(1 + \frac{R_{72} + R_{sw2}}{R_{16}}\right) V_e - \left(\frac{R_{72} + R_{sw2}}{R_{16}}\right) V_{ref} \quad (2.43)$$

Además se sabe que $5.134 \leq V_e \leq 7.149V$ y $5.134V \leq V_s \leq 9.5V$ y $V_{ref} = 5V$.

R_{sw2} es un banco de resistencias variable conectadas en serie y seleccionables mediante el DIP switch SW2. Por lo tanto tenemos un intervalo de valores $R_{sw2min} \leq R_{sw2} \leq R_{sw2max}$. Cuando todas las resistencias se encuentran deshabilitadas tenemos: $R_{sw2min} = 0$

Cuando todas las resistencias se encuentran habilitadas tenemos:

$$R_{sw2max} = R_{17} + R_{18} + R_{19} + R_{20} + R_{21} + R_{22} \quad (2.44)$$

Para facilitar el calculo hacemos que $R_{72} = R_{16} = R$

Asumiendo que para una mínima entrada de señal tenemos la máxima salida para el amplificador del span:

$$\left(1 + \frac{R + R_{sw2max}}{R}\right)(5.134) - \left(\frac{R + R_{sw2max}}{R}\right)(5V) \leq 9.5V$$

$$\frac{R + R_{sw2max}}{R} \leq 32.582$$

$$R_{sw2max} \leq 31.582R \quad (2.45)$$

Asumiendo que para una máxima entrada de señal tenemos la máxima salida

para el amplificador del span:

$$\left(1 + \frac{R + R_{sw2\ min}}{R}\right)(7.149) - \left(\frac{R + R_{sw2\ min}}{R}\right)(5V) \leq 9.5V$$

$$\frac{R + R_{sw2\ min}}{R} \leq 1.093$$

$$R_{sw2\ min} \leq 0.093R \quad (2.46)$$

Se verifica que $R_{sw2\ min} = 0$.

Para facilitar el cálculo en la ecuación (2.458) asumimos que $R = 5k$ entonces

$$R_{72} = R_{16} = 5k$$

$$R_{sw2\ max} \leq 157.91k$$

$$R_{sw2\ max} = R_{17} + R_{18} + R_{19} + R_{20} + R_{21} + R_{22}$$

Si hacemos el siguiente artificio :

$$R_{17} = R_o, R_{18} = 2R_o, R_{19} = 4R_o, R_{20} = 8R_o; R_{21} = 16R_o \text{ y } R_{22} = 32R_o$$

Entonces $R_{sw2\ max} = 63R_o$ y $R_{sw2\ max} \leq 157.91$, por lo tanto:

$$R_o \leq 2.5k$$

Si hacemos que $R_o = 2.5 k$ tenemos los siguientes valores para las otras resistencias:

R17	R _o	2.5 k
R18	2 R _o	5 k
R19	4 R _o	10 k
R20	8 R _o	20 k
R21	16 R _o	40 k
R22	32 R _o	80 k

Calculo de Vf.

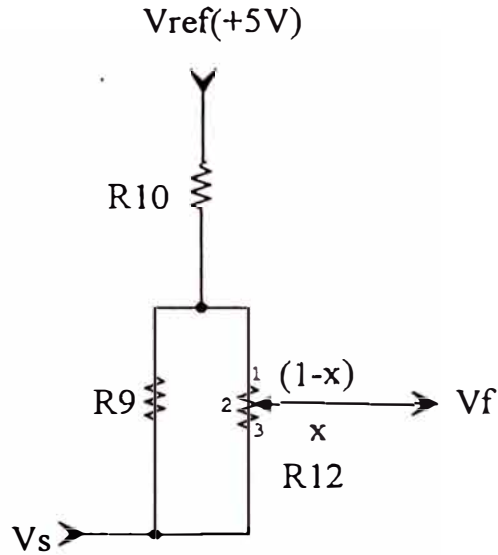


Figura 2.11 Circuito para el cálculo de Vf del ajuste fino del span.

De la figura anterior tenemos las siguientes relaciones:

$$\frac{V_s - V_{ef}}{R_{10} + \frac{(R_9)(R_{12})}{R_9 + R_{12}}} = I \quad (2.47)$$

$$(I_1)(R_9) = (I_2)(R_{12}) \quad (2.48)$$

$$I_1 + I_2 = I \quad (2.49)$$

$$V_f = V_s - (I_2)(R_{12})(x) \quad (2.50)$$

$$0 \leq x \leq 1 \quad (2.51)$$

Desarrollando estas ecuaciones tenemos:

$$V_f = V_s - \left(\frac{(R_{12})(R_9)(x)}{(R_{10})(R_9 + R_{12}) + (R_9)(R_{12})} \right) (V_s - V_{ref}) \quad (2.52)$$

$$V_f = V_s - k(V_s - V_{ref}) \quad (2.53)$$

$$k = \frac{(R12)(R9)(x)}{(R10)(R9 + R12) + (R9)(R12)}$$

$$k = \frac{(x)}{\frac{(R10)(R9 + R12)}{(R9)(R12)} + 1} \quad (2.54)$$

Analizando para el caso en el cual tenemos la salida máxima $V_s = 9.5V$ y $V_{ref} = 5VDC$.

$$V_f = 9.5V - k(9.5V - 5V) = 9.5V - 4.5V(k)$$

Sabemos que k es función del recorrido del potenciómetro $R12$, es una función de “ x ”, además asumimos para este caso que $x = 1$. Aquí podemos elegir el valor del ajuste fino. Si hacemos que el rango del ajuste fino sea $0.75V$ tendremos :

$$4.5V(k) = 0.75V$$

$$k \approx 0.166 \quad (2.55)$$

$$0.166666 = \frac{1}{\frac{(R10)(R9 + R12)}{(R9)(R12)} + 1}$$

$$\frac{(R10)(R9 + R12)}{(R9)(R12)} = 5 \quad (2.56)$$

Para facilitar los cálculos hacemos que $R10 = R12$ luego:

$$\left(1 + \frac{R12}{R9}\right) = 5 \quad (2.57)$$

$$R12 = (4)(R9)$$

Si hacemos que $R12 = R10 = 10k$ entonces tendremos que $R9 = 2.5k$.

2.8 Diseño del filtro de salida

El amplificador de salida es un filtro activo de ganancia unitaria. El filtro activo es un filtro pasa bajo de dos polos con una frecuencia de corte de aproximadamente 2 Hz. La señal DC pasa directamente y cualquier componente AC con una frecuencia mayor a 2 Hz. es bloqueada si el puente JP1 no se encuentra colocado. Si el puente JP1 está colocado, solamente se realiza un filtraje mínimo, de esta manera se pueden analizar variaciones rápidas de fuerza. La salida de este amplificador también es de +5 a +9 VDC que se conecta a el circuito de salida, que es un amplificador de voltaje de 0 a 10 VDC.

Este circuito esta conformado por la segunda mitad del circuito integrado TL062 (U6), las resistencias R44 y R46 y los condensadores C19 y C20.

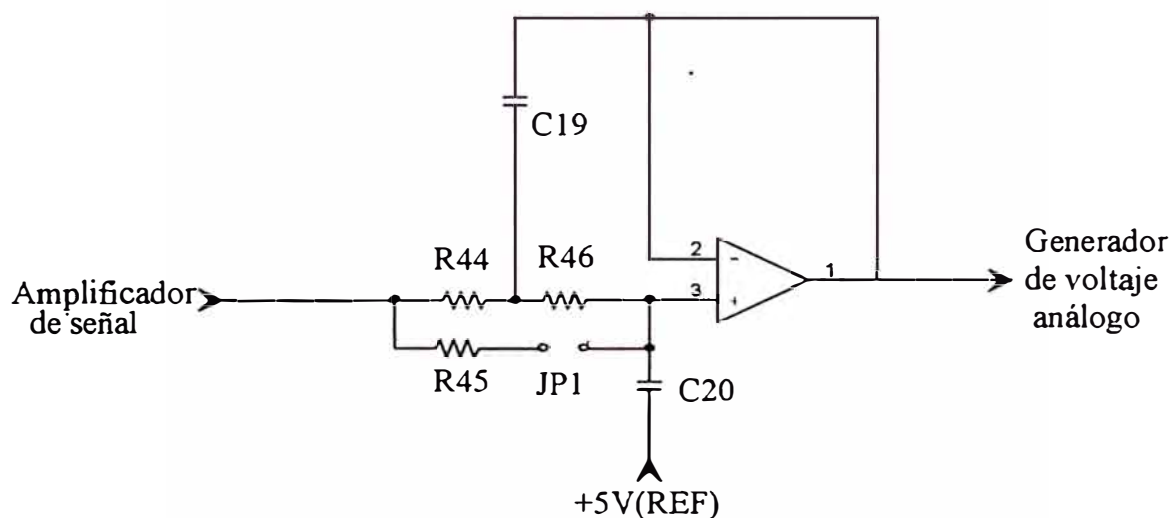


Figura 2.12 Filtro activo pasa bajo de salida.

La frecuencia de corte está dada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R44)(R46)(C19)(C20)}} \quad (2.58)$$

Para simplificar el calculo hacemos que $R44 = R46 = R$ y $C19 = C20 = C$ tenemos:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.59)$$

La frecuencia de corte deseada es 2 hz, y escogiendo un valor comercial conveniente para $C = 0.15 \mu\text{F}$ tendremos que el valor de R esta dado por:

$$R = \frac{1}{2\pi f_c (C)} = \frac{1}{2\pi (2\text{hz})(0.15\mu\text{F})} = 530.515\text{k}$$

El valor comercial mas cercano es $R = R44 = R46 = 500\text{k}$

Para deshabilitar el filtro colocamos el puente JP1, de tal forma que el filtro se comporte como un seguidor emisor, para lograr esto bastará con elegir un valor para $R45 = 1\text{k}$.

2.9 Diseño del generador de voltaje de salida análogo

El generador de voltaje de salida análogo está conformado por $\frac{1}{4}$ del C.I LM324 (U8). El circuito es un amplificador de voltaje diferencial no-inversor simple con una etapa de ganancia de $2 \frac{1}{2}$ para producir una salida de 0-10 VDC con una entrada diferencial de 0 - 4 VDC (5 VDC a 9 VDC).

Está referenciada al común del circuito y tiene un Diodo zener limitador D8 que recortará la salida a +15 VDC si es que hubiera una realimentación de ruido externo.

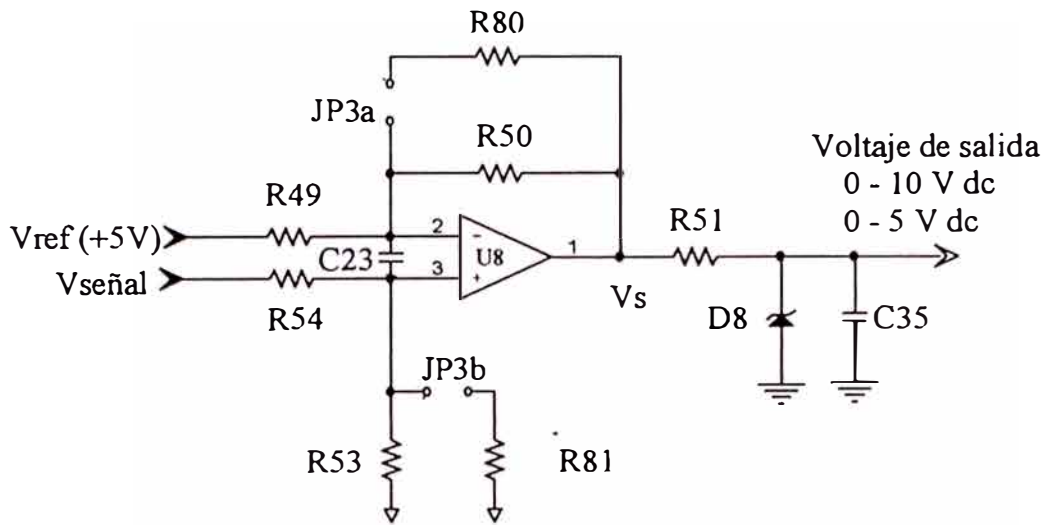


Figura 2.13 Circuito generador del voltaje de salida.

Si se considera que el amplificador operacional es ideal, la tensión de salida está dada por :

$$\frac{V_s - V_2}{R_{50}} = \frac{V_2 - V_{ref}}{R_{49}} \quad (2.60)$$

$$V_2 = V_3 = \frac{(V_{señ})(R_{53})}{R_{53} + R_{54}} \quad (2.61)$$

De la ecuación 2.60 tenemos :

$$V_s = \left(1 + \frac{R_{50}}{R_{49}}\right)V_2 - \left(\frac{R_{50}}{R_{49}}\right)V_{ref} \quad (2.62)$$

Reemplazando la ecuación 2.61 en la ecuación 2.62 tendremos:

$$V_s = \left(1 + \frac{R_{50}}{R_{49}}\right)\left(\frac{R_{53}}{R_{53} + R_{54}}\right)V_{señ} - \left(\frac{R_{50}}{R_{49}}\right)V_{ref} \quad (2.63)$$

Si en la ecuación 2.63 hacemos :

$$\left(\frac{R_{49} + R_{50}}{R_{49}}\right)\left(\frac{R_{53}}{R_{53} + R_{54}}\right) = \left(\frac{R_{50}}{R_{49}}\right) = G_d \quad (2.64)$$

$$V_s = G_d(V_{señ} - V_{ref}) \quad (2.65)$$

Donde G_d es la ganancia diferencial y es igual a 2.5. Para que esto se cumpla es necesario que

$$(R_{49} + R_{50}) = (R_{53} + R_{54}) \quad (2.66)$$

$$R_{53} = R_{50} \quad (2.67)$$

$$R_{49} = R_{54} \quad (2.68)$$

Si hacemos que $R_{50} = R_{53} = 25k$ y sabiendo que $G_d = 2.5$, tendremos

$$R_{49} = R_{54} = \frac{R_{50}}{2.5} = \frac{25k}{2.5} = 10k$$

Además mediante los puentes JP3a y JP3b, podemos obtener un voltaje análogo de salida de 0-5 VDC. Para lo cual la ganancia diferencial se reduce a : $G_d = 1.25$.

Esto se logra haciendo :

$$G_d = 1.25 = \left(\frac{R_{50_{equiv}}}{R_{49}} \right) = \left(\frac{R_{50_{equiv}}}{10k} \right) \quad (2.69)$$

$$R_{50_{equiv}} = R_{53_{equiv}} = 12.5k$$

$$R_{50_{equiv}} = R_{50} \parallel R_{80} = R_{53} \parallel R_{81} \quad (2.70)$$

Como sabemos que $R_{50} = R_{53} = 25k$, entonces para que se cumpla la condición de que $G_d = 1.25$ escogemos por conveniencia $R_{80} = R_{81} = 25k$. Además como R_{51} es la resistencia de salida , su valor debe ser bajo y por facilidad de diseño hacemos $R_{51} = 100$ ohms. C_{35} es un condensador de salida cuyo valor es $0.47 \mu F$.

2.10 Especificaciones técnicas del acondicionador de señal.

Energía	110 VAC +/- 10% 50/60 Hz 220 VAC +/- 10% 50/60 Hz
Fusible	0.2 Amp para 110 VAC 0.1 Amp para 250 VAC
Voltaje de alimentación para la celda de carga	5 VDC +/- 0.1 VDC 10 VDC +/- 0.2 VDC
Corriente máxima suministrada	115 mA
Regulación	Alimentación constante diferencial por medio de un sensado remoto
Rango de la señal de entrada	1 mV a 15 mV
Rango del cero	0 A 15 mV
Voltaje de salida	0 - 5 VDC 0 - 10 VDC
Carga	10,000 ohms mínimo
Configuración	Común conectado a un circuito común aislado

2.11 Circuito impreso.

El diseño del circuito impreso se hizo utilizando el software ORCAD versión 9.1 y la fabricación del circuito se hizo en una tarjeta de fibra de vidrio a dos caras usando técnicas fotográficas.

A continuación se muestran los circuitos impresos utilizados.

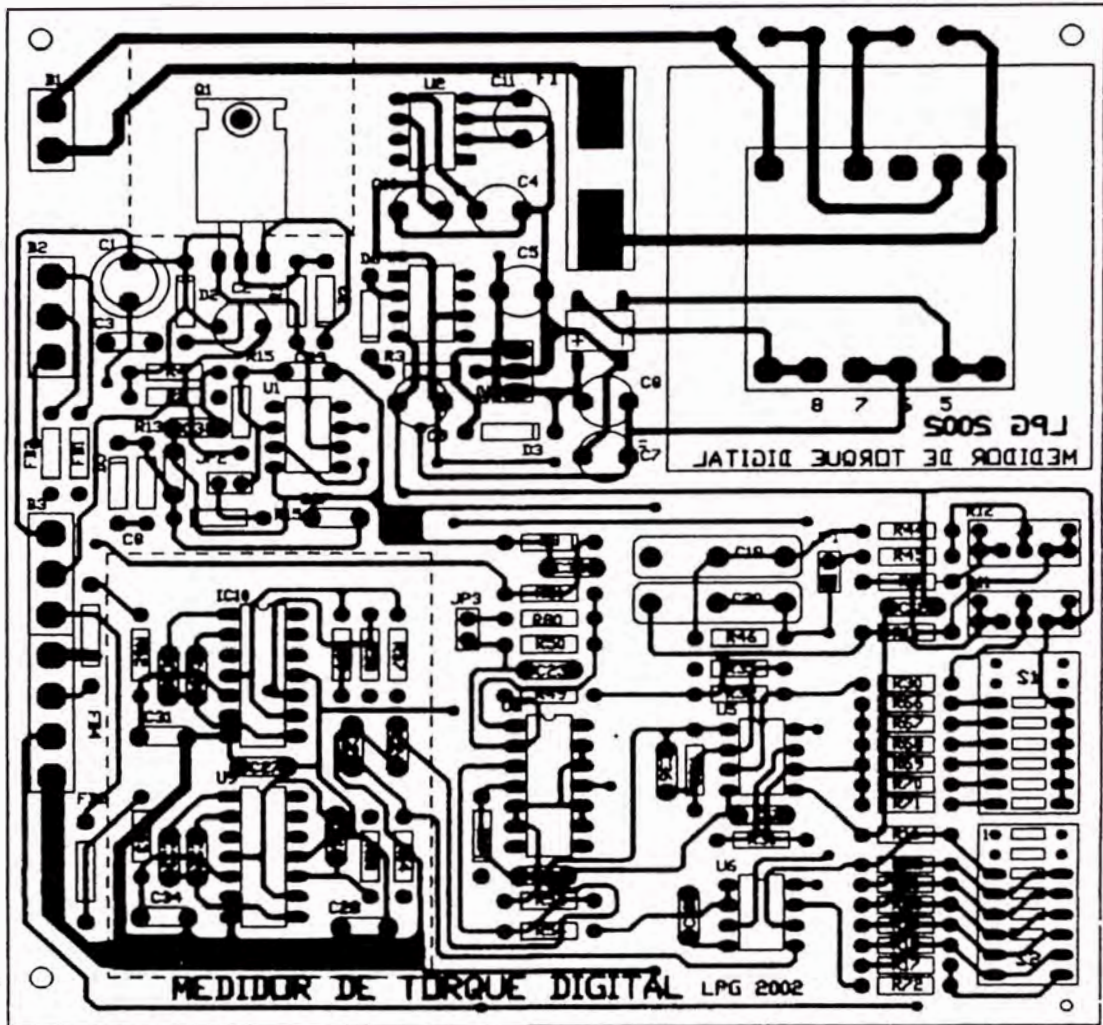


Figura 2.14 Circuito impreso: lado de la soldadura.

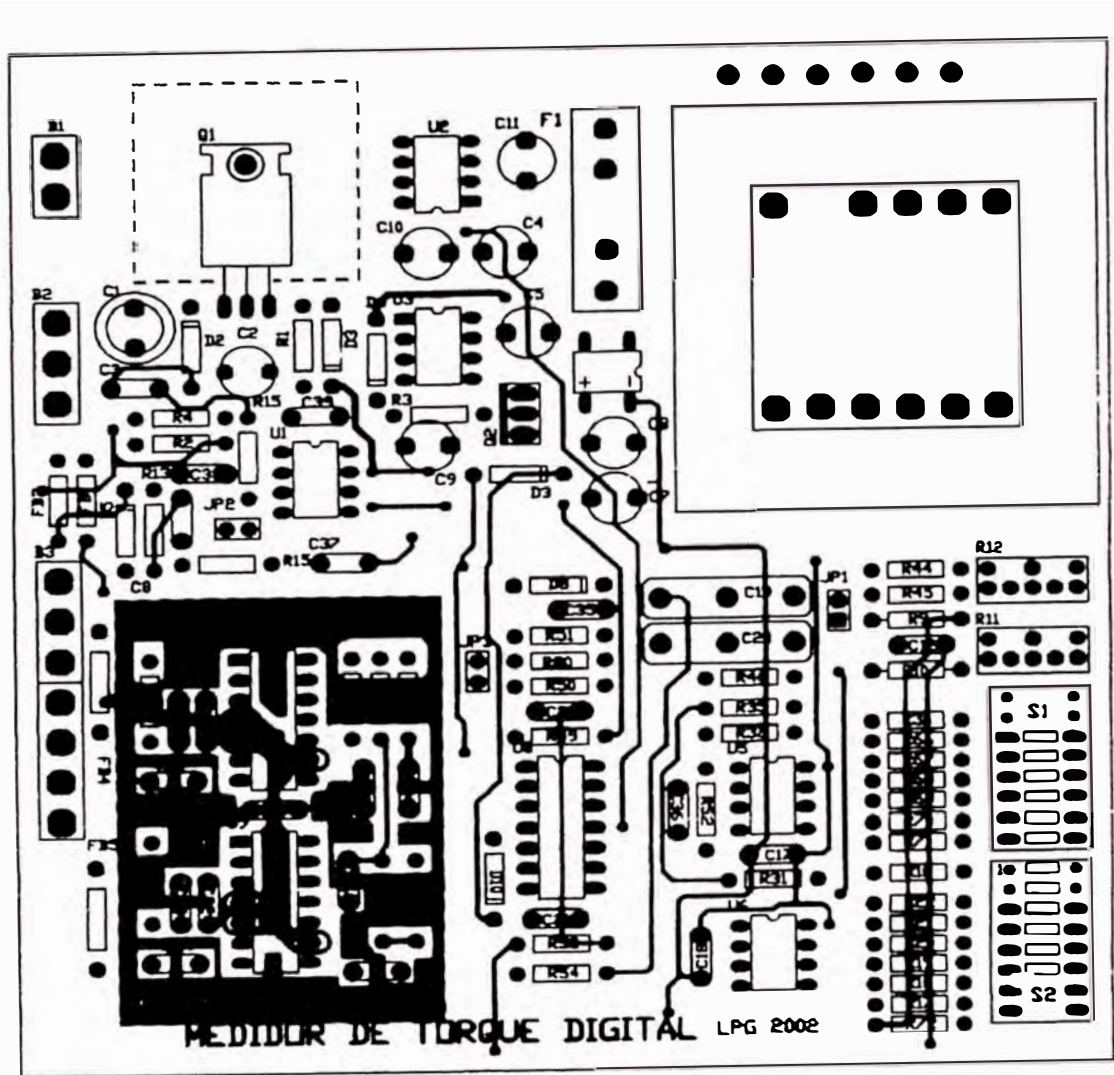


Figura 2.15 Circuito impreso: lado de los componentes

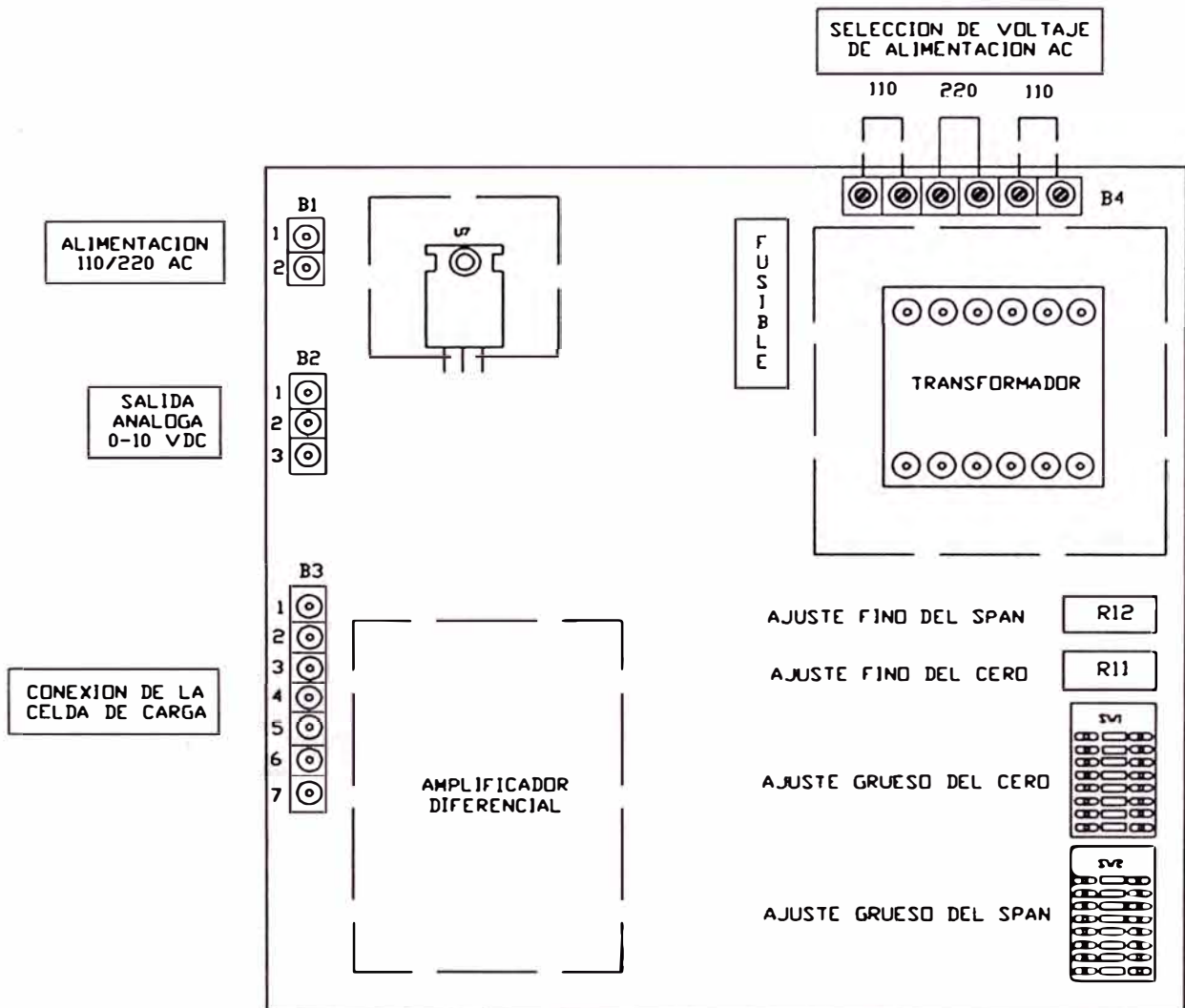


Figura 2.16 Diagrama esquemático de la ubicación de las borneras de conexión

2.12 Componentes empleados.

Las resistencias empleadas en la implementación del circuito son resistencias de precisión de 1% de tolerancia y de ¼ de watt. Los condensadores menores de 1 μ F son cerámicos y los mayores a 1 μ F son electrolíticos.

Los circuitos integrados han sido montados usando sockets para facilitar su reemplazo, en caso de una reparación.

A continuación se muestra la lista de los componentes utilizados en la implementación del circuito acondicionador de señal de la celda de carga.

LISTA DE COMPONENTES

RESISTENCIA	VALOR	CANTID
R01, R02, R31,R32,R45,R62,R63	1K	7
R03,R04,R10,R13,R15,R16,R35,R49,R52,R54,R55,R67	10K	12
R07,R09,R17	2.5K	3
R11,R12	POT 10K	2
R16,R18,R66,R72	5K	4
R20,R68	20K	2
R21,R69	40K	2
R22,R70	80K	2
R30	150K	1
R44,R46	500K	2
R50,R53,R80,R81	25K	4
R51,R64	100	2
R57,R60	100K	2
R58,R59	750	2
R71	160K	1
R3	1.3K	1

CONDENSADOR	VALOR	CANTID
C01,C06	330 mF / 25V	2
C02,C03,C08,C13,C35	0.47 mF	5
C04,C05,C09,C10,C11,C14	22 mF / 35V	6
C07	1000 mF / 25V	1
C12,C17,C18,C22,C28,C29,C30,C32,C33	0.1 mF	9
C19,C20	0.15 mF	2
C23,C24,C25,C31,C34	1000 pF	5
C26	0.01 mF	1
C37,C38,C39	100 pF	3

CIRCUITOS INTEGRADOS	CODIGO	CANTID
U1	LM 308	1
U2	ICL 7660	1
U3	LM 7805	1
U4	LM 7815	1
U5, U6	TL062	2
U7	LM317T	1
U8	LM 324	1
U9, U10	TLC2654	2

DIODOS	CODIGO	CANTID
D1, D2, D3	1N4007	3
D4	DF-04 (PUENTE)	1
D5	1N4733 - 5.1V	1
D6	DIODO LED ROJO	1
D8 (Zener)	1N4744 - 15V	1
D10 (Zener)	1N4733 - 5.1V	1

ACCESORIOS	CANTIDAD
BORNERAS PARA CIRCUITO IMPRESO	16
DIP SWITCH-6	2
DISIPADOR PARA REGULADORES DE VOLTAJE	3
TRAFO 110/220/25 VAC	1
PLACA PARA CIRCUITO IMPRESO DE 12.5 X 13 CM	1
CAJA PLASTICA DE 18X23X14 CM	1
CABLE POWER	1
PRENSA ESTOPAS EG-7	3
PORTAFUSIBLE PARA CIRCUITO IMPRESO	1
FUSIBLE CORTO DE 100 MA – 250VAC	1
PUENTES PARA CIRCUITO IMPRESO	3

CAPITULO III

IMPLEMENTACION DEL SISTEMA DE MEDICION DE TORQUE DIGITAL

3.1 Introducción

Para medir la fuerza ejercida por el dinamómetro de c.c. se utiliza una balanza mecánica de resorte. Esta balanza se encuentra acoplada en la parte superior a un mecanismo de desplazamiento vertical mediante una manivela externa, la cual sirve para poner en cero el dial de la balanza antes de empezar a tomar lecturas.

Para la conversión del sistema de medición mecánico en un sistema electrónico se nos presentan dos alternativas:

1. Insertar la celda de carga tipo "S" en la barra de tensión del dinamómetro, sin tener que retirar la balanza de resorte.
2. Retirar la balanza de resorte y en su lugar instalar mediante un montaje mecánico adicional la celda de carga .

Además debemos considerar lo siguiente:

Si optamos por la primera alternativa, la balanza deberá permanecer bloqueada cuando se use la celda de carga y el circuito acondicionador de señal , para así evitar desplazamientos de la misma.

Si usamos la balanza mecánica sin bloquear, conjuntamente con la celda de carga insertada en la barra de tensión, las lecturas del convertidor electrónico no reflejarán con exactitud la fuerza aplicada. El desplazamiento del resorte de la

balanza mecánica causa una no linealidad, la cual no puede ser compensada por la celda de carga.

Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores y el hecho de que la balanza mecánica carece de un sistema de bloqueo del mecanismo de medición, se decide por retirar la balanza de resorte y usar solamente la celda de carga.

3.2 Ubicación de la celda de carga

Primero hay que determinar en que posición de la barra de tensión se va instalar la celda de carga conjuntamente con sus accesorios de montaje. Una vez instalada la celda de carga, ésta deberá permitir el libre desplazamiento de la barra cuando el dinamómetro esté en funcionamiento.

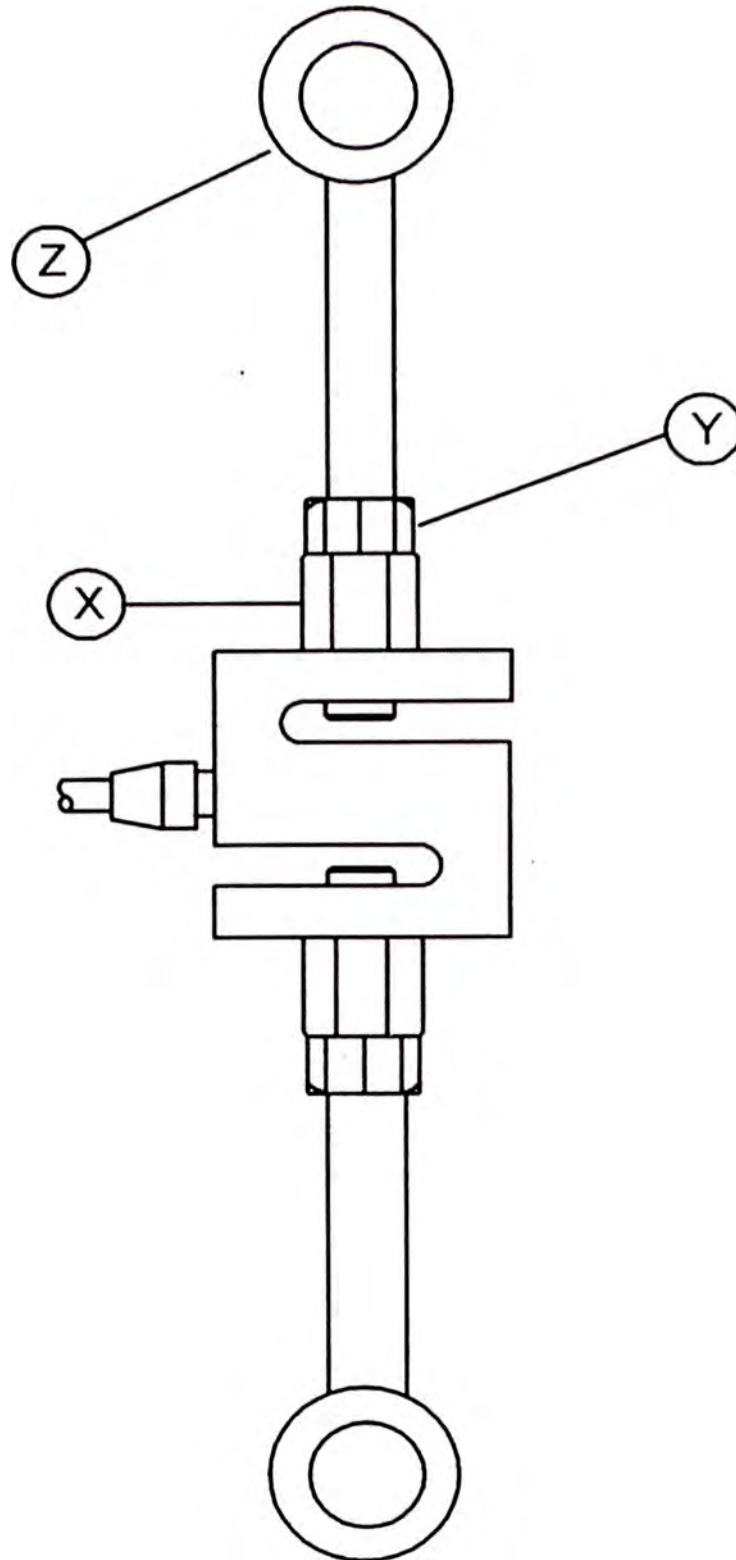
En la figura 3.1 se muestra la celda de carga y el montaje mecánico utilizado.

3.3 Retiro de la balanza mecánica

Antes de proceder a retirar la balanza de resorte, hay que medir la longitud total ocupada por la balanza mecánica y mantener esta misma medida cuando se instale la celda de carga (la distancia "x" en la figura 3.2). Girar la manivela de desplazamiento vertical del sistema de pesaje mecánico para desplazarlo hacia abajo y luego proceder a desenganchar la balanza. Se debe mantener los demás mecanismos de acople intactos. La figura 3.2 nos muestra la ubicación de la balanza mecánica.

3.4 Instalación de la celda de carga

A la celda de carga se le colocan dos (2) adaptadores roscados de 5/16 UNC 17



Item	Descripción
X	Adaptador roscado de 5/16" UNC 17 a 1/4" UNF 28
Y	Tuerca de sujeción
Z	Perno armella de 5/16"

Figura 3.1 La celda de carga y su montaje mecánico.

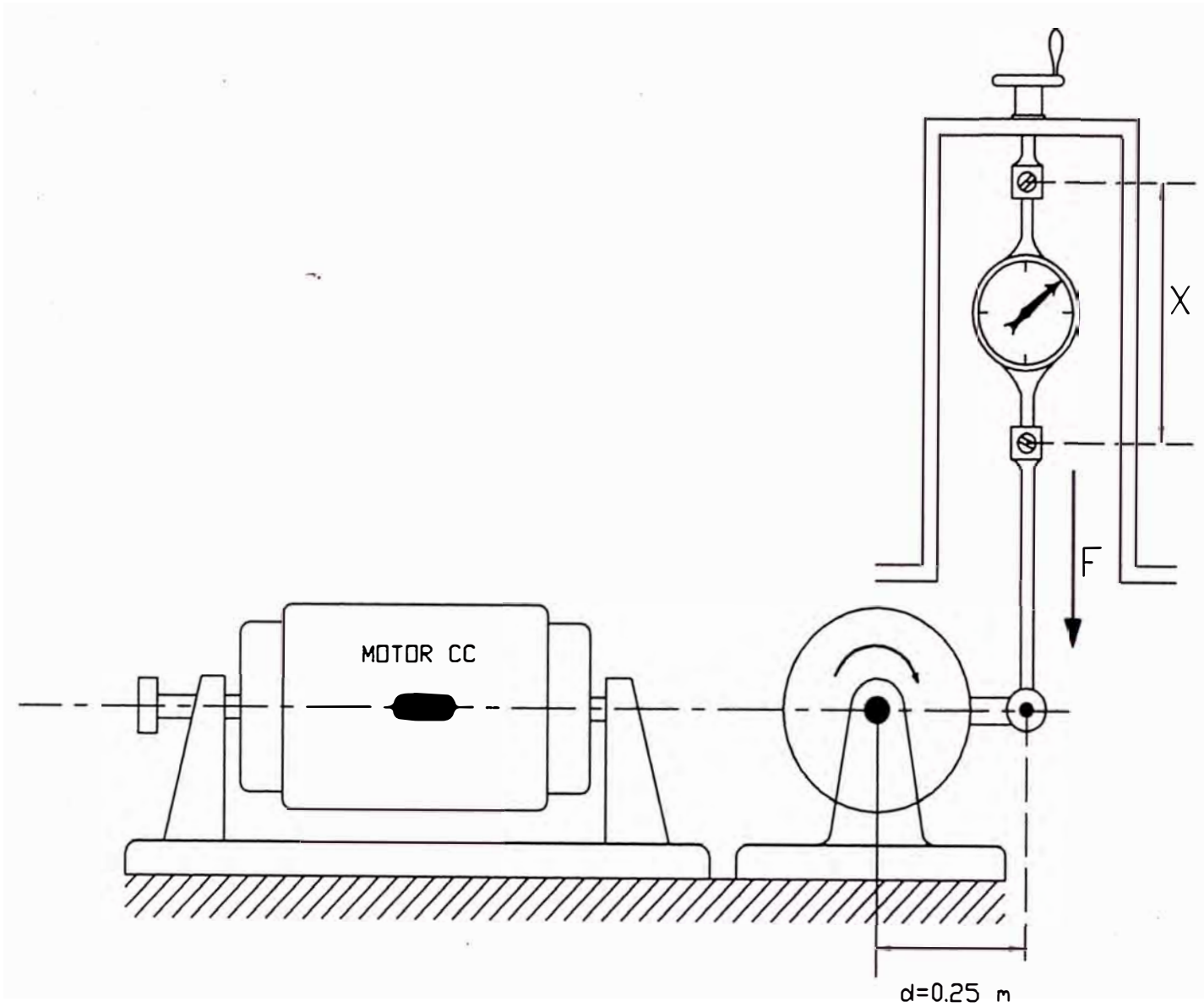


Figura 3.2 Ubicación de la balanza mecánica.

hilos a ¼” UNF 28 hilos por pulgada. Los adaptadores (marcado con un “x” en la Figura 3.1) se ajustan en su lugar y no se deben quitar de la celda de carga. Cualquier intento de remover los adaptadores sin tomar las debidas precauciones, puede producir daños a la celda de carga.

Colocar los dos pernos armella (marcado con una “z” en la figura 3.1) en los adaptadores y asegurarlos con las tuercas de sujeción de 5/16 UNC 17 hilos por pulgada (marcado con una “y” en la figura 3.1).

Retirar la manivela y en su lugar colocar una tuerca tapón para tener un punto fijo. Fijar el perno armella superior del montaje de la celda de carga al soporte superior. Fijar el perno armella inferior del montaje de la celda de carga con el gancho del extremo superior de la barra de tensión, la cual no se ha modificado y se mantiene tal como estaba originalmente.

Precaución: No se debe aplicar ninguna fuerza al cuerpo de la celda de carga cuando se realice el montaje.

En la figura 3.3 se muestra la ubicación definitiva de la celda de carga.

3.5 Fijación del cable de la celda de carga

Para aplicaciones de baja capacidad es importante que el cable eléctrico de la celda de carga este en el extremo muerto (lado superior) en vez de el extremo vivo (lado inferior) de la celda de carga tipo “S” así el peso del cable y su tensión no estarán incluidos en las mediciones de la celda.

Con el cable que sale de la celda de carga se debe formar un lazo de aproximadamente 15 cm y asegurarlo con una cinta de amarre en el montaje superior de la celda.

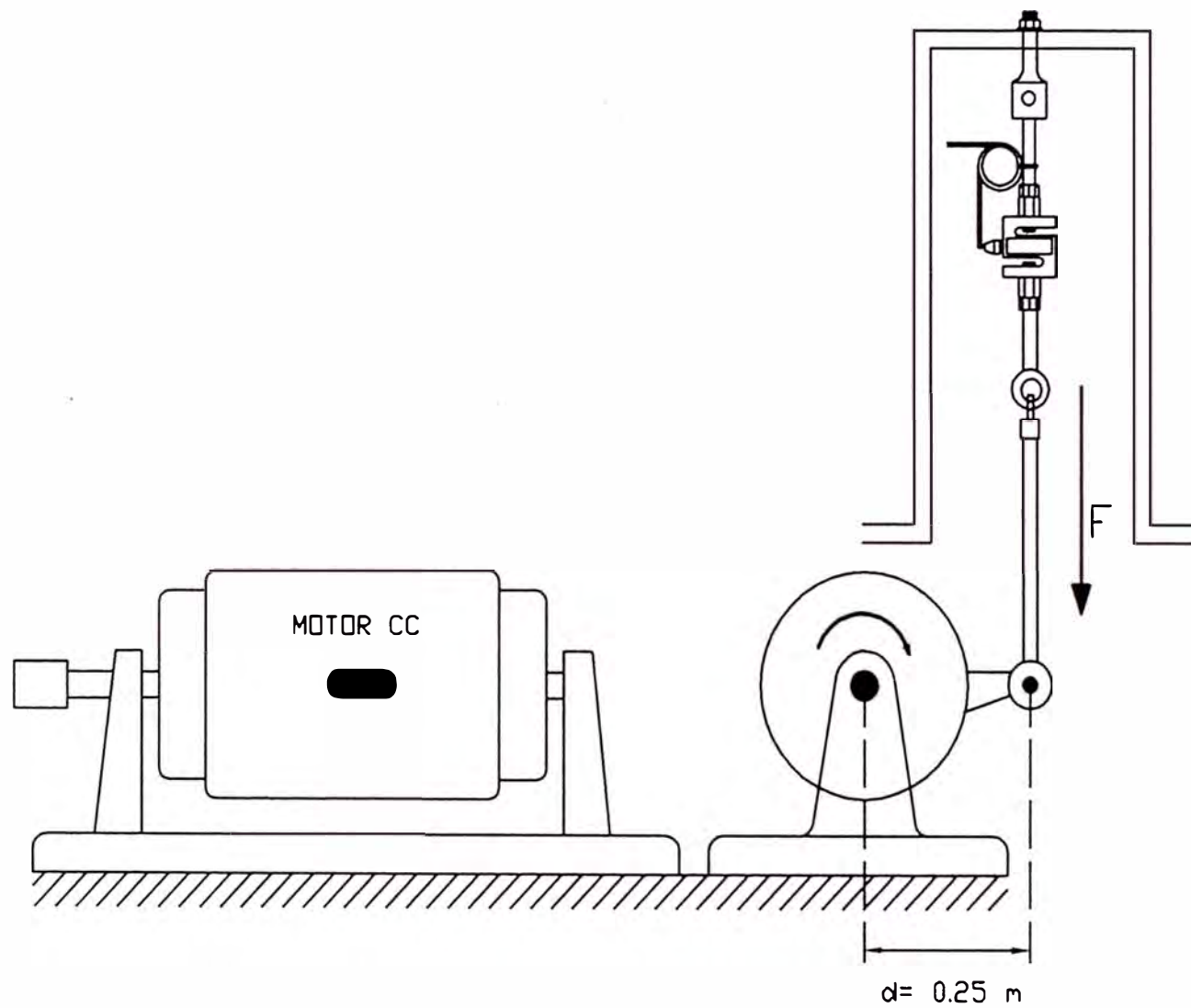


Figura 3.3 Instalación de la celda de carga

3.6 Verificación de la señal de salida de la celda de carga seleccionada.

Antes de proceder a conectar la celda de carga, determinemos primero si la celda seleccionada previamente puede trabajar correctamente. Seguidamente se mencionan algunas pautas para la verificación de la celda de carga.

Usar 5 VDC para todas las aplicaciones donde la señal neta de la celda de carga a plena carga (span) sea mayor que 2 mV. Usar 10 VDC solo cuando la señal neta de la celda de carga a plena carga (span) se encuentra entre 1 y 2 mV.

Cálculo de la señal de salida:

1. Determinar la capacidad máxima del sistema = 26.5 kgf = 58.422 lbf.
3. Verificar que la capacidad de la celda de carga en la placa de datos sea 75lbf
4. Verificar que el rango de salida de la celda de carga en mV/V de la placa de datos sea igual a 3 mV/V
5. Determinar el voltaje de alimentación de la celda de carga = 5V
6. Verificar que la resistencia del puente de medida de la celda de carga sea igual a 350 ohms.

Calculo de la salida máxima en mV

$$\text{mV} = \frac{\text{capacidad sistema} \times \text{rango de salida celda} \times \text{voltaje de aliment.}}{\text{Capacidad de la celda de carga} \times \text{numero de celdas}}$$

$$\text{mV} = \frac{58.422 \text{ lbf} \times 3 \text{ mV/V} \times 5 \text{ V}}{75 \text{ lbs} \times 1 \text{ celda}} = \frac{876.3}{75} \text{ mV} = 11.684 \text{ mV}$$

Verificar en la siguiente tabla, si los 11.68 mV calculados anteriormente se encuentran dentro de algún rango, si lo está, entonces la celda ha sido bien seleccionada.

Capacidad total de la celda de carga (%) CERO	Capacidad total de la celda de carga (%) SPAN	Voltaje de alimentación usado	Señal neta de la celda de carga obtenida para 2 mV/V	Señal neta de la celda de carga obtenida para 3mV/V
0 – 90 %	10%	10V	2.0 mV	3.0 mV
0 – 90 %	10%	5V	1.0 mV	1.5 mV
0 – 80%	20%	5V	2.0 mV	3.0 mV
0 – 70%	30%	5V	3.0 mV	4.5 mV
0 – 60%	40%	5V	4.0 mV	6.0 mV
0 – 50%	50%	5V	5.0 mV	7.5 mV
0 – 40%	60%	5V	6.0 mV	9.0 mV
0 – 30%	70%	5V	7.0 mV	10.5 mV
0 – 20%	80%	5V	8.0 mV	12.0 mV
0 – 10%	90%	5V	9.0 mV	13.5 mV
0%	100%	5V	10.0 mV	15.0 mV

Tabla 3.1 Rango de salida de las celdas de carga.

3.7 Conexión de la celda de carga

El cable de conexión de una celda de carga puede ser de 4 ó 6 hilos dependiendo del fabricante. La diferencia entre una celda de carga de 4 hilos y otra de 6 hilos radica en que la celda de carga de 6 hilos tiene dos hilos adicionales llamados “+sensado” y “-sensado”, usados para monitorear las variaciones del voltaje de alimentación de la celda de carga.

Para conectar una celda de carga de 4 hilos en un circuito diseñado para conectar celdas de carga de 6 hilos, bastará con hacer un puente entre los terminales “+alimentación” y “+sensado” y otro puente entre los terminales “-alimentación” y “-sensado” de la bornera de conexiones “B3”.

Todos los cables de la celda deben ser apantallados para prevenir que el ruido eléctrico y las señales de RF del exterior alteren los micro voltios de la señal generados por la celda de carga.

Tipo de cable	Diámetro	Tipo	Máxima longitud
4 ó 6 conductores #20	0.375" +/- 0.015	Poliuretano	91.44 mts
4 ó 6 conductores #16	0.434" +/- 0.015	Poliuretano	457.2 mts

Tabla 3.2 Tipo de cable usado en la conexión de la celda de carga

Para conectar directamente el cable de la celda de carga al circuito convertidor de señal, se deberá tener en cuenta si la celda de carga es de 4 ó 6 hilos y el código de colores proporcionado por el fabricante, en nuestro caso tenemos:

Color del cable	Función	Bornera B3
Rojo	+alimentación	1
	+sensado	2
Verde	+señal	3
	Blindaje	4
Blanco	-señal	5
	-sensado	6
Negro	-alimentación	7

Tabla 3.3 Colores y funciones del cable de la celda de carga

3.8 Conexión de la señal análoga de salida

La señal análoga de salida 0-10 VDC está referenciada a un circuito común interno del amplificador (común análogo), el cual no está conectado al terminal de tierra del chasis del circuito acondicionador.

Para el alambrado externo de la señal análoga se debe emplear un cable de dos conductores #20 AWG apantallados. Se recomienda usar cable Belden # 8759 y la máxima longitud de conexión no debe ser mayor de 15 mts.

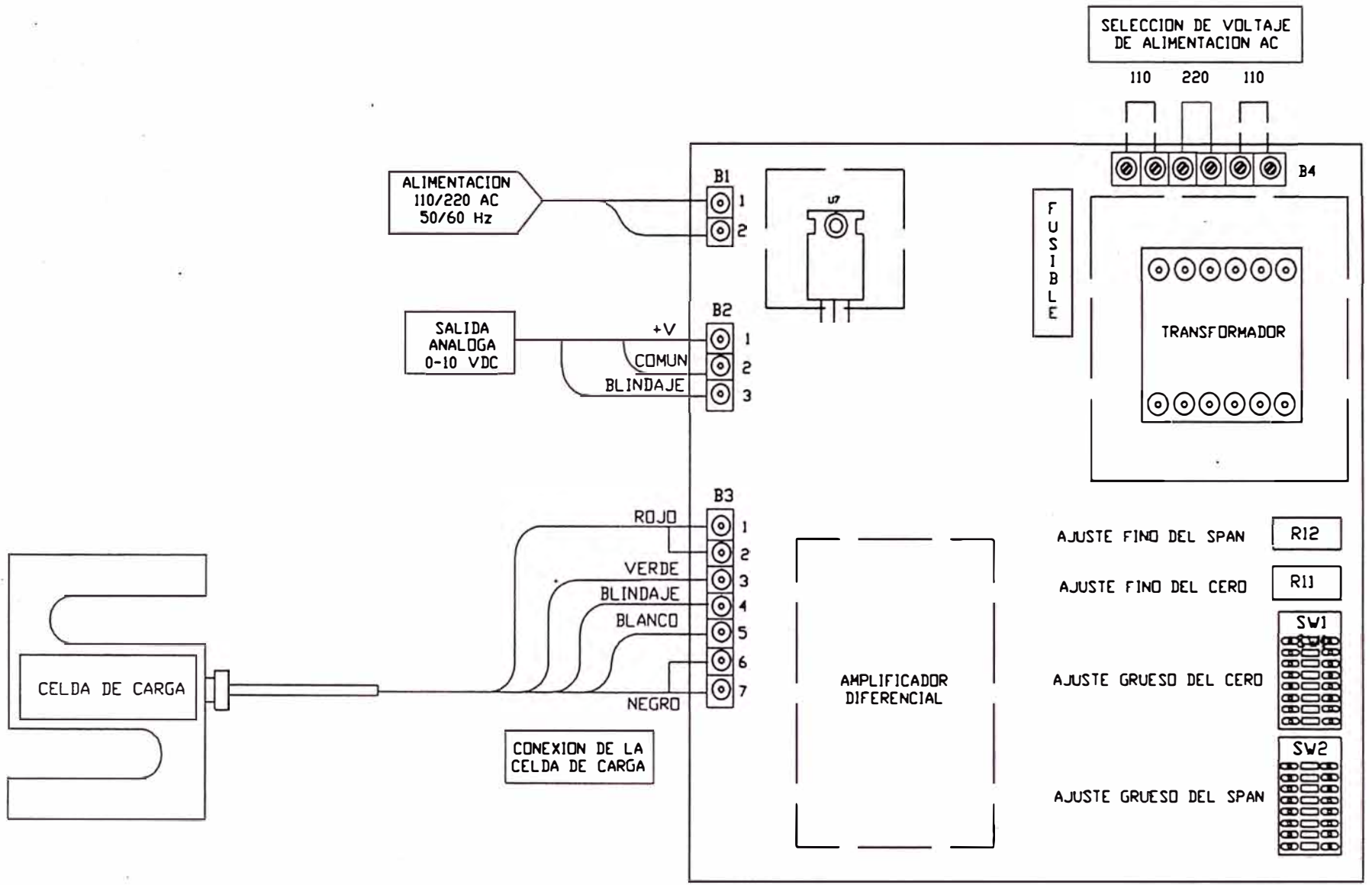


Figura 3.4 Diagrama de conexiones del circuito acondicionador de señal

3.9 Requerimientos de energía AC

La energía de alimentación AC debe ser limpia y libre de ráfagas de ruido eléctrico, picos de corriente y variaciones de voltaje normalmente encontrados en ambientes industriales . Aunque el circuito acondicionador de señal no contiene elementos de memoria que son típicamente los mas susceptibles a las variaciones de la alimentación AC, con una alimentación AC limpia libre de ruido se asegura el buen funcionamiento del circuito. De forma excepcional, líneas de alimentación ruidosas o deficientes pueden requerir un circuito dedicado o acondicionador de línea de potencia. Un circuito acondicionador de línea consta de un transformador de aislamiento, estabilizador de voltaje, un filtro de picos de corriente y un pozo de tierra independiente .

3.10 Requerimientos de la conexión a tierra

Se requiere que la fuente de energía AC tenga un tercer alambre conductor para la conexión a tierra. Este conductor debe ser al menos del numero #14 AWG ó # 12 AWG y debe estar conectado a la barra de cobre de un pozo de tierra y al chasis del circuito acondicionador.

El blindaje de las señales de la celda de carga está conectado a un circuito común interno del circuito amplificador (común lógico), pero este circuito común no esta conectado al terminal de tierra del chasis (pozo de tierra).

El blindaje del cable de la señal de salida esta conectado al circuito común interno (común lógico). El voltaje de salida es alterado muy fácilmente por puestas a tierra deficientes o diferencias de potencial entre ambos chasises.

CAPITULO IV

DESCRIPCIÓN DE LAS PRUEBAS EFECTUADAS EN EL LABORATORIO

4.1 Introducción

En el diseño del circuito acondicionador de señal de la celda de carga, se ha considerado el hecho de que pueda trabajar con varios tipos de celda de carga disponibles comercialmente. Para poner en funcionamiento éste circuito es necesario realizar previamente una configuración y calibración inicial.

En la configuración inicial se seleccionan las condiciones en la que va a trabajar el circuito acondicionador de señal para un determinado tipo de celda. Si se cambia el tipo de celda de carga empleada, se estaría modificando algunos de sus parámetros como son la capacidad, el voltaje de alimentación ó la salida en mV/V, por lo tanto la configuración anterior ya no es válida para un nuevo tipo de celda de carga.

Con la calibración del circuito acondicionador de señal, haciendo uso de una pesa patrón o un simulador de celda de carga, se podrá tener una salida análoga de 0 a 10 VDC para un rango determinado de fuerza ó peso. Por ejemplo para un rango de 0-250 newtons se tendrá una salida análoga de 0-10 VDC.

4.2 Configuración inicial del circuito acondicionador de señal

A continuación se da el listado de los puentes, DIP switches y potenciómetros, sus funciones y posiciones recomendadas.

4.2.1 Puentes

1. JP1 – Habilita ó deshabilita el filtro pasa bajo.
 Conectado : deshabilita el filtro.
 Desconectado : habilita el filtro.
2. JP2 – Selecciona la alimentación de la celda de carga
 Conectado : 10 VDC de alimentación
 Desconectado : 5 VDC de alimentación
3. JP3a,b – Selecciona una salida de 0-5VDC ó 0- 10 VDC
 Conectado : 0-5 VDC de salida
 Desconectado : 0-10 VDC de salida
4. JP4, JP5 y JP6 – Seleccionan el voltaje de alimentación AC
 JP4 y JP6 : seleccionan 110 VAC
 JP5 : selecciona 220 VAC

4.2.2 DIP Switches

Es deseable empezar con una configuración del amplificador del span para una ganancia máxima y un corrimiento (offset) inicial mínimo.

1. SW1 – switch para el ajuste grueso del cero

Colocar el switch en la posición ON para un incremento inicial (conduce la salida en la dirección negativa). SW1-1 tiene el mayor efecto y SW1-6 tiene el menor efecto. Se recomienda empezar con todos los switch en “OFF” (mínimo inicial).

2. SW2 – switch para el ajuste grueso del span.

Colocar el switch en ON para decrementar el span (disminuimos la ganancia o hacemos que el amplificador sea menos sensitivo). SW2-1 tiene el mayor efecto y SW2-6 tiene el menor efecto.

4.2.3 Potenciómetros

1. R11 – Potenciómetro de 15 vueltas para el ajuste fino del cero.
2. R12 – Potenciómetro de 15 vueltas para el ajuste fino del span.

4.3 Calibración del circuito acondicionador de señal

En el procedimiento de calibración que se describe a continuación, se asume que es la primera vez que se calibra el circuito acondicionador de señal y que se ha realizado previamente una configuración inicial. Si se hace esto correctamente, el amplificador puede quedar configurado para una ganancia máxima (span) y un mínimo corrimiento (cero). Si se ejecuta una recalibración del circuito, la configuración existente puede estar cercana a la optima y solamente podrá requerirse de un ajuste fino de los potenciómetros R11 y R12.

4.3.1 Herramientas requeridas

1. Celda de carga ó simulador de celda de carga .
2. Multímetro digital .
3. Destornillador de 3 mm .

4.3.2 Calibración del cero

1. Con el puente JP2 desconectado seleccionamos 5 VDC como voltaje de

alimentación para la celda de carga.

2. Conectar la celda de carga o el simulador de celda de carga a la bornera N° 3 del circuito acondicionador de señal y colocar los switches SW1 y SW2 todos en OFF.
3. Conectar el multímetro a la bornera N° 2 del circuito acondicionador de señal (salida análoga).
4. Sin aplicar ninguna fuerza ó peso a la celda de carga, anotar la lectura del multímetro.
5. Si existe un peso inicial (peso muerto ó tara) en la celda de carga éste debe ser positivo y por lo tanto se tendrá una lectura positiva.
6. Si se usa un simulador de celda de carga, hacer que éste entregue un valor en mV equivalente a la tara previamente calculada.
7. El objetivo es variar el DIP switch SW1 y ajustar el potenciómetro R11 hasta que se obtenga un voltaje de 0 V en la bornera N° 2 (salida análoga).
8. Si se observa un voltaje negativo (- 0.1 a -1.0 V) habría que revisar el cableado de la celda de carga ó del simulador de celda de carga para ver si no hay errores de conexionado. Si hay un voltaje negativo mayor de -0.1 V revisar la polaridad del multímetro.
9. Conectar progresivamente el switch SW1, empezar con SW1-6 e ir conectando de uno en uno hasta que cambie la polaridad. Por ejemplo si conectando SW1-4 cambiamos la polaridad, desconéctelo y conecte SW1-5. Finalmente use el potenciómetro R11 para un ajuste fino.
10. En la calibración del cero se uso un simulador de celda de carga para la generación de la señal de entrada. Asumimos un voltaje de tara de 1.4 mv.

Mediante el dip switch SW1 se hizo el ajuste grueso del cero y con el potenciómetro R11 se hizo el ajuste fino del cero. El objetivo de esta calibración es obtener un voltaje de salida análogo de 0 VDC, para una señal del simulador de 1.4 mv.

DIP SWITCH SW1 AJUSTE GRUESO DEL CERO							
1	2	3	4	5	6	7	8
OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON

Tabla 4.1 Configuración del DIP switch SW1

CALIBRACION DEL CERO					
VALOR DE LA TARA: $U_{9,5} - U_{10,5} = V_d = 1.4 \text{ mV}$					
VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN DEL SIMULADOR = 5.01 V					
PIN	TL062 U5	TL062 U6	LM324 U8	TLC2654 U9	TLC2654 U10
1	4.97 V	5.09 V	1.1 mV	1.414 V	1.4 V
2	4.93 V	5.09 V	3.612 V	1.423 V	1.41 V
3	5.09 V	4.65 V	3.609 V	300 mV	300 mV
4	-1.9 Mv	-1.4 mV	19.59 V	2.497 V	2.498 V
5	5.1 V	5.1 V		2.498 V	2.497 V
6	5.1 V	5.1 V		300 mV	300 mV
7	5.2 V	5.09 V		-0.6 mV	-.6 mv
8	14.78 V	14.78 V		1.8 mV	1.9 mV
9				2.497 V	2.497 V
10				5.1 V	2.497 V
11			-5.09 V	14.77V	14.77 V
12				2.222 V	2.228 V
13				36.9 mV	39.7 mV
14				4.9 V	4.9 V

Tabla 4.2 Mediciones tomadas en el circuito durante la calibración del cero.

4.3.3 Calibración del Span

Colocar un peso patrón a la celda de carga con una capacidad preferentemente igual a la capacidad máxima de trabajo. Si se usa un simulador de carga, hacer que éste entregue en su salida un valor igual al que suministraría la celda de carga, con un peso máximo. Progresivamente ir cerrando el switch SW2 para disminuir la ganancia, empezar con SW2-6 hasta que la salida análoga este por debajo de los 10 VDC. Entonces ajustar el potenciómetro R12 para obtener una salida de 10 VDC. Retirar el peso, chequear el cero y hacer ajustes del cero si es necesario, volver a colocar el peso y corregir el span si es necesario.

Para la calibración del span del circuito acondicionador de señal se uso un simulador de celda de carga para la generación de la señal de entrada. Asumimos un voltaje de 10 mV para el peso máximo. Mediante el DIP switch SW2 se hizo el ajuste grueso del span y con el potenciómetro R12 se hizo el ajuste fino del span. El objetivo de esta calibración es obtener un voltaje de salida análogo de 10 VDC, para un voltaje de entrada de 11.4 mv. Este voltaje considera una tara inicial de 1.4 mv.

DIP SWITCH SW2 AJUSTE GRUESO DEL SPAN							
1	2	3	4	5	6	7	8
ON	ON	ON	ON	ON	ON	OFF	ON

. Tabla 4.3 Configuración del DIP switch SW2

CALIBRACION DEL SPAN (100%)					
VALOR DEL SPAN: $U_{9,5} - U_{10,5} = V_d = 11.4 \text{ Mv}$					
VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN DEL SIMULADOR = 5.01					
PIN	TL062 U5	TL062 U6	LM324 U8	TLC2654 U9	TLC2654 U10
1	4.98 V	9.13 V	10 V	1.416 V	1.4 V
2	5.09 V	9.13 V	6.51 V	1.426 V	1.41 V
3	5.09 V	8.35 V	6.51 V	300 mV	300 mV
4	-1.9 mV	-1.4 mV	19.44 V	2.508 V	2.498 V
5	5.11 V	6.43 V		2.508 V	2.497 V
6	5.10 V	6.43 V		300 mV	300 mV
7	5.2 V	9.22 V		-0.6 mV	-0.6 mV
8	14.77 V	14.77 V		1.8 mV	1.9 mV
9				2.508 V	2.497 V
10				6.43 V	2.479
11			-5.09 V	14.77 V	14.77 V
12				2.228 V	2.223 V
13				37.9 mV	38.6 mV
14				4.9 V	4.88 V

Tabla 4.4 Mediciones tomadas en el circuito acondicionador al 100% del span

VALORES MEDIDOS PARA EL 50% DEL SPAN					
$U_{9,5} - U_{10,5} = V_d = 6.4 \text{ mv}$					
PIN	TL062 U5	TL062 U6	LM324 U8	TLC2654 U9	TLC2654 U10
1	4.98 V	7.11 V	5.01 V	1.415 V	1.4 V
2	4.93 V	7.11 V	5.08 V	1.426 V	1.41 V
3	5.09 V	6.5 V	5.07 V	300 mV	300 mV
4	-1.9 mV	-1.4 mV	19.56 V	2.503 V	2.497 V
5	5.1 V	5.77 V		2.503 V	2.497 V
6	5.1 V	5.76 V		300 mV	300 mV
7	5.2 V	7.16 V		-0.6 mV	-0.6 mV
8	14.77 V	14.77 V		1.8 mV	1.9 mV
9				2.503 V	2.497 V
10				5.76 V	2.497 V
11			-5.09 V	14.77 V	14.77 V
12				2.225 V	2.22 V
13				37.5 mV	38.3 mV
14				4.9 V	4.88 V

Tabla 4.5 Mediciones tomadas en el circuito acondicionador al 50% del span.

4.4 Pruebas realizadas en el circuito acondicionador de señal.

Estas pruebas se realizaron para verificar el correcto funcionamiento del circuito acondicionador de señal de la celda de carga.

4.4.1 Herramientas requeridas.

1. Simulador de celda de carga
2. Multímetro digital
3. Destornillador de 3 mm

4.4.2 Prueba de la alimentación AC

1. Verificar la correcta selección de los puentes para el voltaje de alimentación AC .
Usar JP4 y JP6 para 110 VAC y JP5 para 220 VAC.
2. Verificar que el fusible F1 esté de acuerdo al voltaje seleccionado, 100 mA para 220 VAC y 200 mA para 100 VAC.
3. Verificar que la alimentación AC este dentro del rango de +/- 10 %.

4.4.3 Prueba del voltaje de alimentación de la celda de carga

1. Verificar que el puente JP2 este desconectado para seleccionar un voltaje de alimentación de 5VDC.
2. Con la celda de carga conectada, medir el voltaje DC a través de los terminales 1 y 7 y comprobar la presencia de los 5 VDC.
3. Si el voltaje de alimentación no está dentro de los límites (4.9 – 5.1 VDC), revisar el voltaje de +12 VDC. Si hay un voltaje de 12 V, entonces revisar el cableado externo de la celda de carga por corto circuitos

4.4.4 Prueba de la señal de la celda de carga.

1. El circuito acondicionador de señal puede aceptar en la entrada un voltaje de 0 a +15 mV DC. Debido al puente balanceado de la celda de carga, esta señal estará parcialmente a la mitad entre 0 y la fuente de excitación.
2. Si la punta negativa de un multímetro se coloca en la “+alimentación” y la punta positiva en “-señal”, se podrá leer aproximadamente 2.5 VDC para una excitación de 5V.
3. Si la punta positiva se coloca en “+señal” puede también leerse un voltaje de 2.5 VDC. Es importante tener este desplazamiento junto al punto medio entre 0 y la excitación para un funcionamiento correcto del amplificador de entrada.

También es importante la polaridad de la señal de entrada. El terminal “+señal” debe ser positivo con respecto al terminal “-señal”. Si no es así, los cables de señal de la celda de carga están invertidos.

Multímetro (+)	Multímetro (-)	Voltaje leído mínimo	Voltaje leído máximo	Función	Notas
Termin. 1	Termin. 7	9.8 VDC	10.2 VDC	Excitación Celda de Carga	JP2 conectado 1-2 puenteados 6-7 puenteados
Termin. 1	Termin. 7	4.9 VDC	5.1 VDC	Excitación Celda de carga	JP2 desconecta 1-2 puenteados 6-7 puenteados
Termin. 3	Termin. 5	0	15 mV	Señal de La celda De carga	Si se obtiene una Polaridad opuest Invertir 3 y 5
Termin. 1 ó 2	Termin. 3	+2 VDC	+3 VDC	Corrimiento De la celda de carga	JP2 desconectado
Termin. 1 ó 2	Termin. 3	+4 VDC	+6 VDC	Corrimiento de la celda de carga	JP2 conectado

Tabla 4.6 Mediciones en la bornera N° 3 de conexión de la celda de carga.

4.5 Medición de la salida análoga

Para las pruebas de simulación del circuito acondicionador de señal se han considerado los datos del dinamómetro de c-c .

Torque máximo	60 newton-metro
Brazo de torque	0.25 mts

De la expresión : $T = (F)(d)$ despejaremos F:

$$F = \left(\frac{T}{d} \right) = \left(\frac{60}{0.25} \right) = 240 \text{ newton}$$

Si $1 \text{ kgf} = 9.797 \text{ newton}$ y $1 \text{ kgf} = 2.2046 \text{ lbf}$ tendremos que:

$$240 \text{ newton} = 24.497 \text{ kgf}$$

Si la capacidad máxima de la celda de carga es 75 lbf entonces

$$75 \text{ lbf} = 34.019 \text{ kgf}$$

La salida a plena escala de la celda de carga es de 3 mV/V y esto se alcanza cuando se aplica la máxima fuerza, es decir las 75 lbf. Si la celda de carga está alimentada con un voltaje de 5 VDC, tendremos que la salida máxima será:

$$V_{\text{sal} - \text{max}} = (5 \text{ V}) \left(\frac{3 \text{ mV}}{\text{V}} \right) = 15 \text{ mV}$$

Entonces para un peso máximo de $75 \text{ lbf} = 34.019 \text{ kgf}$ tendremos una salida máxima de señal de 15 mV.

Si la máxima fuerza a medir es 240 newtons ó 24.497 kgf y su correspondiente salida en mV será :

$$V_{(240 \text{ N})} = \left(\frac{15 \text{ mV}}{34.019 \text{ kgf}} \right) (24.497 \text{ kgf}) = 10.8 \text{ mV}$$

este valor corresponde al 100% del SPAN (escala máxima).

Ahora determinemos el valor de la tara ó peso muerto, es decir el peso correspondiente a los accesorios de montaje y a la barra de tensión. Asumiremos una tara de 7 lbf = 3.175 kgf. Su correspondiente salida en mV será:

$$V_{(3.175\text{kgf})} = \left(\frac{15\text{mV}}{34.019\text{kgf}} \right) (3.175\text{kgf}) = 1.399\text{mV}$$

Para la realización de las pruebas se dispone de un simulador de celda de carga marca ACROTECH con incrementos de 0.5 mV en su salida. Para facilitar las pruebas asumiremos como span máximo 10 mV y una tara equivalente a 1.4 mv. El rango de pruebas será de 1.4 mV a 11.4 mV. Lo que nos indica que cuando el acondicionador tenga en la entrada 1.4 mV en la salida tendrá 0 V DC y cuando en la entrada tenga 11.4 mV en la salida tendrá 10 V DC.

En la tabla 4.7 se muestran los datos obtenidos en esta prueba.

Revisando los datos obtenidos experimentalmente observamos que tenemos un error máximo de -0.01 mV y un error mínimo de -0.002 mV con respecto al valor teórico. Además podemos concluir que el circuito acondicionador de señal tiene un porcentaje de error máximo equivalente al 0.1% de la escala máxima.

	Entrada en milivoltios	Salida análoga Real en voltios	Salida análoga Teórica en voltios.	Diferencia R - T
1	1.4	0.000	0.0	0.000
2	1.9	0.502	0.5	-0.002
3	2.4	1.000	1.0	0.000
4	2.9	1.498	1.5	0.002
5	3.4	1.998	2.0	0.002
6	3.9	2.496	2.5	0.004
7	4.4	2.994	3.0	0.006
8	4.9	3.492	3.5	0.008
9	5.4	3.994	4.0	0.006
10	5.9	4.510	4.5	-0.01
11	6.4	5.010	5.0	-0.01
12	6.9	5.510	5.5	-0.01
13	7.4	6.010	6.0	-0.01
14	7.9	6.500	6.5	0.00
15	8.4	7.000	7.0	0.00
16	8.9	7.500	7.5	0.00
17	9.4	8.000	8.0	0.00
18	9.9	8.490	8.5	0.01
19	10.4	9.000	9.0	0.00
20	10.9	9.500	9.5	0.00
21	11.4	10.000	10.0	0.00

Tabla 4.7 Mediciones obtenidas en la salida análoga del circuito acondicionador

4.6 Medición del torque.

El torque se define como:

$$T = (F)(d)$$

donde la fuerza "F" está dada en newtons y la distancia "d" en metros. Si la distancia

$d = 0.25$ mts es constante tendremos:

$$T = (0.25\text{mts})(F)$$

De la relación anterior podemos observar que el torque es directamente proporcional a la fuerza.

La fuerza ejercida por el dinamómetro sobre la celda de carga puede variar de 0 a 240 newtons, la cual se traduce en una señal de salida en mV y ésta se alimenta al circuito acondicionador de señal, quien a su vez entrega en su salida un señal análoga de 0 a 10 VDC.

El producto de la fuerza ejercida por el dinamómetro y la distancia perpendicular a esta fuerza (0.25 mts) nos da el torque, el cual también varia de 0 a 60 newton-metro.

Por analogía podemos decir entonces que para una variación del torque de 0 a 60 newton-metro vamos ha tener una salida de 0 a 10 VDC.

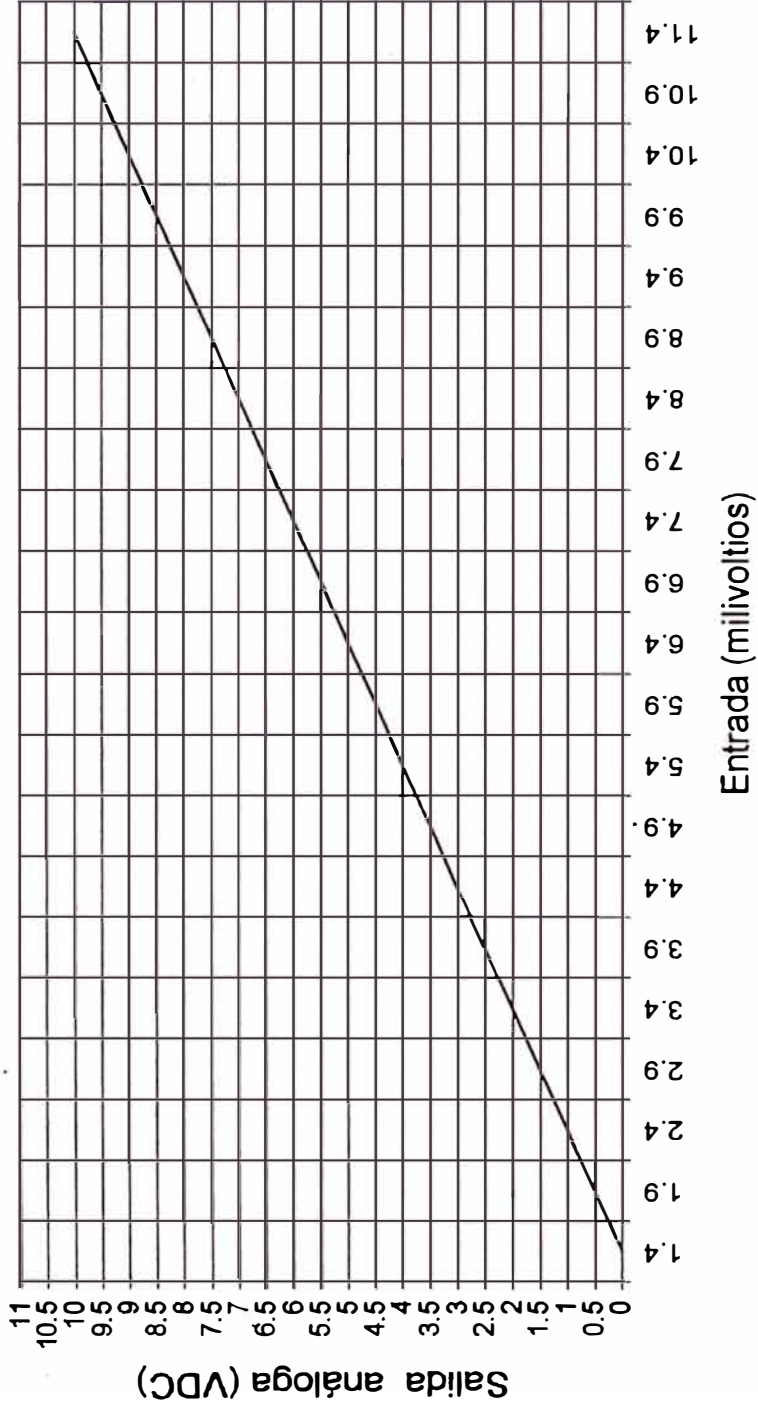


Figura 4.1 Curva entrada vs salida analoga teórica

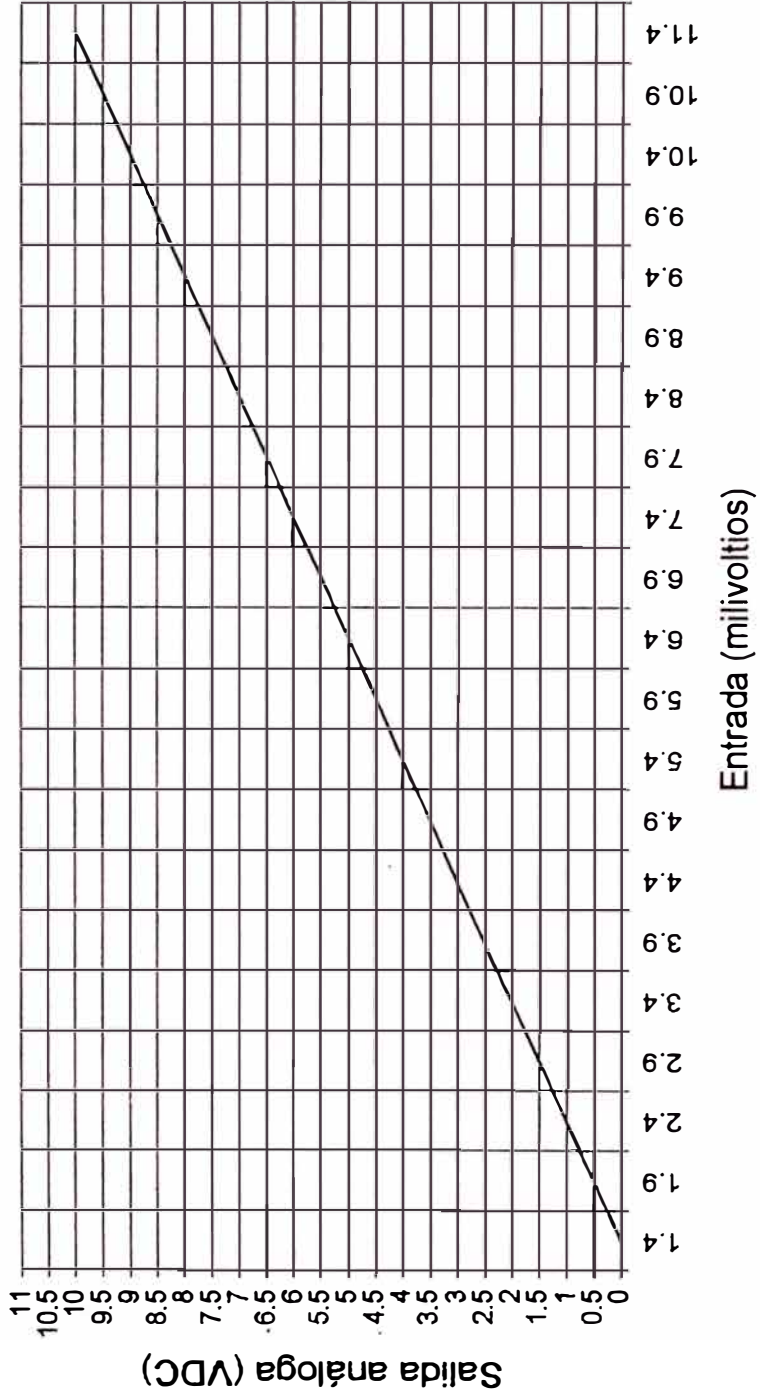


Figura 4.2 Curva entrada vs salida analoga real

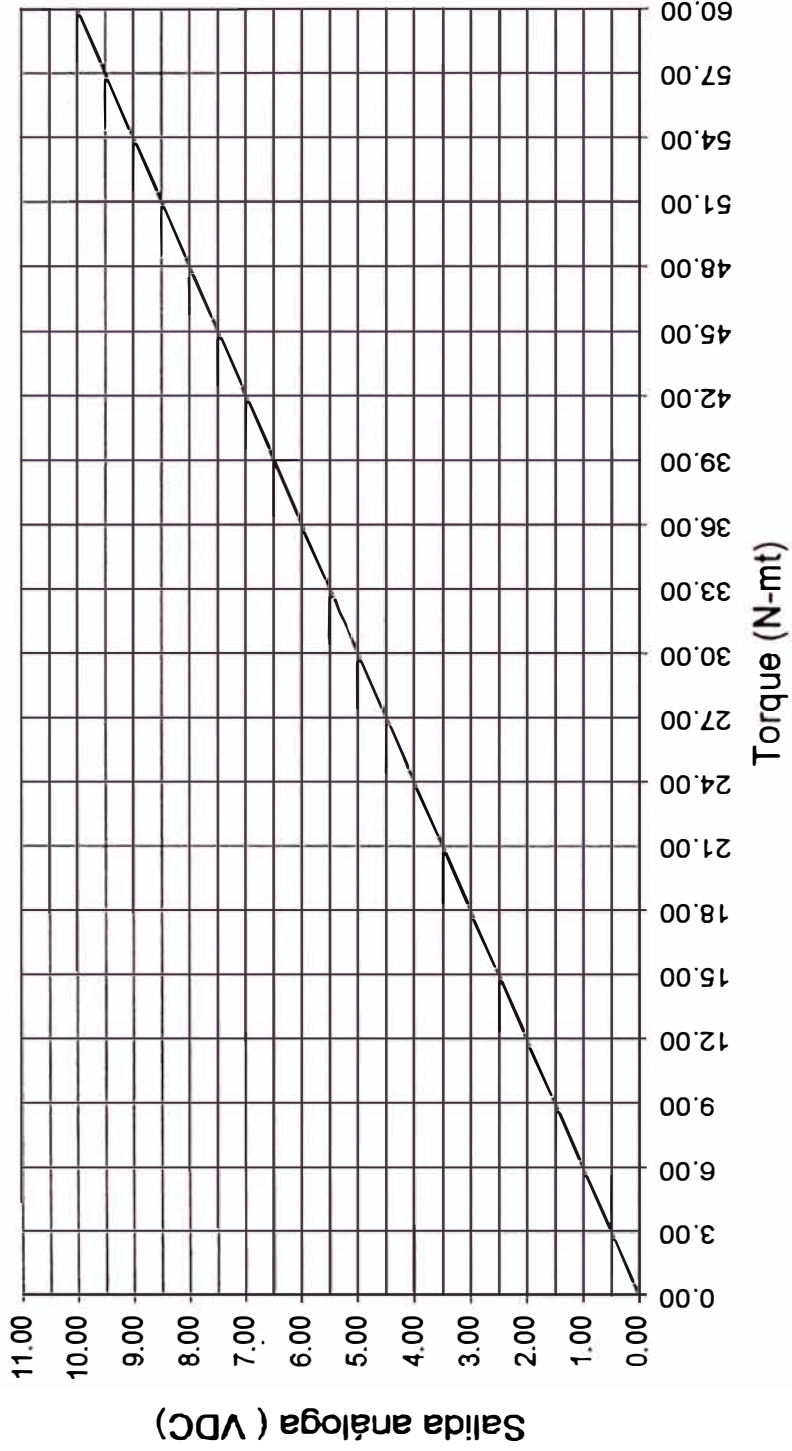


Figura 4.3 Curva Torque vs salida analoga

CONCLUSIONES

Con la realización del presente Informe de Suficiencia titulado: “Diseño e implementación de un sistema de medición digital de torque para la Máquina Generalizada del Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la FIEE”, se han logrado los siguientes objetivos

1. La modernización del sistema de medición de torque de la Máquina Generalizada como parte del proyecto de Modernización del Laboratorio de Electricidad.
2. Diseñar e implementar un sistema de medición digital de torque basado en el método del dinamómetro de c.c. y con mínimas modificaciones en la estructura mecánica.
3. Realizar una aplicación práctica de la celda de carga de galgas extensométricas para medir la fuerza ejercida por el dinamómetro de c.c..
4. También se ha logrado determinar los elementos que hay que tener en cuenta para poder seleccionar una celda de carga de acuerdo al tipo de aplicación y a la capacidad máxima de trabajo.
5. Implementar un circuito acondicionador de señal de propósitos generales para celdas de carga que pueda ser empleado con los diferentes tipos de celdas de carga disponibles comercialmente, las cuales tienen salidas de 2 ó 3 mV/V , con voltajes de alimentación de 5 ó 10 VDC y con 4 ó 6 hilos para su conexionado.

6. De los datos obtenidos en las pruebas realizadas al circuito acondicionador de señal podemos concluir que el error máximo de la salida análoga con respecto a su correspondiente valor teórico es de +/- 0.1% de la escala máxima (0.01 VDC).
7. Se ha logrado la conectividad del sistema de medición digital de torque a un sistema de supervisión y control (SCADA) mediante el uso de un equipo procesador de señal como el PLC ó un microcontrolador . También puede conectarse a una tarjeta de adquisición de datos instalada en una computadora personal.
8. Facilitar las pruebas del Laboratorio de máquinas eléctricas para los alumnos de los primeros ciclos y el tratamiento de gran cantidad de información para alumnos de ciclos superiores que buscan conocer la respuesta de la maquina eléctrica ante determinados tipos de exigencias.

En las pruebas realizadas al circuito acondicionador de señal se utilizó un instrumento simulador de celda de carga para simular las condiciones reales de trabajo como es la variación de la fuerza ejercida por el dinamómetro la cual varia en el rango de 0 a 240 newtons.

Además cabe mencionar que la precisión del circuito acondicionador de señal está sujeta en gran parte a la calidad de los componentes utilizados en su implementación, tales como las resistencias de precisión, los condensadores, los voltajes de referencia de precisión con ultra bajo corrimiento 5ppm/°C , el diseño del circuito impreso, la distribución de los componentes y los blindajes contra las interferencias electromagnéticas.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Ramón Pallas Areny. *Sensores y Acondicionadores de señal*. Edit. Alfaomega Marcombo, 2001
- [2] J. P. Holman. *Metodos Experimentales para Ingenieros*. Edit. MC Graw Hill 1977.
- [3] Doebelin, Ernesto. *Diseño y aplicación de sistemas de medición*. Edit. Dana, 1980
- [4] Chapman Stephen. *Máquinas eléctricas*, Edit. McGraw Hill, 1988
- [5] Mawdsley Ltd. *The Generalised Electrical Machine*, Dursley, England 1962.
- [6] FIEE. *Manual del Laboratorio de Máquinas Eléctricas EF-240*, UNI, Lima
- [7] Gonzalez Gonzalez, Carlos. *Metrología*, Edit. Mc Graw Hill, 1999
- [8] Darold Wobschall. *Circuit Design for Electronic Instrumentation*,
- [9] Fox. *Operational Amplifiers: Análisis and Design*
- [10] Serie Mundo Electrónico. *Transductores y Medidores Electrónicos*, Edit. Marcombo, 1977.
- [11] [http:// www.icmaster.com](http://www.icmaster.com)
- [12] [http:// www.ti.com](http://www.ti.com)
- [13] [http:// www.sensortronics.com](http://www.sensortronics.com)
- [14] [http:// www.national.com](http://www.national.com)
- [15] [http:// www.totalcomp.com](http://www.totalcomp.com)
- [16] <http://www.himmelstein.com>
- [17] <http://www.measurementsgroup.com>
- [18] <http://www.natinst.com>

[19] *<http://www.hbm.com>*

[20] *<http://www.mt.com>*

[21] *<http://www.omega.com>*

ANEXO A

GALGAS EXTENSOMÉTRICAS

Fundamento

Las galgas extensométricas se basan en la variación de la resistencia de un conductor o un semiconductor cuando es sometido a un esfuerzo mecánico. Este efecto fue descubierto por Lord Kelvin en 1856. Si se considera un hilo metálico de longitud “ l ”, sección “ A ” y resistividad “ ρ ”, su resistencia eléctrica R es:

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (1)$$

Si se le somete a un esfuerzo en dirección longitudinal, cada una de las tres magnitudes que intervienen en el valor de R experimenta un cambio y, por lo tanto, R también cambia de la forma:

$$\frac{\delta R}{R} = \frac{\delta \rho}{\rho} + \frac{\delta l}{l} + \frac{\delta A}{A} \quad (2)$$

El cambio de longitud que resulta de aplicar una fuerza “ F ” a una pieza unidimensional, siempre y cuando no se entre en la zona de fluencia (figura 1), viene dado por la ley de Hooke,

$$\sigma = \frac{F}{A} = E\varepsilon = E \frac{\delta l}{l} \quad (3)$$

Donde E es una constante del material, denominada módulo de Young, “ σ ” es la tensión mecánica y “ ε ” es la deformación unitaria, “ ε ” es adimensional, pero para mayor claridad se suele dar en «microdeformaciones» (1 microdeformación = $1 \mu\varepsilon = 10^{-6}$ m/m).

Si se considera ahora una pieza que además de la longitud “ l ” tenga una dimensión transversal “ t ”, resulta que como consecuencia de aplicar un esfuerzo

longitudinal no sólo cambia “ l ” sino que también lo hace “ t ”. La relación entre ambos cambios viene dada por la ley de Poisson, de la forma:

$$\mu = -\frac{\frac{\delta t}{t}}{\frac{\delta l}{l}} \quad (4)$$

donde “ μ ” es el denominado coeficiente de Poisson. Su valor está entre 0 y 0.5, siendo, por ejemplo, de 0.17 para la fundición maleable, de 0.303 para el acero y de 0.33 para el aluminio y el cobre. Obsérvese que para que se conservara constante el volumen debería ser $\mu = 0.5$.

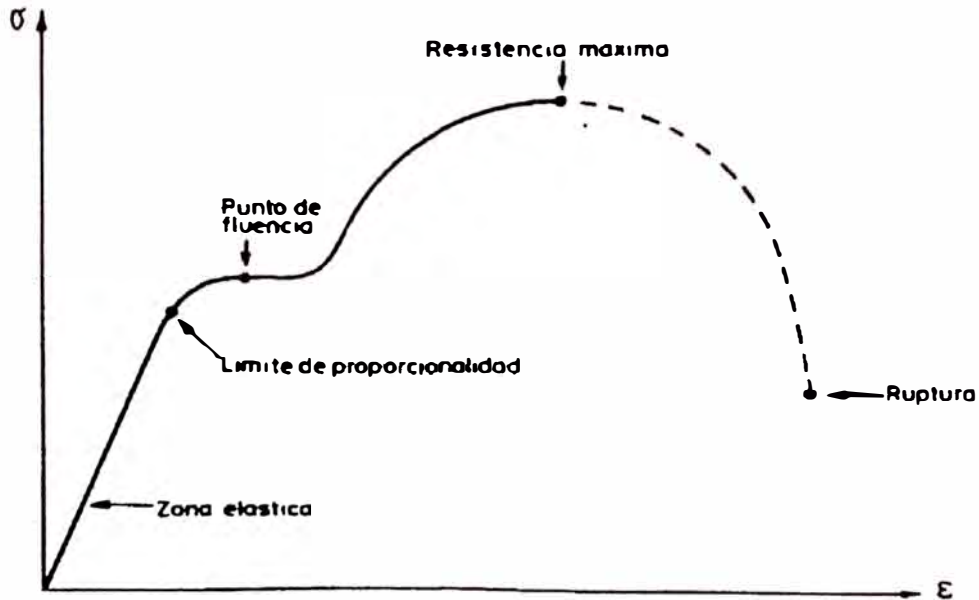


Figura 1. Relación entre esfuerzos y deformaciones. La escala de la zona elástica está muy ampliada.

Para el hilo conductor considerado anteriormente, si se supone una sección cilíndrica de diámetro D , se tendrá:

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \quad (5)$$

$$\frac{\delta A}{A} = \frac{2\delta D}{D} = -\frac{2\mu\delta\ell}{\ell} \quad (6)$$

La variación que experimenta la resistividad como resultado de un esfuerzo mecánico es lo que se conoce como efecto piezorresistivo. Estos cambios se deben a la variación de la amplitud de las oscilaciones de los nudos de la red cristalina del metal. Si éste se tensa, la amplitud aumenta, mientras que si se comprime, la amplitud disminuye. Si la amplitud de las oscilaciones de los nudos aumenta, la velocidad de los electrones disminuye, y “ ρ ” aumenta. Si dicha amplitud disminuye, “ ρ ” también disminuye. Para el caso de los metales, resulta que los cambios porcentuales de resistividad y de volumen son proporcionales:

$$\frac{\delta\rho}{\rho} = C \frac{\delta V}{V} \quad (7)$$

donde C es la denominada constante de Bridgman, cuyo valor es de 1.13 a 1.15 para las aleaciones empleadas comúnmente en galgas, y de 4.4 para el platino. Aplicando (6), el cambio de volumen se puede expresar como

$$V = \frac{\pi\ell D^2}{4} \quad (8)$$

$$\frac{\delta V}{V} = \frac{\delta\ell}{\ell} + 2\frac{\delta D}{D} = \frac{\delta\ell}{\ell}(1 - 2\mu) \quad (9)$$

y, por lo tanto, si el material es isótropo y no se rebasa su límite elástico, (2) se transforma finalmente en:

$$\frac{\delta R}{R} = \frac{\delta \ell}{\ell} [1 + 2\mu + C(1 - \mu)] = k \frac{\delta \ell}{\ell} \quad (10)$$

donde k es el denominado factor de sensibilidad de la galga, definido directamente como el factor dentro del corchete en la expresión anterior. A partir de los valores dados se ve que k es del orden de 2, salvo para el platino ($k = 6$) y el isoelástico ($k=3.5$).

Así pues, para pequeñas variaciones la resistencia del hilo metálico deformado puede ponerse de la forma:

$$R = R_0(1 + x) \quad (11)$$

donde R_0 es la resistencia en reposo y $x = K\varepsilon$. El cambio de resistencia no excede del 2%.

En el caso de un semiconductor, al someterlo a un esfuerzo predomina el efecto piezorresistivo. Las expresiones de la relación resistencia-deformación son para un caso concreto:

- para un material tipo p

$$\frac{\delta R}{R_0} = 119.5\varepsilon + 4\varepsilon^2 \quad (12)$$

- para un material tipo n

$$\frac{\delta R}{R_0} = -110\varepsilon + 10\varepsilon^2 \quad (13)$$

donde R_0 es la resistencia en reposo a 25°C, y se supone una alimentación a corriente constante.

Vemos, pues, que existe una relación entre el cambio de resistencia de un material y la deformación que experimente éste. Si se conoce la relación entre esta

deformación y el esfuerzo que la provoca, a partir de la medida de los cambios de resistencia se podrán conocer los esfuerzos aplicados y, en su caso, las magnitudes que provocan dichos esfuerzos en un sensor apropiado. Un resistor dispuesto de forma que sea sensible a la deformación constituye una galga extensométrica.

Las limitaciones que cabe considerar en la aplicación de este principio de medida son numerosas y conviene conocerlas con detalle, pues de lo contrario es difícil obtener información útil con este método que durante años ha demostrado ser sumamente valioso.

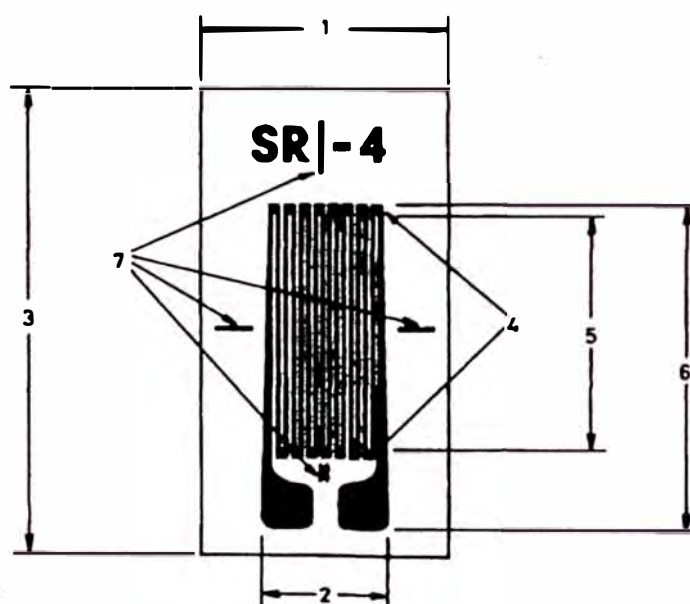


Figura 2. Parámetros de una galga impresa. (1) Anchura del soporte; (2) anchura de la galga; (3) longitud del soporte; (4) extremos ensanchados; (5) longitud activa; (6) longitud total de la galga; (7) marcas de alineación.

En primer lugar, el esfuerzo aplicado no debe llevar a la galga fuera del margen elástico de deformaciones. Éste no excede del 4% de la longitud de la galga y va desde unas 3000 $\mu\epsilon$ para las semiconductoras a unas 40.000 $\mu\epsilon$ para las metálicas.

En segundo lugar, la medida de un esfuerzo sólo será correcta si es transmitido totalmente a la galga. Ello se logra pegando ésta cuidadosamente mediante un adhesivo elástico que sea suficientemente estable con el tiempo y la temperatura. A la vez, la galga debe estar aislada eléctricamente del objeto donde se mide y protegida del ambiente.

Se supone también que se está en un estado plano de deformaciones, i.e. que no hay esfuerzos en la dirección perpendicular a la superficie de la galga. Para que la resistencia eléctrica de ésta sea apreciable se disponen varios tramos longitudinales y en el diseño se procura que los tramos transversales tengan mayor sección (figura 2), pues así se reduce la sensibilidad transversal a un valor de sólo el 1 o el 2% de la longitudinal. En la figura 3 se muestra la forma convencional de montar una galga.

La temperatura es una fuente de interferencias por varias razones. Afecta a la resistividad y módulo de elasticidad del material, a sus dimensiones y a las dimensiones del soporte. Como resultado de todo ello, una vez la galga está dispuesta en la superficie de medida, si hay un cambio de temperatura, antes de aplicar ningún esfuerzo se tendrá ya un cambio de resistencia. En galgas metálicas este cambio puede ser de hasta $50 \mu\epsilon / ^\circ\text{C}$.

Esta interferencia se compensa con el método de la entrada «opuesta». Consiste en este caso en el empleo de las denominadas galgas «pasivas», que son galgas iguales a la de medida dispuestas junto a ésta, de forma que experimentan el mismo cambio de temperatura, pero que no están sometidas a esfuerzos mecánicos. En cualquier caso, para evitar dilataciones diferenciales excesivas, en cada material a ensayar hay que emplear galgas previstas para él, es decir, que tengan un coeficiente de dilatación similar.

En galgas semiconductoras este efecto de la temperatura es muy acusado. En las denominadas galgas autocompensadas se compensa el aumento de la resistividad con la temperatura con una disminución de la resistencia debido a la expansión del material soporte. Se logran así deformaciones térmicas de sólo $5\mu\epsilon / ^\circ\text{C}$ en un margen de temperatura de unos 20°C .

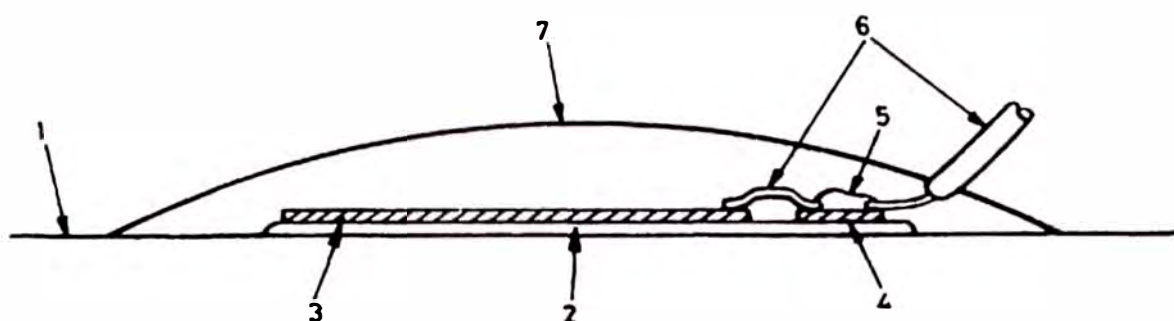


Figura 3 Montaje de una galga impresa. 1 Sustrato donde se monta; 2 adhesivo; 3 galga; 4 terminales para soldar; 5 soldadura; 6 hilos de conexión; 7 aislamiento protector.

Un factor que puede provocar el calentamiento de la galga es la propia potencia que disipe cuando, al medir su resistencia, se haga circular por ella una corriente eléctrica. En las galgas metálicas la corriente máxima es de unos 25 mA si el soporte es buen conductor del calor (acero, cobre, aluminio) y de 5 mA si es mal conductor (plástico, madera). La potencia permitida aumenta con el área de la galga y va desde $0,77 \text{ W/cm}^2$ a $0,15 \text{ W/cm}^2$, según el soporte. En las galgas semiconductoras, la potencia máxima disipable es de unos 250 mW.

Otra fuente de interferencia son las fuerzas termoelectromotrices presentes en la unión de dos metales distintos ya que pueden dar una tensión de salida superpuesta a la de interés si se alimenta la galga con corriente continua. Su presencia se reconoce si cambia la salida al variar la polaridad de la alimentación.

Deben corregirse bien mediante el método de insensibilidad intrínseca, por selección de materiales, bien mediante filtrado, a base de alimentar las galgas con corriente alterna.

Idealmente, las galgas deberían ser puntuales para poder medir los esfuerzos en un punto concreto. En la práctica sus dimensiones son apreciables, y se supone que el «punto» de medida es el centro geométrico de la galga. Si se van a medir vibraciones, la longitud de onda de éstas debe ser mucho mayor que la longitud de la galga. Si, por ejemplo, ésta es de 5 mm y se mide en acero, donde la velocidad del sonido es de unos 5900 m/s, la máxima frecuencia medible es del orden de 100 kHz (1 MHz/10) que es ciertamente muy alta.

Si se mide en una superficie no uniforme, como el hormigón, puede interesar, en cambio, realizar un promediado de deformaciones para no caer en error debido a una singularidad en la superficie.

Las galgas extensométricas de silicio son sensibles a la luz, si bien la magnitud de los efectos ópticos probablemente sea despreciable en las condiciones de iluminación habituales.

Frente a todas estas posibles limitaciones, por su pequeño tamaño, gran linealidad y también por su baja impedancia, las galgas extensométricas son uno de los sensores con mayor aplicación.

Tipos y aplicaciones

Los materiales empleados para la fabricación de galgas extensométricas son diversos conductores metálicos, como las aleaciones constantan, advance, karma, isoelastic, y también semiconductores como el silicio y el germanio. Las aleaciones

metálicas escogidas tienen la ventaja de un bajo coeficiente de temperatura, porque en ellas se compensa parcialmente la disminución de la movilidad de los electrones al aumentar la temperatura con el aumento de su concentración. Las galgas pueden tener o no soporte propio, eligiéndose en su caso en función de la temperatura a la que se va a medir. Para aplicaciones de sensores táctiles en robots, se emplean también elastómeros conductores. Para la medida de grandes deformaciones en estructuras biológicas, se emplean galgas elásticas que consisten en un tubo elástico lleno de mercurio u otro líquido conductor.

En la figura 4 se muestran diversos tipos de galgas extensométricas. Las galgas metálicas con soporte pueden ser de hilo bobinado o plegado con soporte de papel, o impresas por fotograbado. En este caso puede observarse en la figura que se dispone de una gran variedad de configuraciones, adaptadas a diversos tipos de esfuerzos. Hay modelos para diafragma, para medir torsiones, para determinar esfuerzos máximos y mínimos y sus direcciones (rosetas múltiples), etc.

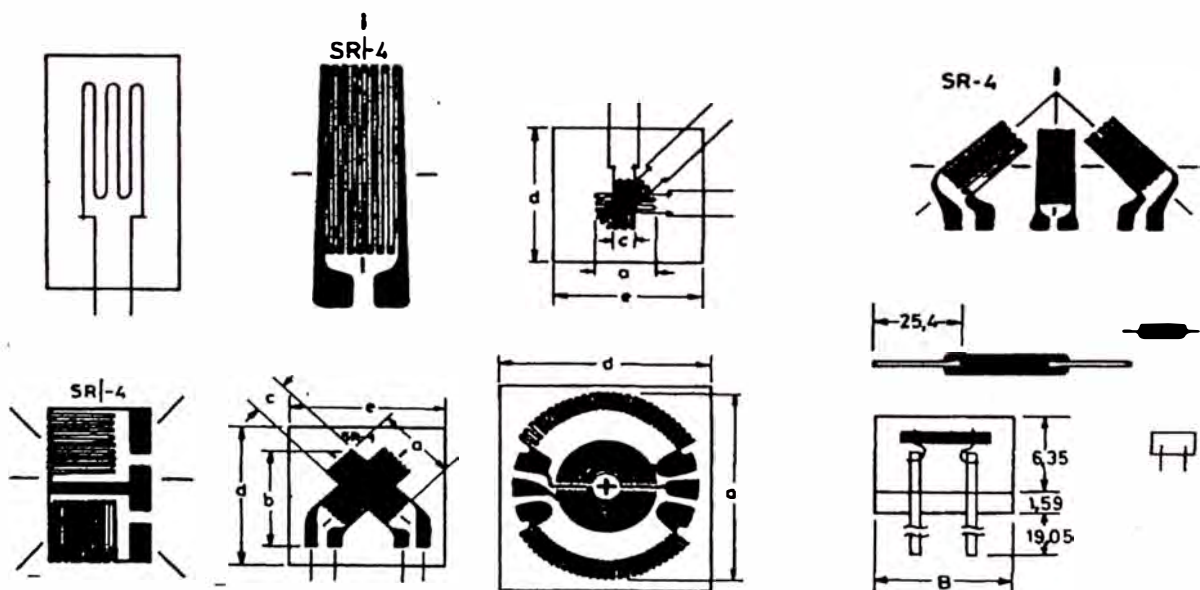


Figura 4. Diversos tipos de galgas metálicas y semiconductoras, con y sin soporte.

En la tabla 1 se presentan algunas de las características habituales de las galgas metálicas y semiconductoras. El factor de sensibilidad se determina por muestreo, pues una vez utilizada la galga es irrecuperable. Se da entonces el valor probable de K y la tolerancia. Los métodos de ensayo y la especificación de características para las galgas metálicas, están normalizados.

Las galgas extensométricas se pueden aplicar a la medida de cualquier variable que pueda convertirse, con el sensor apropiado, en una fuerza capaz de provocar deformaciones del orden de 10 μm e incluso inferiores.

Parámetro	Metálicas	Semiconductoras
Margen de medida, $\mu\epsilon$	0.1 a 40.000	0.001 a 3000
Factor de sensibilidad	1.8 a 2.35	50 a 200
Resistencia, Ω	120, 350, 600 5000	1000 A 5000
Tolerancia en la resistencia, %	0.1 a 0.2	1 a 2
Tamaño, mm	0.4 a 150 estándar : 3 a 6	1 a 5

Tabla 1. Características normales de las galgas extensométricas metálicas y semiconductoras

En la figura 5 se presentan diversas aplicaciones relativas a la medida de fuerza y par con elementos elásticos. En el caso “a” se emplea un voladizo con una galga activa y, aparte, una galga pasiva para compensación. En el caso “b” se emplean dos galgas activas en el mismo voladizo, pero una de ellas transversal. En el caso “c” hay una célula de carga con tres galgas activas en dirección longitudinal y otras tres en dirección transversal. En el caso “d” se emplean cuatro galgas activas, dos longitudinales y dos transversales. En el caso “e” hay sólo dos galgas activas; aparte

hay dos galgas pasivas para compensación. En el caso "f" se emplean cuatro galgas activas para detectar esfuerzos de torsión, con sentidos opuestos dos a dos. La disposición de las diversas galgas en un puente de medida se analizará en otro apartado. La medida de presiones, caudal, aceleraciones, etc., se puede realizar con técnicas similares.

Una aplicación singular del efecto piezorresistivo es la medida de presiones muy elevadas (1,4 Gpa a 40 GPa) mediante las denominadas galgas de manganina.

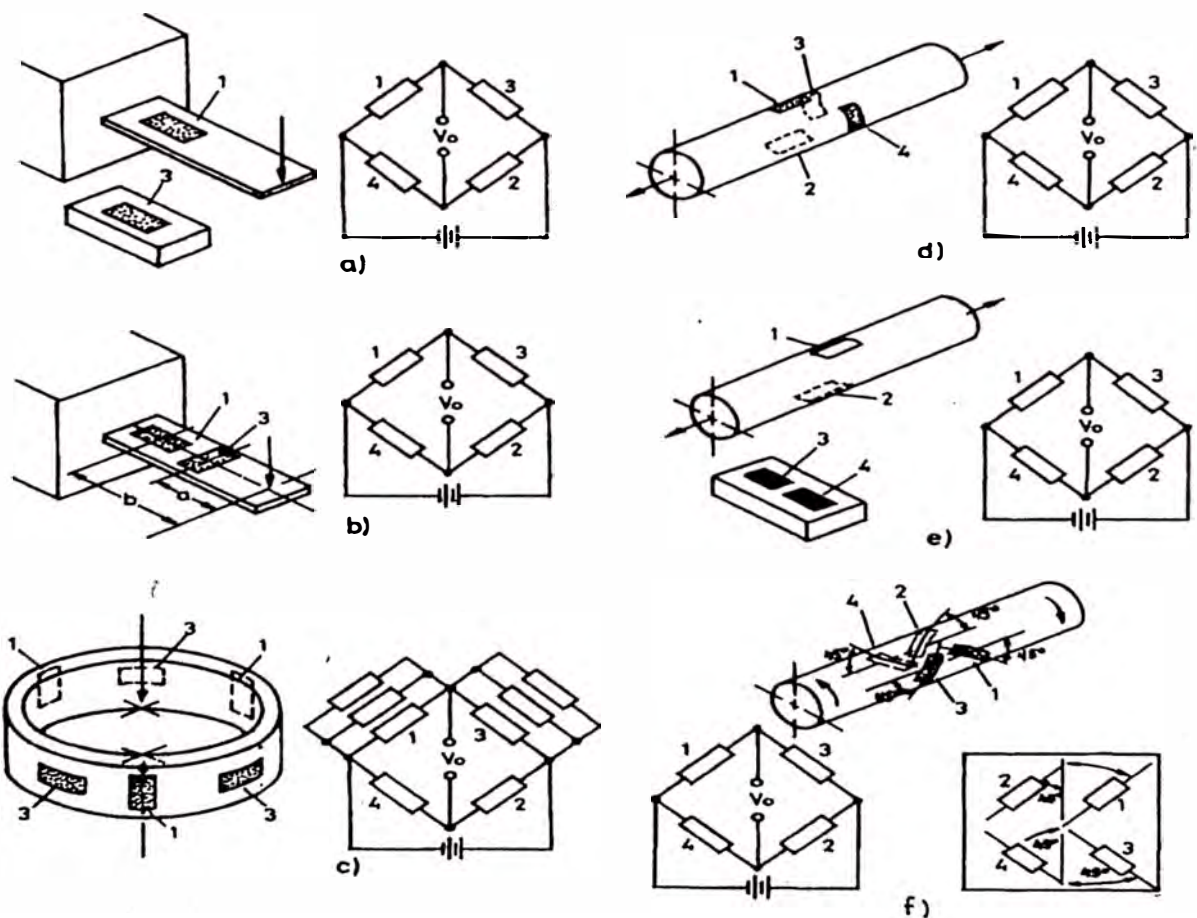


Figura 5. Diversas aplicaciones de las galgas extensométricas a la medida de magnitudes mecánicas.

La manganina es una aleación (84% Cu, 12% Mn, 4% Ni) que tiene un coeficiente de temperatura muy bajo. Si se somete un hilo de manganina a una presión en todas las direcciones, presenta un coeficiente de resistencia de entre 0.021 y 0.028 $\mu\Omega/\Omega/\text{kPa}$, de modo que el cambio de resistencia da información sobre la presión a que está sometido.

ANEXO B

PUENTE DE WHEATSTONE

Sensibilidad y linealidad

La forma habitual de obtener una señal eléctrica como resultado de una medida empleando un puente de Wheatstone, es mediante el método de deflexión. En éste, en lugar de valorar la acción necesaria para restablecer el equilibrio en el puente, se mide la diferencia de tensión entre ambas ramas o la corriente a través de un detector dispuesto en el brazo central. Con la notación de la figura 1, si para $x = 0$ se desea que el puente esté equilibrado, que es lo habitual, se puede definir un parámetro.

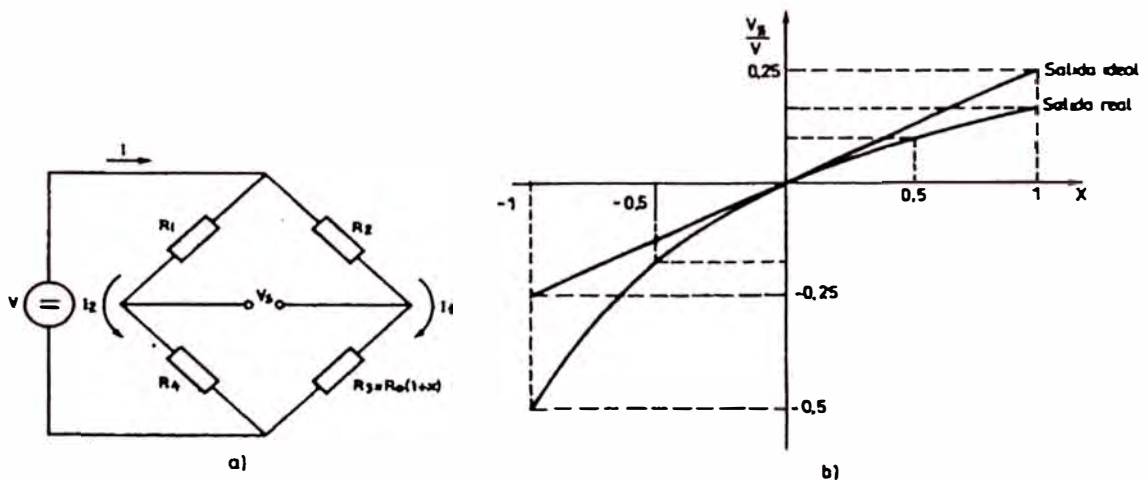


Figura 1. Puente de Wheatstone funcionando por el método de deflexión, a) Estructura. b) Tensión de salida en función de x cuando la relación entre resistencias es $k = 1$.

$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0} \quad (1)$$

Si lo que se mide es la tensión entre las tomas centrales, se tiene:

$$V_s = V \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) = V \frac{kx}{(k+1)(k+1+x)} \quad (2)$$

Resulta, pues, que la tensión de salida sólo es proporcional a los cambios de resistencia cuando se cumpla $x < k+1$. Si esta salida se va a interpretar como proporcional a las variaciones de R_3 la sensibilidad real será:

$$S = \frac{V_s}{xR_0} = \frac{Vk}{R_0} \frac{1}{(k+1)(k+1+x)} \quad (3)$$

y el máximo de esta sensibilidad, en función de k , se obtiene cuando $dS/dk = 0$. Esta condición se cumple cuando

$$k^2 = 1 + x \quad (4)$$

Calculando la derivada segunda se comprueba que efectivamente este punto corresponde a un máximo. Si la variable medida es la corriente a través del brazo central, o si en lugar de alimentar el puente a tensión constante se alimenta a corriente constante, las condiciones de máxima sensibilidad son distintas y se han recopilado en la tabla 1.

Condición primaria	Condición secundaria	Máximo para el caso	Máximo aproximado
Sensibilidad de corriente máxima	I constante	$m=\infty$ $n_2=q+1$	$R_2 \gg R_3$
dI_s/dR_3	V constante	$m_2=q/(1+q)$ $n=0$	$R_4 \ll R_3$
dI_s/dR_3	I1 constante	$m=\infty$ $n=0$	$R_4 \ll R_3 \ll R_2$
Sensibilidad de tensión máxima	I constante	$m=\infty$ $n=\infty$	$R_4 \gg R_3$ $R_2 \gg R_3$
dV_s/dR_3	V constante	$m=1$	$R_3=R_2$
dV_s/dR_3	I1 constante	$m=\infty$	$R_2 \gg R_3$

Tabla 1. Condiciones óptimas de diseño para un puente resistivo a la terminología de la figura 1.a y donde $m = R_2/R_3$, $n = R_4/R_3$, $p = R_1/R_3$, $q = R_s/R_3$; R_s es la resistencia del instrumento de medida dispuesto en el brazo central del puente).

Se observa, por tanto, que en el caso estudiado la condición de máxima sensibilidad se obtiene para un valor de k que puede no ser suficientemente grande para tener la linealidad deseada, de acuerdo con (2). En concreto, si x es muy pequeña la sensibilidad óptima se obtendrá para $k \cong 1$, pero en la figura 1 se puede apreciar claramente la no linealidad de la salida cuando x es grande y $k = 1$. En la figura 2 se representa la variación de la sensibilidad en función de k para el caso $x = 0,001$ en un puente alimentado a tensión constante en el que se mide la tensión de salida (expresión 3).

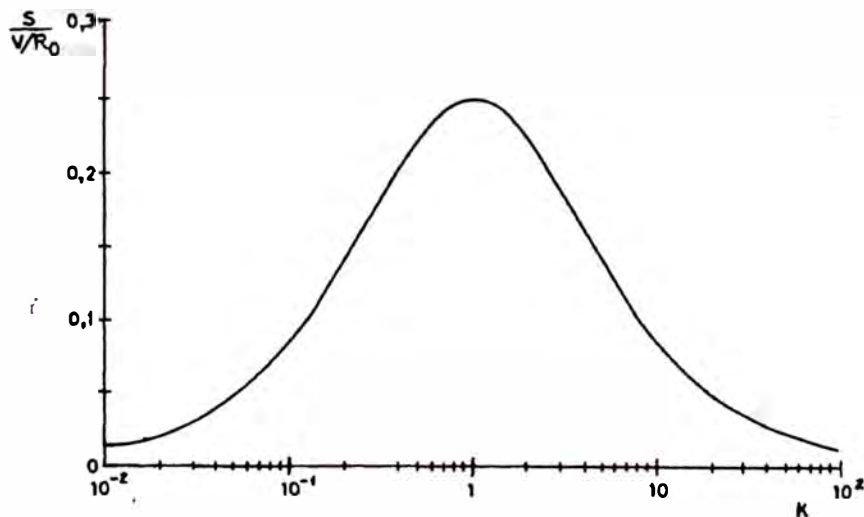


Figura 2. Variación de la sensibilidad de un puente resistivo alimentado a tensión constante, cuando se mide la tensión de salida, en función del parámetro k , para el caso $x = 0,001$ (ecuación 3).

Si el puente se alimenta a corriente constante I , la tensión de salida es:

$$V_s = IR \cdot \frac{kx}{2(k+1)+x} \quad (5)$$

de modo que ahora basta que sea $x < 2(k+1)$, es decir, $x < 4$ si $k = 1$. Pero una fuente de corriente constante es difícil de conseguir si no se emplean circuitos electrónicos, y la mejora obtenida no siempre los justifica por sí sola.

Aunque la linealidad no es una condición necesaria para tener una buena exactitud, sino que lo importante es la reproducibilidad, la interpretación del resultado siempre es más fácil si la salida es proporcional a la magnitud medida, y de ahí el interés de la linealidad en las ecuaciones (2) ó (5).

Para el caso de galgas extensométricas metálicas o impresas, x raramente alcanza valores superiores a 0,01, de modo que, salvo que se desee una linealidad muy alta, se puede despreciar x en el denominador de (2). Pero para termómetros resistivos, por ejemplo, x puede ser mucho mayor. Así, en un termómetro de resistencia de platino con una sonda de 100 Ω , a 25°C, a 125°C la resistencia pasa a ser de 140 Ω . Para estos casos se dispone de las siguientes alternativas:

1. Limitarse a un margen de medida pequeño en el que la no linealidad máxima sea compatible con la exactitud requerida para la medida.
2. Perder sensibilidad, haciendo $k = 10$ o mayor, compensándola en parte con un aumento de la tensión de alimentación. El límite en ésta viene impuesto por la máxima potencia que pueden disipar los sensores. La reducción de ésta, manteniendo valores altos en la alimentación, se puede hacer a base de tensiones alternas rectangulares con ciclo de trabajo pequeño.
3. Linealizar, analógica o digitalmente, la tensión de salida del puente.

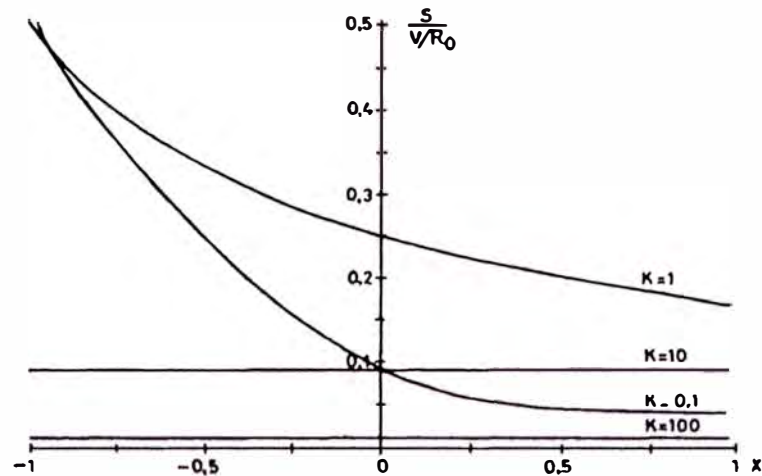


Figura 3. Efecto del valor de k en la sensibilidad de un puente resistivo como el de la figura 1a, para $-1 < x < +1$.

En la figura 3 se puede observar el efecto de k en la linealidad del puente de la figura 1.a, al detectar la tensión de salida cuando $-1 < x < +1$.

Medidas diferenciales

Una de las ventajas adicionales que presenta un puente frente a un divisor de tensión es su capacidad de medir diferencias entre magnitudes o valores medios.

Permite, además, aumentar la sensibilidad empleando sensores múltiples, y compensar determinadas interferencias. Obsérvese, por ejemplo, el circuito de la figura 4. La presencia de dos sensores en brazos adyacentes permite medir la diferencia entre las magnitudes que detectan respectivamente, por cuanto la tensión de salida es

$$V_S = V \frac{k(x_1 - x_2)}{(k+1+x_1)(k+1+x_2)} \quad (6)$$

que cuando $x_1, x_2 < k+1$, se puede aproximar por:

$$V_S \approx V \frac{k}{(k+1)^2} (x_1 - x_2) \quad (7)$$

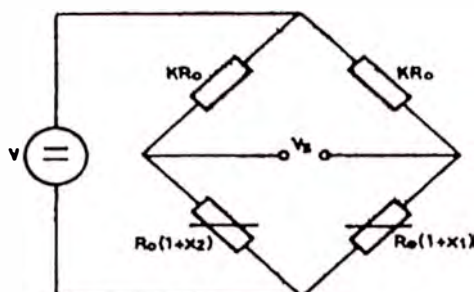


Figura 4. Medida de la diferencia entre dos magnitudes mediante un puente resistivo.

Si se trata de sensores de temperatura resistivos se pueden medir así diferencias de temperaturas, y aplicarlo al cálculo de esfuerzos térmicos, de pérdidas de calor en tuberías o a la detección de heladas.

Por analogía con (3), también en este caso hay un compromiso entre sensibilidad y linealidad que incide en la elección de k .

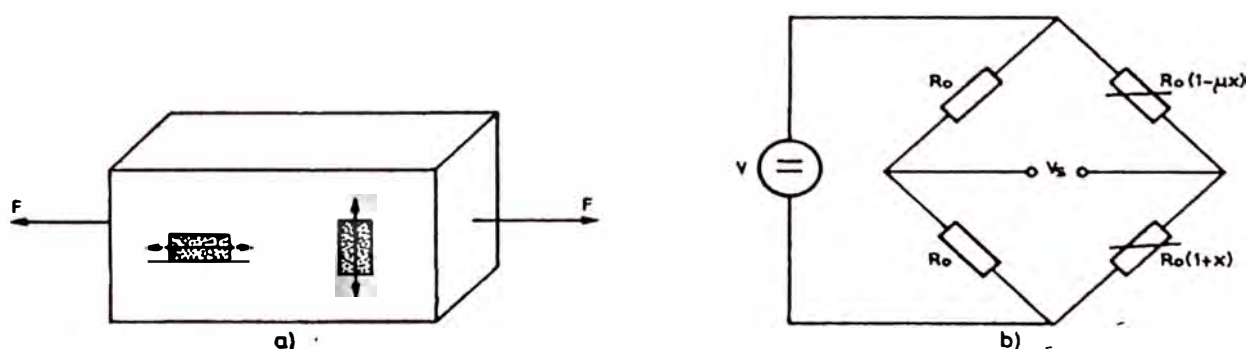


Figura 5. Empleo de una galga activa longitudinal y otra transversal y su disposición en un puente de medida.

El montaje de varias galgas extensométricas en un mismo puente ofrece también muchas posibilidades. Si, por ejemplo, se montan dos de ellas en una pieza

tal como se indica en la figura 5a, y se conectan en un puente de la forma descrita en la figura 5b, la tensión de salida es:

$$V_s = V \frac{x(1 + \mu)}{2[2 + x(1 - \mu)]} \approx V \frac{x(1 + \mu)}{4} \quad (8)$$

donde se puede observar que la sensibilidad ha aumentado en un factor $1 + \mu$ respecto al caso de emplear una sola galga.

Si se emplean dos galgas extensométricas que experimentan deformaciones de igual amplitud pero de signo opuesto, al disponerlas de la forma indicada en la figura 6 se tiene una tensión de salida

$$V = V \frac{x}{2} \quad (9)$$

que no sólo es mayor que en el caso anterior, sino que además es lineal sin necesidad de aproximaciones.

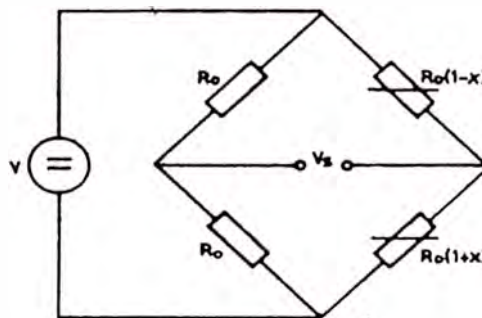


Figura 6. Disposición en un puente de medida de dos galgas activas con variaciones opuestas.

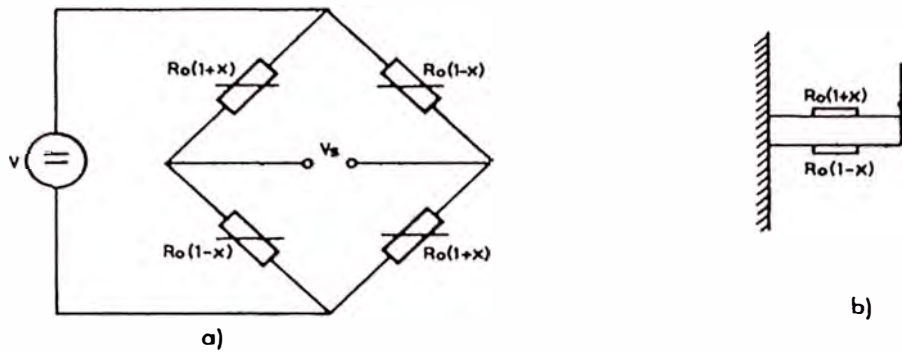


Figura 7. Linealización de un puente empleando galgas dobles.

Utilizando galgas extensométricas dobles montadas adecuadamente, se puede lograr una situación como la descrita por la figura 7a, correspondiente a la pieza en voladizo de la figura 7b en que se han montado dos galgas iguales dobles en cada cara. La tensión de salida pasa a ser

$$V_s = Vx \quad (10)$$

que es también lineal sin necesidad de hacer aproximaciones, y con una sensibilidad cuádruple a la obtenida con una galga simple.

R_1	R_2	R_3	R_4	V cte.	I cte.
R_0	R_0	$R_0(1+x)$	R_0	$Vx/2(2+x)$	$IR_0x/4+x$
$R_0(1+x)$	R_0	$R_0(1+x)$	R_0	$Vx/2+x$	$IR_0x/2$
R_0	R_0	$R_0(1+x)$	$R_0(1-x)$	$V2x/4-x^2$	$IR_0x/2$
R_0	R_0	$R_0(1+x)$	R_0	$Vx/2$	$IR_0x/2$
$R_0(1-x)$	R_0	$R_0(1+x)$	R_0	$V-x^2/4-x^2$	$IR_0-x^2/4$
$R_0(1+x)$	$R_0(1-x)$	$R_0(1+x)$	$R_0(1-x)$	Vx	IR_0x

Tabla 2. Tensión de salida para diversas configuraciones de puente, semipuerto o puente completo para galgas extensométricas (ver la figura 1a, donde el generador puede serlo de tensión o corriente)

Estas distintas configuraciones de medida se designan como montajes en cuarto de puente, semipuente o puente completo. En la tabla 1 se recogen las expresiones correspondientes de la tensión de salida según el montaje y según se alimente a tensión o a corriente constante. Las configuraciones en puente completo son frecuentes en células de carga.

Las galgas extensométricas son sensibles a la temperatura, y un puente permite reducir esta interferencia. Si se utiliza una galga simple que experimenta una variación porcentual «y» debida a la temperatura, además de la variación «x» debida al esfuerzo que se desea medir, basta disponer otra galga igual pero pasiva (es decir, no sometida al esfuerzo a medir), y emplear el circuito de la figura 7. En el caso de utilizar galgas múltiples, la compensación de temperatura se obtiene directamente.

Otra forma de detectar interferencias es poner junto al puente activo, otro puente de galgas igual al de medida, pero sin alimentación.

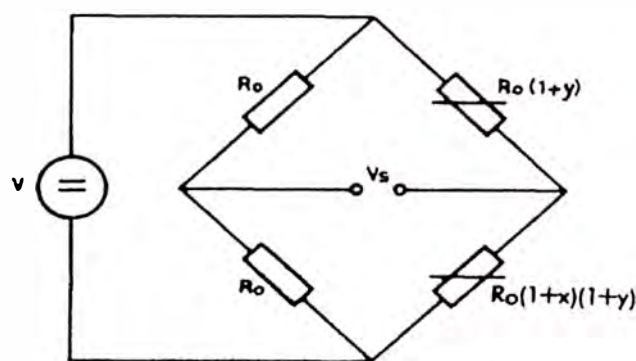


Figura 8. Compensación de temperatura en un puente de galgas extensométricas mediante una galga pasiva.

Alimentación del puente de Wheatstone

Para obtener una señal como resultado de la variación experimentada por uno o más sensores dispuestos en un puente de Wheatstone, hay que aplicar a éste una señal de alimentación o excitación. Con independencia de la naturaleza de ésta (tensión o corriente, continua o alterna), una condición que debe cumplir inicialmente es la de permanecer estable con el tiempo, la temperatura y otros factores ambientales. La justificación es inmediata: para el caso de alimentar un puente con un sensor resistivo mediante una tensión continua, la tensión de salida es

$$V_s = V \frac{kx}{(k+1)(k+1+x)}$$

y si, permaneciendo x constante, V experimenta un pequeño cambio, dV , se tendrá:

$$\frac{dV_s}{V_s} = \frac{dV}{V} \quad (11)$$

es decir, la salida experimenta, proporcionalmente, el mismo cambio. Esto puede prohibir, por ejemplo, el empleo de una fuente de tensión continua simple con una deriva de 0.1%/°C o de algunos reguladores de tensión continua monolíticos que presentan hasta un 1%/°C de deriva térmica.

En aplicaciones donde se requiera gran precisión, hay que emplear convertidores alterna / continua o continua / continua de buena calidad, o bien basarse en un generador de tensión de referencia de los empleados, por ejemplo, en conjunción con los convertidores D/A tipo multiplicador (tensión de referencia externa).

En los puentes de galgas semiconductoras se suele poner una resistencia de bajo coeficiente de temperatura en serie con cada conexión entre la fuente de tensión de

alimentación y el puente. Entonces, dado que la resistencia de las galgas semiconductoras tiene un coeficiente de temperatura positivo, al aumentar la temperatura aumenta también la tensión efectiva aplicada al puente, y de esta forma se compensa la disminución de sensibilidad debida al coeficiente de temperatura negativo del efecto piezorresistivo. Esta solución es común en los sensores de presión integrados. Otra posibilidad es poner simplemente una resistencia en serie con un terminal de alimentación del puente y emplearla como sensor de temperatura (midiendo la caída de tensión en ella), y corrigiendo luego por programa.

Otro factor a considerar es la máxima corriente que puede dar la fuente de alimentación. En los generadores de tensión de referencia empleados comúnmente en la conversión A/D o D/A, la corriente máxima de salida no excede de unos 10 o 20 mA y la tensión de + 10 V, por lo que sólo se pueden alimentar directamente puentes de 500 Ω o de mayor resistencia. Si se requieren una tensión y/o corriente mayores debe amplificarse su salida, conservando su estabilidad. En la figura 9 se presenta un circuito que permite atacar un puente de baja impedancia sin exigir una fuente de tensión estabilizada y con alta corriente de salida. La mayor parte de la corriente del puente la suministra a través de R la alimentación menos estable, V_{cc}. Si el puente consume una corriente media I, máxima I_M y mínima I_m, y el regulador puede dar un máximo de I₀₊, y sumir hasta I₀₋, deberá cumplirse

$$R = \frac{V_{cc} - V_r}{I} \quad (12)$$

$$I_M = I + I_{0+} \quad (13)$$

$$I_m = I - I_{0+} \quad (14)$$

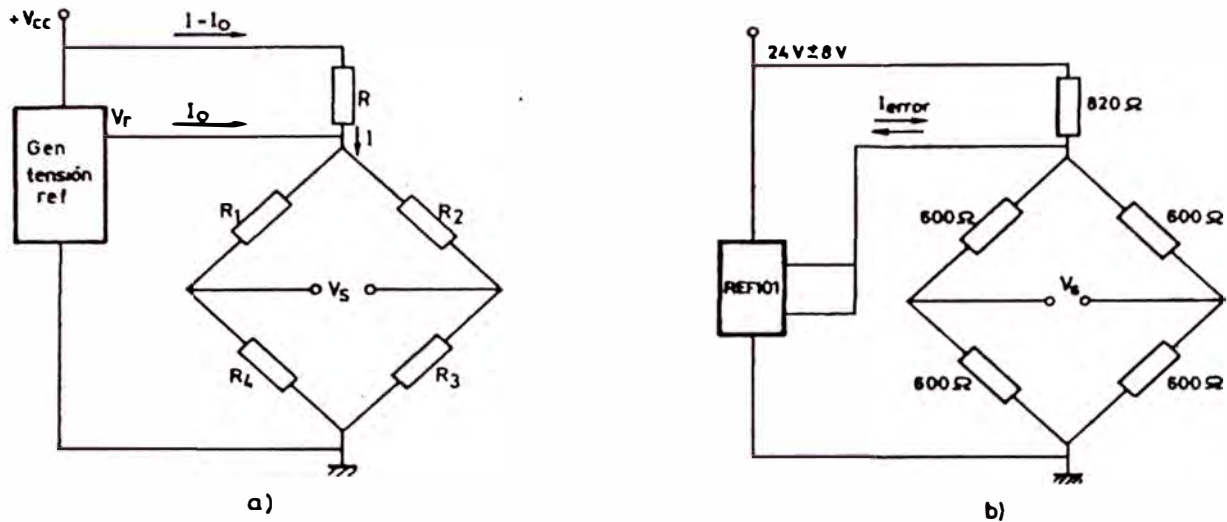


Figura 9. Alimentación de un puente de sensores con un generador de tensión de referencia, a) Empleo de una resistencia para alimentar puentes de baja impedancia. b) Alimentación remota con sólo tres hilos mediante detección de corriente.

Algunos generadores de tensión de referencia tienen $I_{o-} = 0$, (o alternativamente, $I_{o+} = 0$).

La exigencia de una estabilidad elevada para la tensión de alimentación desaparece si la señal ofrecida por el puente se procesa posteriormente de forma que se divida por una tensión de referencia. Si se elige la misma tensión para hacer ambas funciones, sus posibles derivas se cancelan. A este tipo de medidas se las denomina ratiométricas o medidas por relación.

Este principio se puede aplicar, por ejemplo, cuando el circuito incluye un convertidor A/D, pues éste actúa como un divisor con salida digital (figura 10) —se <<compara>> la entrada con la tensión de referencia—. Si la tensión de alimentación

del puente es alterna, se puede aplicar el mismo principio pero rectificando la señal aplicada al puente para convertirla en la tensión de referencia del convertidor A/D.

La tensión de alimentación del AI no tiene por qué ser muy estable, pues el amplificador tiene una capacidad de rechazar las posibles fluctuaciones que viene especificada por su PSRR (Power Supply Rejection Ratio).

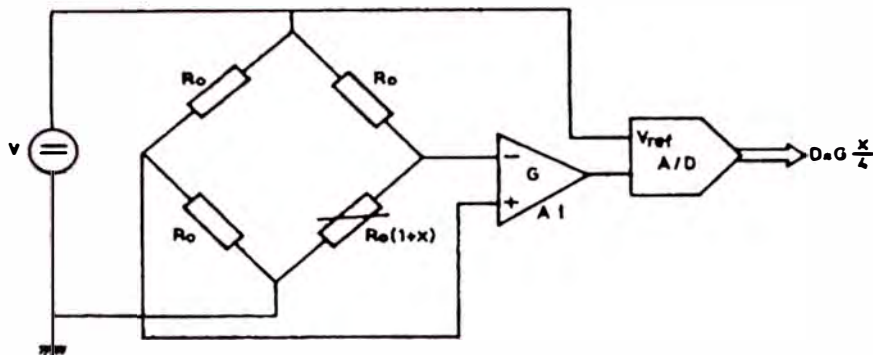


Figura 10. Medidas por relación empleando un convertidor A/D. La fuente de alimentación del puente no hace falta ahora que sea muy estable.

Otro problema asociado con la alimentación surge cuando la situación remota del puente de medida y su baja resistencia requieren que se tenga en cuenta la resistencia propia de los cables de conexión. Si se alimenta el puente con corriente continua en vez de tensión este problema no se plantea, pero normalmente es más difícil tener una fuente de corriente estable que una de tensión. Si se alimenta en tensión, la solución pasa por la aplicación del método de medida de cuatro hilos o conexión Kelvin, descrita en la figura 11.

Consiste en aplicar la tensión con un par de hilos y con otro par distinto detectar la caída de tensión en bornes del puente, empleando esta tensión una vez amplificada (G) para ajustar el nivel de salida de la fuente por la acción de un comparador de

muy alta ganancia (A). Hay que observar que con este sistema no se evita la caída de tensión en los hilos de alimentación, sino que sólo se logra que la tensión aplicada al puente sea la deseada. Por lo tanto, la fuente tendrá que dar esta tensión más la de caída en los cables. En el caso particular de generadores de tensión de referencia que acepten como señal de error una corriente, se puede realizar un circuito de este tipo con sólo tres hilos, como en la figura 9a.

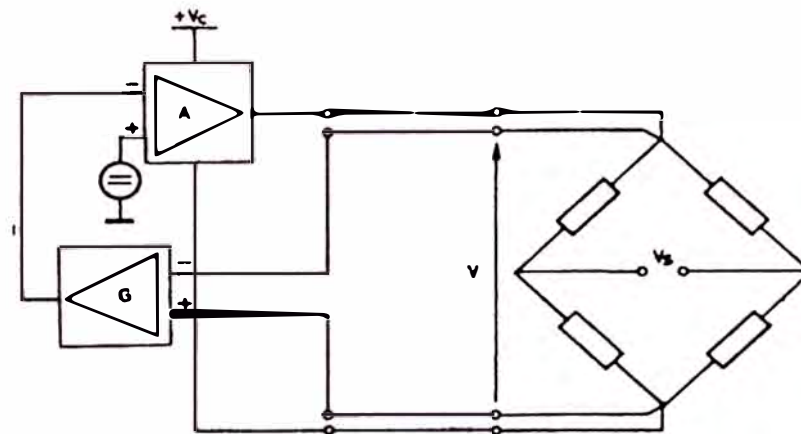


Figura 11. Método de medida a cuatro hilos para compensar la caída de tensión en los cables de alimentación de un puente remoto.

Una última consideración, relativa a la alimentación, es la elección de una señal continua o alterna para esta función. Si se elige continua, los efectos termoeléctricos que pueden aparecer en las uniones de metales distintos y las derivas propias de los amplificadores, que son en definitiva un ruido de baja frecuencia, obligan a cuidar la disposición física de los circuitos y limitan las posibilidades de elección del detector si se desea gran exactitud. Si se alimenta el puente en alterna, los pares termoeléctricos no afectan, pero pueden aparecer desequilibrios en el puente debidos a capacidades parásitas. Una galga pegada sobre una estructura metálica presenta, por ejemplo, una capacidad respecto a ésta de unos 100 pF. La impedancia de las

capacidades parásitas influirá tanto más cuanto más alta sea la frecuencia, pero ésta no puede ser arbitrariamente baja si se trata de medir una variable dinámica, según se verá al tratar los puentes de alterna. Si además resulta que el margen de medida pasa a través de cero, hay que añadir un demodulador de fase para conocer el signo de la señal de salida del puente. En consecuencia, no se suele alimentar en alterna, excepción hecha de los casos en que el tipo de detector disponible lo sugiera, o bien cuando interese el bajo ruido de los amplificadores de alterna y el rechazo de interferencias que ofrece la demodulación síncrona.

ANEXO C

COSTOS

Los costos considerados en la implementación del sistema de medición de torque digital para la máquina eléctrica generalizada, incluyen el costo de la celda de carga, los componentes electrónicos utilizados en la implementación del circuito acondicionador de señal de la celda de carga, la fabricación de los accesorios mecánicos para el montaje mecánico de la celda de carga y la fabricación de una pesa patrón de 200 N para la calibración del circuito acondicionador de señal. Cabe mencionar que estos precios están en dólares y han sido adquiridos en el comercio local. En la siguiente tabla se muestran los costos de dispositivos y materiales empleados.

Item	Descripción	P. Total (\$)
01	Celda de carga tipo "S", marca Sensortronics, modelo 6001, de 75 lbs de capacidad	350.00
02	Resistencias de precisión de ¼ de watt, potenciómetros	33.00
03	Condensadores electrolíticos y cerámicos	8.00
04	Diodos, diodo zener	3.00
05	Circuitos integrados	20.00
06	Fabricación del circuito impreso	40.00
07	Transformador 110/220 a 10 VAC onda completa	10.00
08	Soquetes, disipadores, borneras, puentes, portafusibles	15.00
09	Caja plástica para proteger el circuito	8.00
10	Prensa estopas, cable de poder	5.00
11	Fabricación de accesorios para el montaje mecánico	80.00
12	Fabricación de una pesa patrón de 20.38 kgf (200 N)	50.00

Costo total	\$ 622.00
-------------	-----------

ANEXO D

TABLAS DE CONVERSIÓN

		Tabla de Conversión de Torque							
		Multiplicar el numero de							
Para obtener	Por	Pound-inch	Pound-foot	Ounce-inch	Gram-inch	Kilogram- centimeter	Kilogram-meter	Newton- meter	
		Pound-inch	1	12.0	0.0625	2.2×10^{-3}	0.8681	86.81	8.5511
		Pound-foot	0.08334	1	0.0052	1.838×10^{-4}	7.234×10^{-2}	7.234	0.7375
		Ounce-inch	16.0	192.0	1	3.527×10^{-2}	13.8858	1388.58	141.6
		Gram-inch	453.52	5433.1	28.349	1	393.7	39.370	4014.6
		Kilogram centimeter	1.152	13.826	0.072	2.54×10^{-3}	1	100.0	10.197
		Kilogram meter	0.01152	0.138	7.200×10^{-4}	2.54×10^5	0.01	1	0.10197
		Newton meter	0.1129	1.356	7.026×10^{-3}	2.491×10^{-4}	9.807×10^{-2}	9.807	1

		Tabla de conversión de fuerza y peso								
		Multiplicar el numero de								
Para obtener	Por	Pounds	Ounces	Grams	Kilograms	Newtons	Kilo-newtons	Tons	Metric Tons	
		Pounds	1	0.0625	0.0022	2.2046	0.2248	2248×10^{-4}	2,000	2,205
		Ounces	16	1	3.527×10^{-2}	35.242	3.5971	3597.1	32,000	3.524×10^4
		Grams	453.59	28.349	1	1000	102.07	1.0207×10^5	9.080×10^5	1×10^6
		Kilograms	0.45359	2.835×10^{-2}	0.001	1	0.10207	102.07	908	1,000
		Newtons	4.448	0.278	9.797×10^{-3}	9.797	1	1,000	8,896	9,807
		Kilo-newtons	4.448×10^{-3}	278×10^{-4}	9.797×10^{-6}	9.797×10^{-3}	0.001	1	8.896	9.807
		Tons	5.0×10^{-4}	3.13×10^{-5}	1.101×10^{-6}	1.101×10^{-3}	1.124×10^{-4}	0.1124	1	1.103
		Metric Tons	4535×10^{-4}	2.838×10^{-5}	1×10^{-6}	1×10^{-3}	1.020×10^{-4}	0.1020	0.9067	1

ANEXO E

MODELO 60001

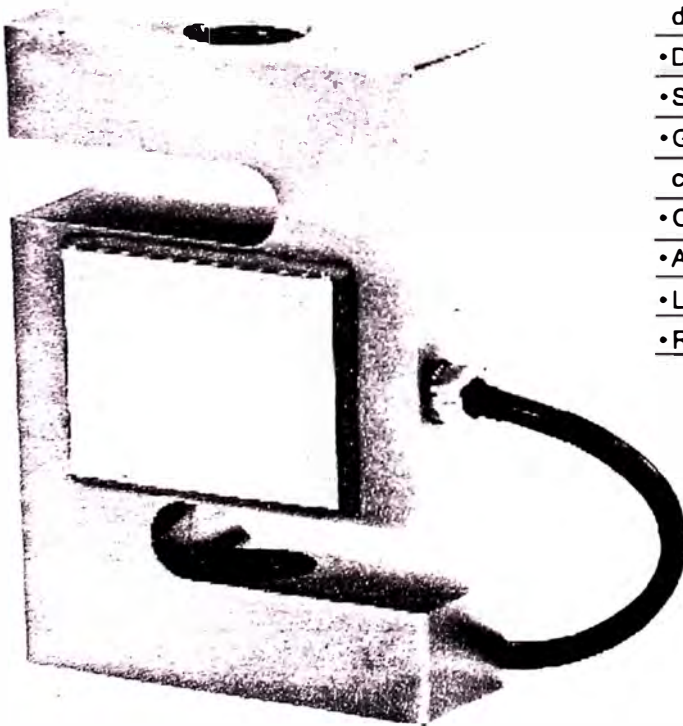
CELDA DE CARGA TIPO "S"

Aplicaciones

- Tanques, recipientes y tolvas
- Niveles e inventarios
- Conversiones de básculas camioneras
- Medidas de pesaje por tensión

Características

- Rango de Capacidades de 25 a 20,000 libras
25 kilogramos a 10 toneladas métricas
- Certificadas para la Industria por NTEP Clase III:5,000 divisiones y Clase IIII:10,000 divisiones; OIML R60:3,000 divisiones
- Diseñadas para aplicaciones de una o múltiples celdas de carga
- Sellado *Sensorgage™* bajo standards IP67
- Garantía *Cell Guard™* de dos años que incluye protección contra la humedad
- Construida de Acero Aleado de alta calidad
- Acabado niquelado para mayor resistencia a la corrosión
- La versión en Acero Inoxidable es el Modelo 60050
- Rangos extendidos de temperatura disponibles
 - Aprobadas por el Factory Mutual System para Clases I, II, III; Divisiones 1 & 2; Grupos A al G Y además, bajo clasificación de No-Incendiarías (Sin Barreras Intrínsecas)
 - Fabricadas en Instalaciones Certificadas por ISO 9001



ISO
9001



Factory
Mutual
System
Approved

IP
67

MODELO 60001

ESPECIFICACIONES DE FUNCIONAMIENTO

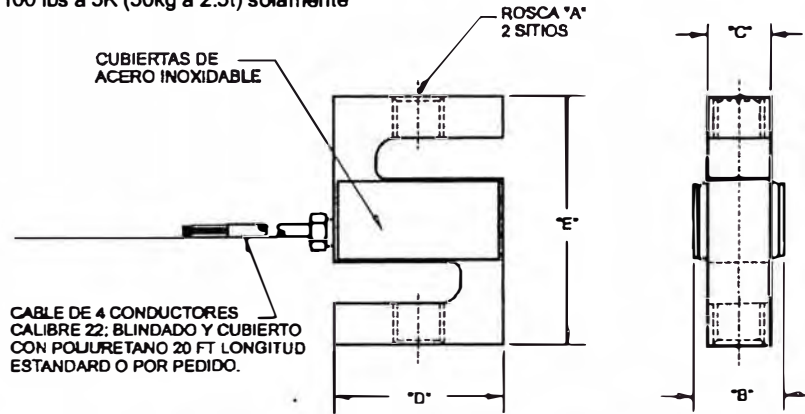
Capacidad Nominal (lbs)	25, 50, 75, 100, 150, 200, 250, 300, 500, 750, 1K, 1.5K, 2K, 2.5K, 3K, 5K, 10K, 15K y 20K
kggs/tonelada métrica	25kg, 50kg, 100kg, 250kg, 1t, 2.5t, 5t y 10t
Salida a Plena Escala (PE)	25 - 3K lbs (25kg - 1t) 5K - 20K lbs (2.5t - 10t)
	3.0 mV/V +25% -10% 3.0 mV/V ±0.25%

Clase de Precisión	Estándard	NTEP		OIML ⁽¹⁾
		Clase III	Clase IIIIL	
Error Combinado (% PE)	Clase 3	5,000 Divisiones	10,000 Divisiones	R60
No-Linealidad (% PE)	<.03	Múltiple	Múltiple	3,000 Divisiones
Histéresis (% PE)	<.02			
Variación de la señal en 20 minutos (% PE)	<.03			
Temperatura/Rango Compensado	14° a 104°F -10° a 40°C			
Efectos de Temperatura				
Cero (% PE / °F)	<.0015			
Span (% de carga / °F)	<.0008			

Temperatura de Operación	0° a 150°F / -18° a 65°C
Temperatura de Almacenamiento	-60° a 185°F / -50° a 85°C
No-Repetibilidad (% PE)	<0.01%
Ajuste de Cero (% PE)	±1.0
Voltaje de Excitación (típico)	10 VDC (15 Max)
Sobrecarga Admisible (% PE)	150
Sobrecarga Límite (% PE)	300
Sellado	Reúne los standards de IP67
Material / Acabado	Acero Aleado Niquelado (Acero Inoxidable Modelo 60050)

Resistencia del Punteo:		
Capacidad (lbs)	25 - 3K	5K - 20K
Entrada (ohms)	380 - 450	343 - 357
Salida (ohms)	349 - 355	349 - 355

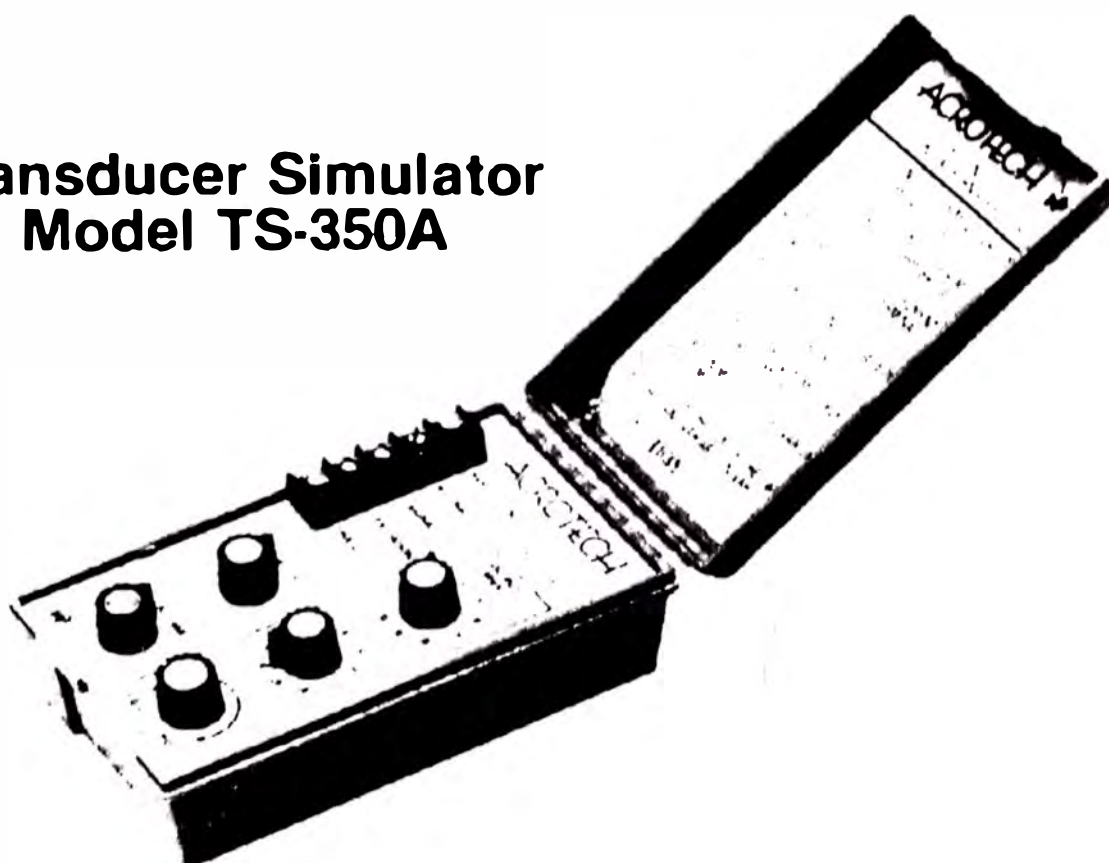
(1) Capacidades 100 lbs a 5K (50kg a 2.5t) solamente



Cableado	
Rojo:	+Excitación
Negro:	-Excitación
Verde:	+Salida
Blanco:	-Salida

Capacidad	A	B	C	D	E	Deflección	Peso
25 - 200	1/4-28 UNF-2B	0.65	0.50	2.00	2.50	0.015 - 0.010	4.0
250 - 300	3/8-24 UNF-2B	0.75	0.50	2.00	3.00	0.010	4.0
500 - 2K	1/2-20 UNF-2B	1.00	0.75	2.00	3.00	0.010 - 0.012	6.5
2.5K - 4K	1/2-20 UNF-2B	1.25	1.00	2.00	3.00	0.012	6.5
5K	3/4-16 UNF-2B	1.25	1.00	3.00	4.25	0.017	6.5
10K	3/4-16 UNF-2B	1.25	1.00	3.50	4.75	0.025	6.5
15K	1-14 UNF-2B	1.50	1.25	4.00	5.50	0.025	9.0
20K	1 1/4-12 UNF-2B	2.25	2.00	5.00	7.00	0.025	9.0
(50 - 100kgs)	M8.0 x 1.25-6H	(16.5)	(12.7)	(50.8)	(63.5)	(0.03 - 0.004)	(1.8)
(250kgs - 1t)	M12 x 1.75-6H	(25.4)	(19.1)	(50.8)	(76.0)	(0.004)	(1.8)
(2.5t)	M20 x 1.5-6H	(31.8)	(25.4)	(76.2)	(108.0)	(0.008)	(2.9)
(5t)	M20 x 1.5-6H	(31.8)	(25.4)	(88.9)	(120.7)	(0.011)	(2.9)

Dimensiones en pulgadas (mm). Capacidades en libras (kg/tonelada métrica). Deflección ±10%. Especificaciones sujetas a cambio. Diagramas Certificados disponibles.

SIMULADOR DE TRANSDUCTOR DE PESO O FUERZA**Transducer Simulator
Model TS-350A**

El TS-350A es un simulador de calidad para laboratorio, usado como sustituto de los transductores basados en strain gauge para generar señales precisas de mV/V que se requieren para el desarrollo, chequeo y calibración de acondicionadores de señal, lectores digitales y análogos.

ESPECIFICACIONES TECNICAS

RENDIMIENTO A 24 °C

Simulación

1. Balance en "0"

+/- 0.001 mV/V máximo

2. Precisión de la salida (circuito abierto)

Valor del paso nominal +/- 0.1 %

3. Pasos

De 0 a 9 con pasos de 1 mV/V

De 0 a 0.9 con pasos de 0.1 mV/V

4. Rango variable

(-) 0.1 a (+) 0.1 mV/V mínimo con un potenciómetro de 10 vueltas
(adherida a los pasos de salida en mV/V)

AMBIENTALES (-40 °C a +50 °C)

Simulación

1. Balance

Puente básico de resistencias igualadas a +/- 2 ppm /°C

2. Span

Cambios de +/- 10 ppm /°C máximo sobre la posición de los pasos.

FISICAS

Dimensiones

Longitud = 5.8"

Ancho = 3.4"

Alto = 2.1"

Peso

14 onzas

Conectores (entrada/salida)

Bornera de conexiones de 5 posiciones

(+) Sense

(+)Exitación

(+)Signal

(-)Signal

(-)Sense

(-)Exitación

Blindaje

TLC2654, TLC2654A

Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS020G – NOVEMBER 1988 – REVISED APRIL 2001

- **Input Noise Voltage**
 0.5 μV (Peak-to-Peak) Typ, $f = 0$ to 1 Hz
 1.5 μV (Peak-to-Peak) Typ, $f = 0$ to 10 Hz
 47 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Typ, $f = 10$ Hz
 13 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Typ, $f = 1$ kHz
- **High Chopping Frequency . . . 10 kHz Typ**
- **No Clock Noise Below 10 kHz**
- **No Intermodulation Error Below 5 kHz**
- **Low Input Offset Voltage**
 10 μV Max (TLC2654A)
- **Excellent Offset Voltage Stability With Temperature . . . 0.05 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max**
- **A_{VD} . . . 135 dB Min (TLC2654A)**
- **CMRR . . . 110 dB Min (TLC2654A)**
- **k_{SVR} . . . 110 dB Min**
- **Single-Supply Operation**
- **Common-Mode Input Voltage Range Includes the Negative Rail**
- **No Noise Degradation With External Capacitors Connected to $V_{\text{DD-}}$**
- **Available in Q-Temp Automotive HighRel Automotive Applications Configuration Control/Print Support Qualification to Automotive Standards**

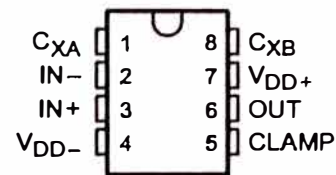
description

The TLC2654 and TLC2654A are low-noise chopper-stabilized operational amplifiers using the Advanced LinCMOS™ process. Combining this process with chopper-stabilization circuitry makes excellent dc precision possible. In addition, circuit techniques are added that give the TLC2654 and TLC2654A superior noise performance.

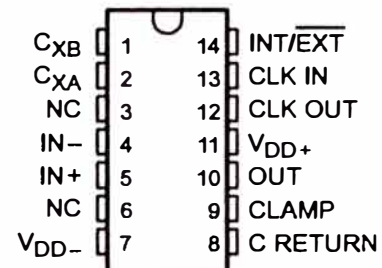
Chopper-stabilization techniques provide for extremely high dc precision by continuously nulling input offset voltage even during variations in temperature, time, common-mode voltage, and power-supply voltage. The high chopping frequency of the TLC2654 and TLC2654A (see Figure 1) provides excellent noise performance in a frequency spectrum from near dc to 10 kHz. In addition, intermodulation or aliasing error is eliminated from frequencies up to 5 kHz.

This high dc precision and low noise, coupled with the extremely high input impedance of the CMOS input stage, makes the TLC2654 and TLC2654A ideal choices for a broad range of applications such as low-level, low-frequency thermocouple amplifiers and strain gauges and wide-bandwidth and subsonic circuits. For applications requiring even greater dc precision, use the TLC2652 or TLC2652A devices, which have a chopping frequency of 450 Hz.

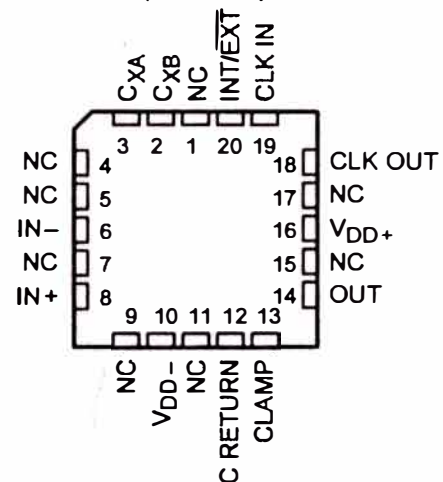
D, JG, OR P PACKAGE (TOP VIEW)



D, J, OR N PACKAGE (TOP VIEW)



FK PACKAGE (TOP VIEW)



NC – No internal connection



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

Advanced LinCMOS is a trademark of Texas Instruments.

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2001, Texas Instruments Incorporated
 On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TLC2654, TLC2654A

Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS020G – NOVEMBER 1988 – REVISED APRIL 2001

description (continued)

The TLC2654 and TLC2654A common-mode input voltage range includes the negative rail, thereby providing superior performance in either single-supply or split-supply applications, even at power supply voltage levels as low as ± 2.3 V.

Two external capacitors are required to operate the device; however, the on-chip chopper-control circuitry is transparent to the user. On devices in the 14-pin and 20-pin packages, the control circuitry is accessible, allowing the user the option of controlling the clock frequency with an external frequency source. In addition, the clock threshold of the TLC2654 and TLC2654A requires no level shifting when used in the single-supply configuration with a normal CMOS or TTL clock input.

Innovative circuit techniques used on the TLC2654 and TLC2654A allow exceptionally fast overload recovery time. An output clamp pin is available to reduce the recovery time even further.

The device inputs and outputs are designed to withstand -100 -mA surge currents without sustaining latch-up. In addition, the TLC2654 and TLC2654A incorporate internal ESD-protection circuits that prevent functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015; however, exercise care in handling these devices, as exposure to ESD may result in degradation of the device parametric performance.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C . The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C . The Q-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 125°C . The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C .

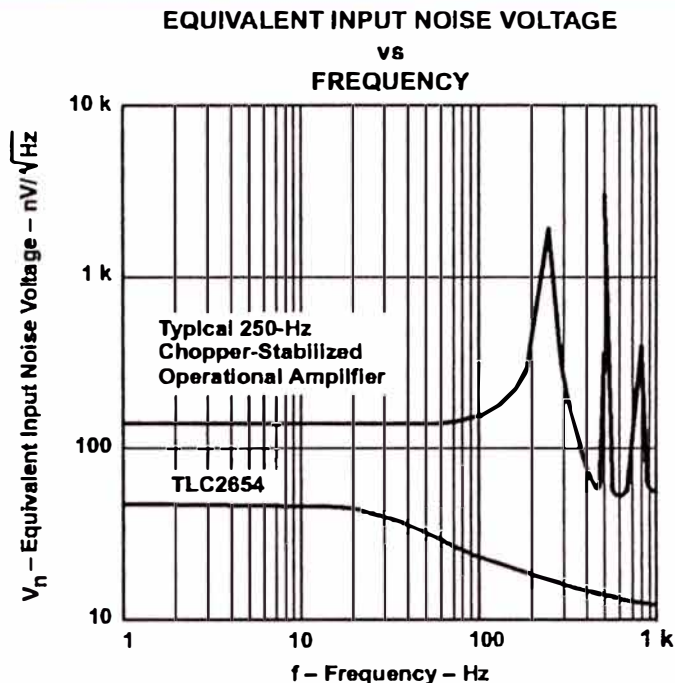


Figure 1

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IOmax} AT 25°C	PACKAGED DEVICES						
		8 PIN			14 PIN			20 PIN
		SMALL OUTLINE (D)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)	SMALL OUTLINE (D)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (N)	CERAMIC DIP (FK)
0°C to 70°C	10 μV 20 mV	TLC2654AC-8D TLC2654C-8D	— —	TLC2654ACP TLC2654CP	TLC2654AC-14D TLC2654C-14D	— —	TLC2654ACN TLC2654CN	— —
-40°C to 85°C	10 μV 20 μV	TLC2654AI-8D TLC2654I-8D	— —	TLC2654AIP TLC2654IP	TLC2654AI-14D TLC2654I-14D	— —	TLC2654AIN TLC2654IN	— —
-40°C to 125°C	10 μV 20 μV	TLC2654AQ-8D TLC2654Q-8D	— —	— —	— —	— —	— —	— —
-55°C to 125°C	10 μV 20 μV	TLC2654AM-8D TLC2654M-8D	TLC2654AMJG TLC2654MJG	TLC2654AMP TLC2654MP	TLC2654AM-14D TLC2654M-14D	TLC2654AMJ TLC2654MJ	TLC2654AMN TLC2654MN	TLC2654AMFK TLC2654MFK

The 8-pin and 14-pin D packages are available taped and reeled. Add R suffix to device type (e.g., TLC2654AC-8DR).

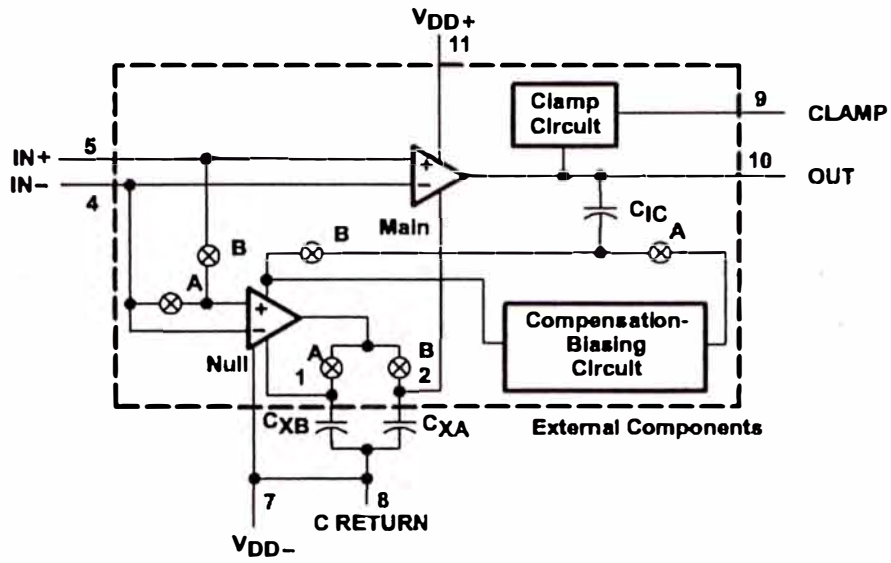


TLC2654, TLC2654A

Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS020G – NOVEMBER 1988 – REVISED APRIL 2001

functional block diagram



Pin numbers shown are for the D (14 pin), J, and N packages.

TLC2654, TLC2654A

Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS020G – NOVEMBER 1988 – REVISED APRIL 2001

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

Supply voltage, V_{DD+} (see Note 1)	8 V
Supply voltage, V_{DD-} (see Note 1)	-8 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 16 V
Input voltage, V_I (any input, see Note 1)	± 8 V
Voltage range on CLK IN and INT/EXT	V_{DD-} to $V_{DD+} + 5.2$ V
Input current, I_I (each input)	± 5 mA
Output current, I_O	± 50 mA
Duration of short-circuit current at (or below) 25°C (see Note 3)	unlimited
Current into CLK IN and INT/EXT	± 5 mA
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, T_A : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	-40°C to 85°C
Q suffix	-40°C to 125°C
M suffix	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, N, or P package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J or JG package	300°C

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

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{DD+} and V_{DD-} .
 2. Differential voltages are at IN+ with respect to IN-.
 3. The output may be shorted to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the maximum dissipation rating is not exceeded.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D (8 pin)	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	145 mW
D (14 pin)	950 mW	7.6 mW/°C	608 mW	494 mW	190 mW
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
J	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
N	1150 mW	9.2 mW/°C	736 mW	598 mW	230 mW
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	200 mW

recommended operating conditions

	C SUFFIX		I SUFFIX		Q SUFFIX		M SUFFIX		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, $V_{DD\pm}$	± 2.3	± 8	± 2.3	± 8	± 2.3	± 8	± 2.3	± 8	V
Common-mode input voltage, V_{IC}	V_{DD-}	$V_{DD+} - 2.3$	V_{DD-}	$V_{DD+} - 2.3$	V_{DD-}	$V_{DD+} - 2.3$	V_{DD-}	$V_{DD+} - 2.3$	V
Clock input voltage	V_{DD-}	$V_{DD-} + 5$	V_{DD-}	$V_{DD-} + 5$	V_{DD-}	$V_{DD-} + 5$	V_{DD-}	$V_{DD-} + 5$	V
Operating free-air temperature, T_A	0	70	-40	85	-40	125	-55	125	°C



TLC2654, TLC2654A Advanced LinCMOS™ LOW-NOISE CHOPPER-STABILIZED OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS020G – NOVEMBER 1988 – REVISED APRIL 2001

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{DD\pm} = \pm 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A †	TLC2654C			TLC2654AC			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage (see Note 4)	$V_{IC} = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	5		20	4		10	μV
		Full range	34			24			
α_{VIO} Temperature coefficient of Input offset voltage		Full range	0.01		0.05	0.01		0.05	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input offset voltage long-term drift (see Note 5)		25°C	0.003		0.06	0.003		0.02	$\mu\text{V}/\text{mo}$
I_{IO} Input offset current		25°C	30		60	30		60	pA
		Full range	150			150			
I_{IB} Input bias current		25°C	50		60	50		60	pA
		Full range	150			150			
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$R_S = 50\ \Omega$	Full range	-5 to 2.7			-5 to 2.7		V	
V_{OM+} Maximum positive peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$ See Note 6	25°C	4.7		4.8	4.7		4.8	V
		Full range	4.7			4.7			
V_{OM-} Maximum negative peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$ See Note 6	25°C	-4.7		-4.9	-4.7		-4.9	V
		Full range	-4.7			-4.7			
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 4\ \text{V}, R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	120		155	135		155	dB
		Full range	120			130			
Internal chopping frequency		25°C	10			10			kHz
Clamp on-state current	$R_L = 100\ \text{k}\Omega$	25°C	25			25			μA
		Full range	25			25			
Clamp off-state current	$V_O = -4\ \text{V to } 4\ \text{V}$	25°C	100			100			pA
		Full range	100			100			
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_O = 0, V_{IC} = V_{ICRmin}, R_S = 50\ \Omega$	25°C	105		125	110		125	dB
		Full range	105			110			
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{DD\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{DD\pm} = \pm 2.3\ \text{V to } \pm 8\ \text{V}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	110		125	110		125	dB
		Full range	110			110			
I_{DD} Supply current	$V_O = 0, \text{ No load}$	25°C	1.5		2.4	1.5		2.4	mA
		Full range	2.5			2.5			

† Full range is 0°C to 70°C.

- NOTES: 4. This parameter is not production tested full range. Thermocouple effects preclude measurement of the actual V_{IO} of these devices in high-speed automated testing. V_{IO} is measured to a limit determined by the test equipment capability at the temperature extremes. The test ensures that the stabilization circuitry is performing properly.
5. Typical values are based on the input offset voltage shift observed through 168 hours of operating life test at $T_A = 150^\circ\text{C}$ extrapolated to $T_A = 25^\circ$ using the Arrhenius equation and assuming an activation energy of 0.96 eV.
6. Output clamp is not connected.



TL061, TL061A, TL061B, TL061Y, TL062, TL062A TL062B, TL062Y, TL064, TL064A, TL064B, TL064Y

LOW-POWER JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS078F – NOVEMBER 1978 – REVISED JANUARY 1999

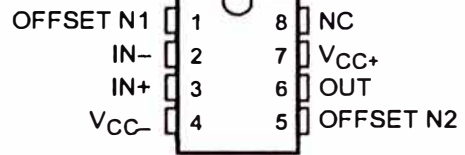
- Very Low Power Consumption
- Typical Supply Current . . . 200 μ A (Per Amplifier)
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 3.5 V/ μ s Typ

description

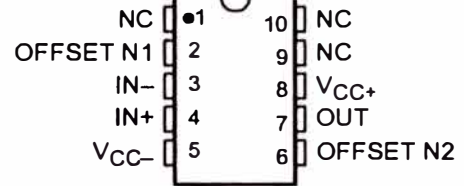
The JFET-input operational amplifiers of the TL06_ series are designed as low-power versions of the TL08_ series amplifiers. They feature high input impedance, wide bandwidth, high slew rate, and low input offset and input bias currents. The TL06_ series feature the same terminal assignments as the TL07_ and TL08_ series. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C, and the M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

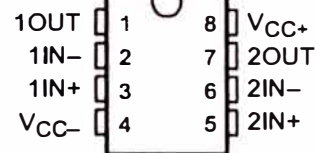
TL061, TL061A, TL061B
D, JG, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



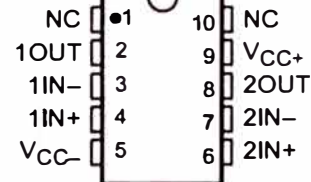
TL061 . . . U PACKAGE
(TOP VIEW)



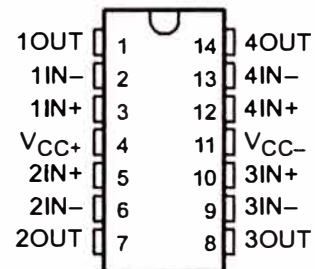
TL062, TL062A, TL062B
D, JG, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



TL062 . . . U PACKAGE
(TOP VIEW)



TL064 . . . D, J, N, PW, OR W PACKAGE
TL064A, TL064B . . . D OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection



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

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

**TEXAS
INSTRUMENTS**

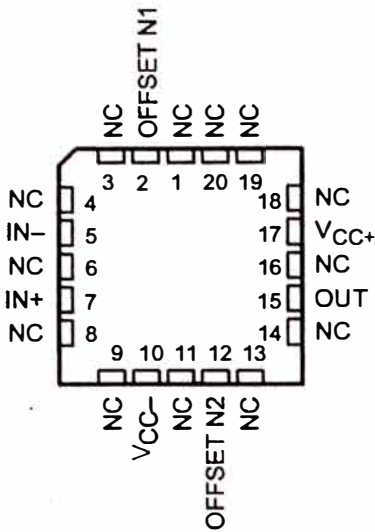
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

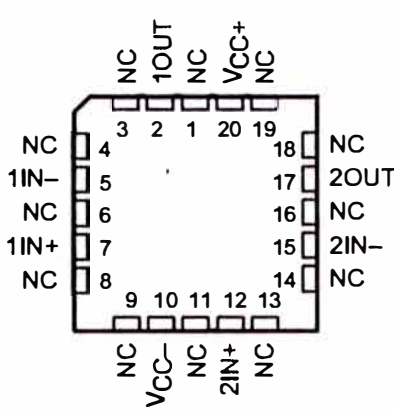
**TL061, TL061A, TL061B, TL061Y, TL062, TL062A
TL062B, TL062Y, TL064, TL064A, TL064B, TL064Y
LOW-POWER JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS078F – NOVEMBER 1978 – REVISED JANUARY 1999

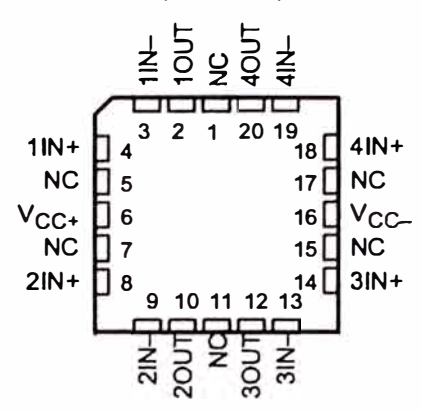
**TL061 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)**



**TL062 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)**



**TL064 . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)**



NC – No internal connection

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} MAX AT 25°C	PACKAGED DEVICES					CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D008)†	SMALL OUTLINE (D014)†	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP (PW)	
0°C to 70°C	15 mV 6 mV 3 mV	TL061CD TL061ACD TL061BCD			TL061CP TL061ACP TL061BCP	TL061CPW	TL061Y
	15 mV 6 mV 3 mV	TL062CD TL062ACD TL062BCD			TL062CP TL062ACP TL062BCP	TL062CPW	TL062Y
	15 mV 6 mV 3 mV		TL064CD TL064ACD TL064BCD	TL064CN TL064ACN TL064BCN		TL064CPW	TL064Y

T _A	V _{IO} MAX AT 25°C	PACKAGE								
		SMALL OUTLINE (D008)†	SMALL OUTLINE (D014)†	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	FLAT PACK (U)	FLAT PACK (W)
-40°C to 85°C	6 mV	TL061ID TL062ID	TL064ID				TL064IN	TL061IP TL062IP		
-55°C to 125°C	6 mV 6 mV 9 mV			TL061MFK TL062MFK TL064MFK	TL064MJ	TL061MJG TL062MJG			TL061MU TL062MU	TL064MW

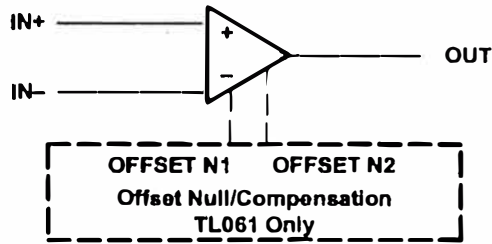
† The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., TL061CDR).



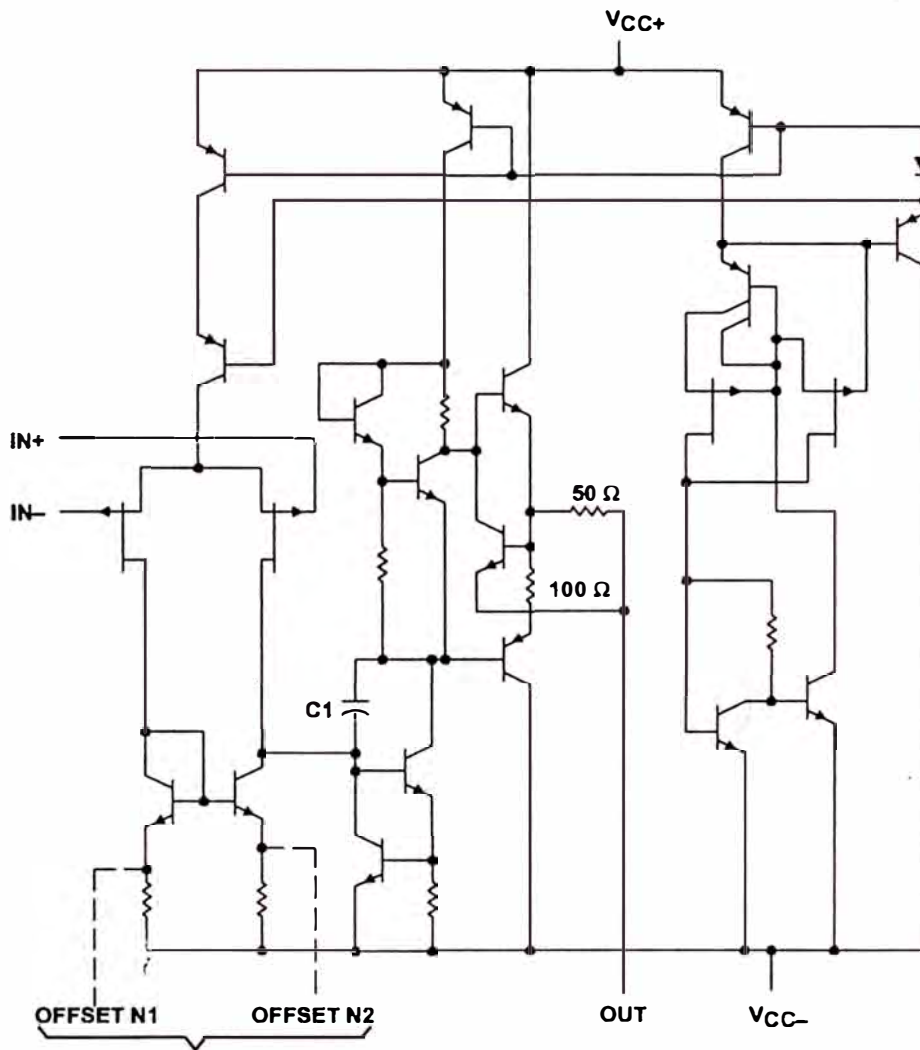
TL061, TL061A, TL061B, TL061Y, TL062, TL062A
 TL062B, TL062Y, TL064, TL064A, TL064B, TL064Y
LOW-POWER JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS078F – NOVEMBER 1978 – REVISED JANUARY 1999

symbol (each amplifier)



schematic (each amplifier)



TL061 Only

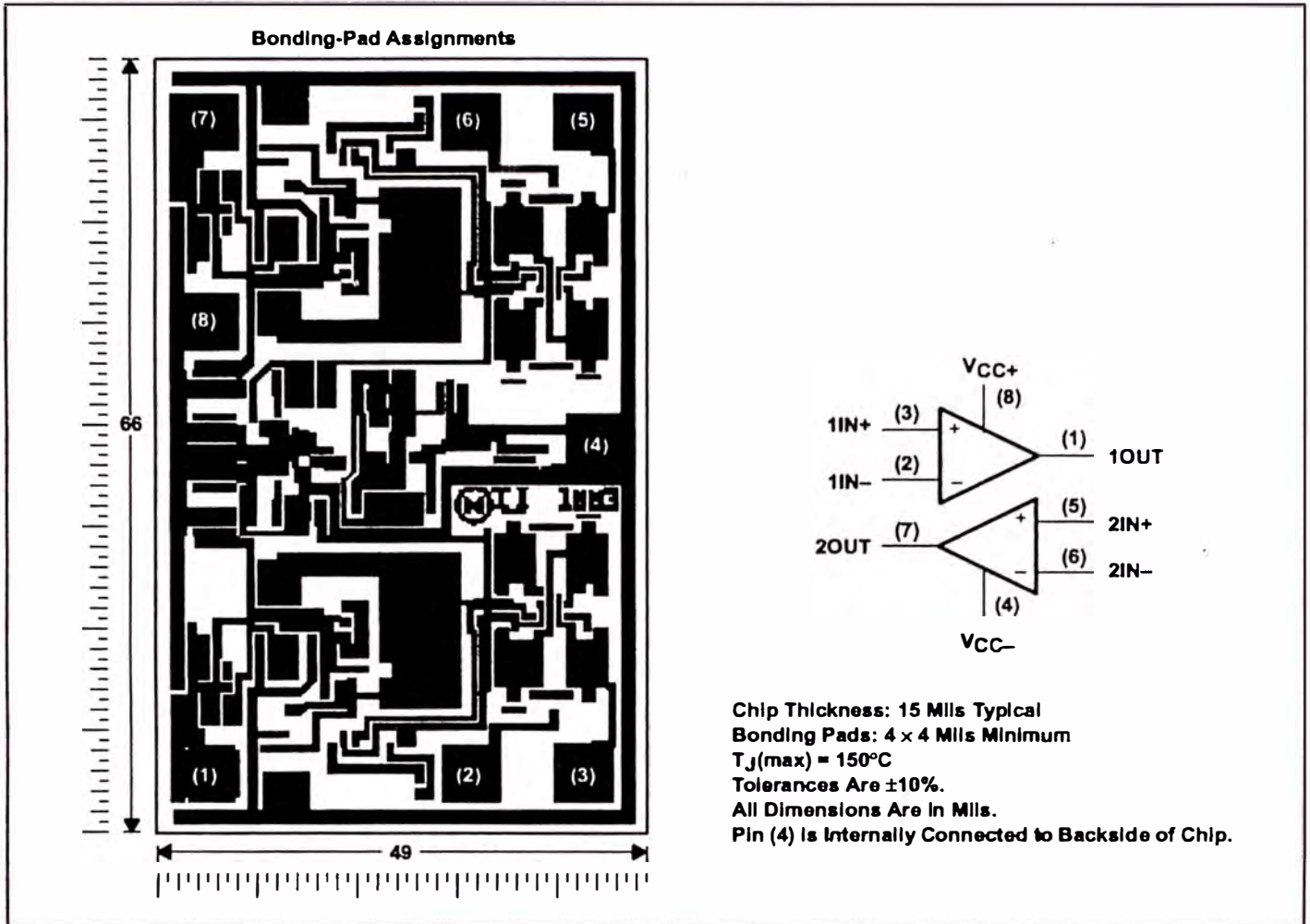
C1 = 10 pF on TL061, TL062, and TL064
 Component values shown are nominal.

**TL061, TL061A, TL061B, TL061Y, TL062, TL062A
TL062B, TL062Y, TL064, TL064A, TL064B, TL064Y
LOW-POWER JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS078F - NOVEMBER 1978 - REVISED JANUARY 1989

TL062Y chip information

This chip, when properly assembled, has characteristics similar to the TL062. Thermal compression or ultrasonic bonding can be used on the doped-aluminum bonding pads. The chips can be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



MAXIM

Switched-Capacitor Voltage Converters

General Description

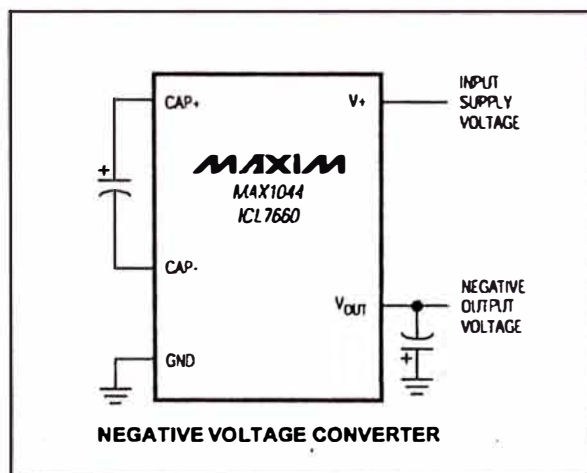
The MAX1044 and ICL7660 are monolithic, CMOS switched-capacitor voltage converters that invert, double, divide, or multiply a positive input voltage. They are pin compatible with the industry-standard ICL7660 and LTC1044. Operation is guaranteed from 1.5V to 10V with no external diode over the full temperature range. They deliver 10mA with a 0.5V output drop. The MAX1044 has a BOOST pin that raises the oscillator frequency above the audio band and reduces external capacitor size requirements.

The MAX1044/ICL7660 combine low quiescent current and high efficiency. Oscillator control circuitry and four power MOSFET switches are included on-chip. Applications include generating a -5V supply from a +5V logic supply to power analog circuitry. For applications requiring more power, the MAX660 delivers up to 100mA with a voltage drop of less than 0.65V.

Applications

- 5V Supply from +5V Logic Supply
- Personal Communications Equipment
- Portable Telephones
- Op-Amp Power Supplies
- EIA/TIA-232E and EIA/TIA-562 Power Supplies
- Data-Acquisition Systems
- Hand-Held Instruments
- Panel Meters

Typical Operating Circuit



Features

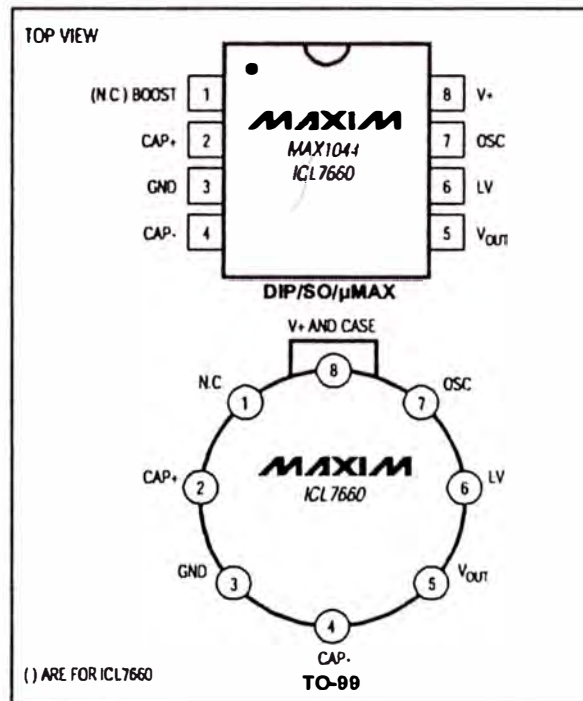
- ◆ Miniature μ MAX Package
- ◆ 1.5V to 10.0V Operating Supply Voltage Range
- ◆ 98% Typical Power-Conversion Efficiency
- ◆ Invert, Double, Divide, or Multiply Input Voltages
- ◆ BOOST Pin Increases Switching Frequencies (MAX1044)
- ◆ No-Load Supply Current: 200 μ A Max at 5V
- ◆ No External Diode Required for Higher-Voltage Operation

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1044CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX1044CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX1044C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX1044EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP

Ordering information continued at end of data sheet.
* Contact factory for dice specifications.

Pin Configurations


MAX1044/ICL7660
MAXIM

Maxim Integrated Products 1

Call toll free 1-800-998-8800 for free samples or literature.

Switched-Capacitor Voltage Converters

MAX1044/ICL7660

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V_+ to GND, or GND to V_{OUT}).....	10.5V	CERDIP (derate 8.00mW/°C above +70°C).....	640mW
Input Voltage on Pins 1, 6, and 7.....	$-0.3V \leq V_{IN} \leq (V_+ + 0.3V)$	TO-99 (derate 6.67mW/°C above +70°C).....	533mW
LV Input Current.....	20 μ A	Operating Temperature Ranges	
Output Short-Circuit Duration ($V_+ \leq 5.5V$).....	Continuous	MAX1044C_/_/ICL7660C_/_.....	0°C to +70°C
Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)		MAX1044E_/_/ICL7660E_/_.....	-40°C to +85°C
Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C).....	727mW	MAX1044M_/_/ICL7660M_/_.....	-55°C to +125°C
SO (derate 5.88mW/°C above +70°C).....	471mW	Storage Temperature Range.....	
μ MAX (derate 4.1mW/°C above +70°C).....	330mW	-65°C to +150°C	
		Lead Temperature (soldering, 10sec).....	
		+300°C	

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, $V_+ = 5.0V$, LV pin = 0V, BOOST pin = open, $I_{LOAD} = 0mA$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MAX1044		ICL7660		UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	
Supply Current	$R_L = \infty$, pins 1 and 7 no connection, LV open	$T_A = +25^\circ\text{C}$	30	200	80	175	μA
		$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$		200		225	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$		200		250	
		$T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		200		250	
	$R_L = \infty$, pins 1 and 7 = $V_+ = 3V$		10				
Supply Voltage Range (Note 1)	$R_L = 10k\Omega$, LV open				3.0	10.0	V
	$R_L = 10k\Omega$, LV to GND		1.5	10	1.5	3.5	
Output Resistance	$I_L = 20mA$, $f_{OSC} = 5kHz$, LV open	$T_A = +25^\circ\text{C}$	65	100	55	100	Ω
		$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$		130		120	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$		130		140	
		$T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		150		150	
	$f_{OSC} = 2.7kHz$ (ICL7660), $f_{OSC} = 1kHz$ (MAX1044), $V_+ = 2V$, $I_L = 3mA$, LV to GND	$T_A = +25^\circ\text{C}$		325		250	
		$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$		325		300	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$		325		300	
		$T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		400		400	
Oscillator Frequency	$C_{OSC} = 1pF$, LV to GND (Note 2)	$V_+ = 5V$	5		10	kHz	
		$V_+ = 2V$	1				
Power Efficiency	$R_L = 5k\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $f_{OSC} = 5kHz$, LV open		95	98	95	98	%
Voltage Conversion Efficiency	$R_L = \infty$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, LV open		97.0	99.9	99.0	99.9	%
Oscillator Sink or Source Current	$V_{OSC} = 0V$ or V_+ , LV open	Pin 1 = 0V		3			μA
		Pin 1 = V_+		20			
Oscillator Impedance	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$V_+ = 2V$		1.0		1.0	$M\Omega$
		$V_+ = 5V$		100		100	$k\Omega$

Note 1: The Maxim ICL7660 and MAX1044 can operate without an external output diode over the full temperature and voltage ranges. The Maxim ICL7660 can also be used with an external output diode in series with pin 5 (cathode at V_{OUT}) when replacing the Intersil ICL7660. Tests are performed without diode in circuit.

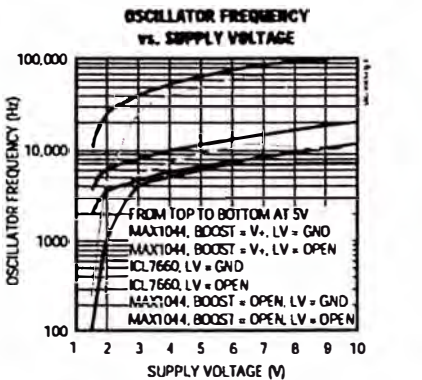
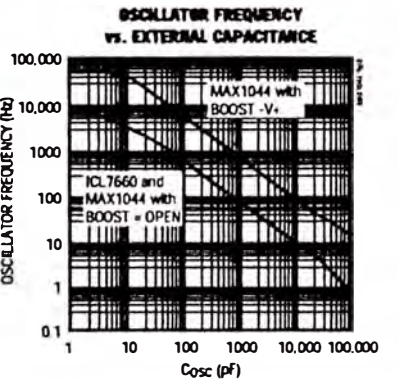
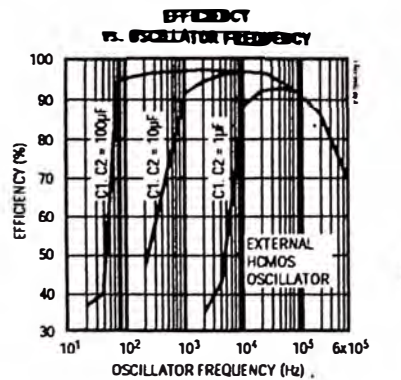
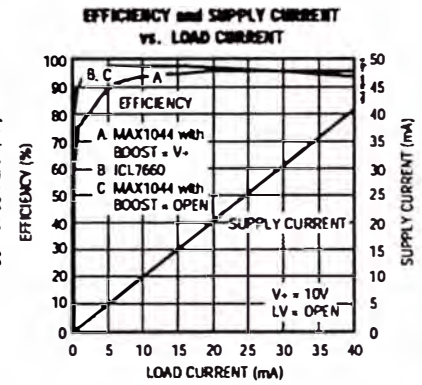
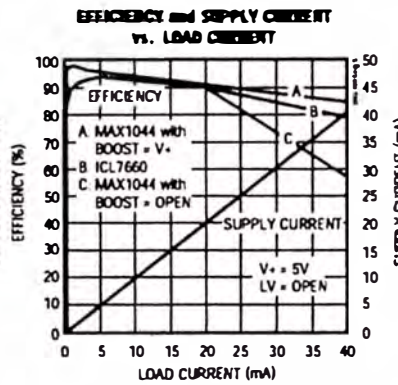
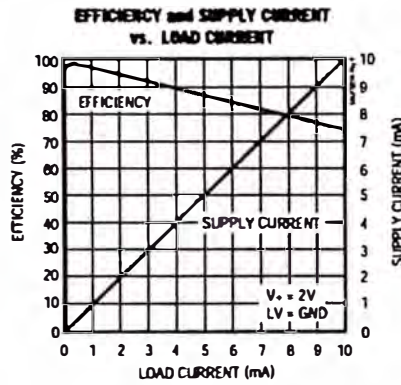
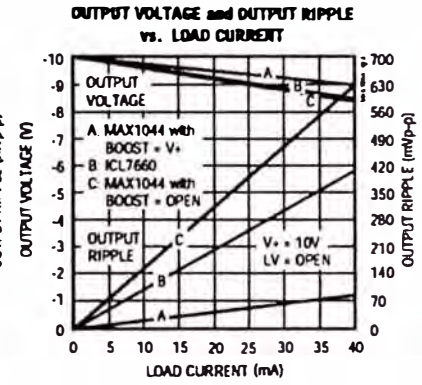
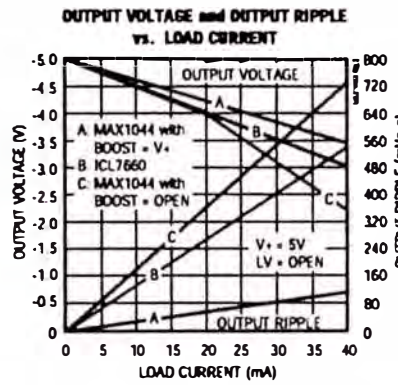
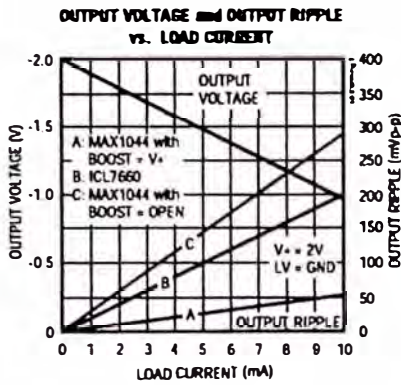
Note 2: f_{OSC} is tested with $C_{OSC} = 100pF$ to minimize the effects of test fixture capacitance loading. The 1pF frequency is correlated to this 100pF test point, and is intended to simulate pin 7's capacitance when the device is plugged into a test socket with no external capacitor. For this test, the LV pin is connected to GND for comparison to the original manufacturer's device, which automatically connects this pin to GND for ($V_+ > 3V$).

Switched-Capacitor Voltage Converters

Typical Operating Characteristics

(V+ = 5V; CBYPASS = 0.1µF; C1 = C2 = 10µF; LV = open; OSC = open; TA = +25°C; unless otherwise noted.)

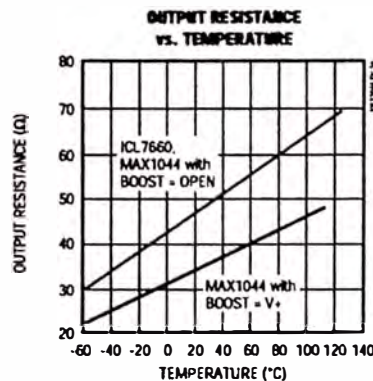
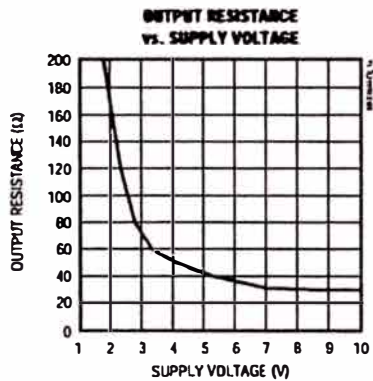
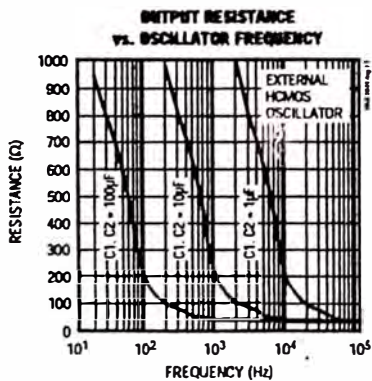
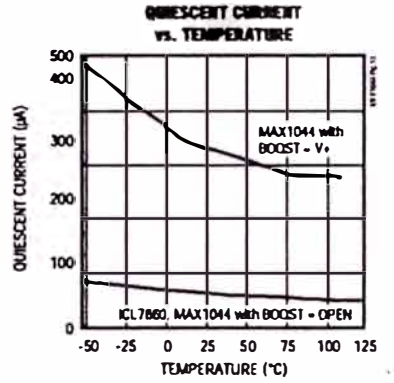
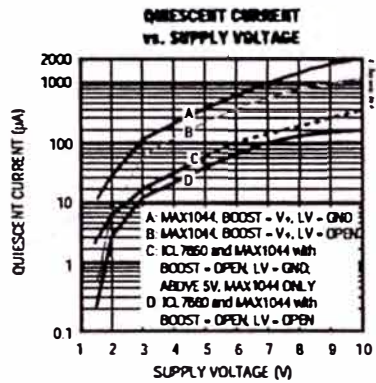
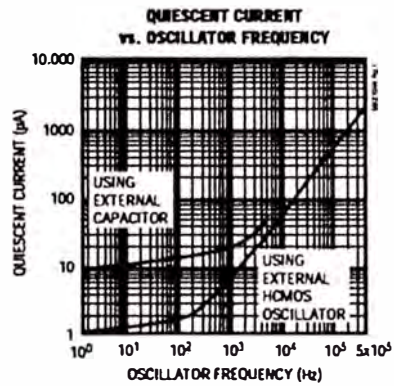
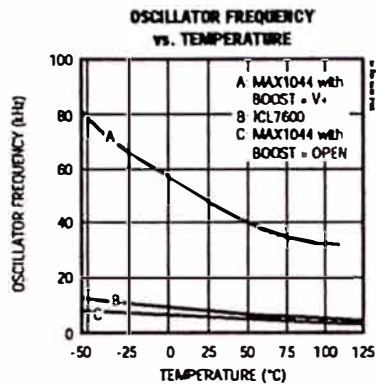
MAX1044/ICL7660



Switched-Capacitor Voltage Converters

Typical Operating Characteristics (continued)

(V+ = 5V; C_{BYPASS} = 0.1μF; C₁ = C₂ = 10μF; LV = open; OSC = open; T_A = +25°C; unless otherwise noted.)



Switched-Capacitor Voltage Converters

Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	BOOST (MAX1044)	Frequency Boost. Connecting BOOST to V+ increases the oscillator frequency by a factor of six. When the oscillator is driven externally, BOOST has no effect and should be left open.
	N.C. (ICL7660)	No Connection
2	CAP+	Connection to positive terminal of Charge-Pump Capacitor
3	GND	Ground. For most applications, the positive terminal of the reservoir capacitor is connected to this pin.
4	CAP-	Connection to negative terminal of Charge-Pump Capacitor
5	V _{OUT}	Negative Voltage Output. For most applications, the negative terminal of the reservoir capacitor is connected to this pin.
6	LV	Low-Voltage Operation. Connect to ground for supply voltages below 3.5V. ICL7660: Leave open for supply voltages above 5V.
7	OSC	Oscillator Control Input. Connecting an external capacitor reduces the oscillator frequency. Minimize stray capacitance at this pin.
8	V+	Power-Supply Positive Voltage Input. (1.5V to 10V). V+ is also the substrate connection.

MAX1044/ICL7660

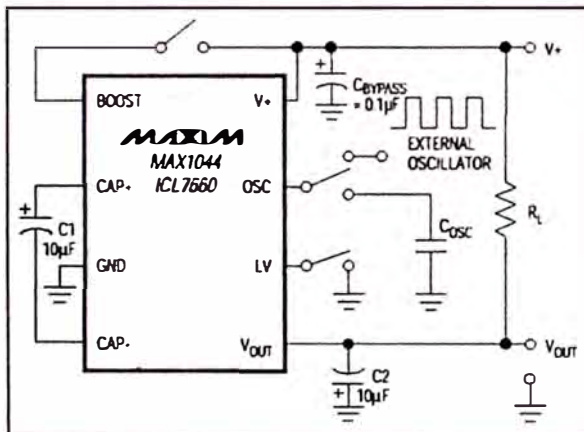


Figure 1. Maxim MAX1044/ICL7660 Test Circuit

Detailed Description

The MAX1044/ICL7660 are charge-pump voltage converters. They work by first accumulating charge in a bucket capacitor and then transfer it into a reservoir capacitor. The ideal voltage inverter circuit in Figure 2 illustrates this operation.

During the first half of each cycle, switches S1 & S3 close and switches S2 & S4 open, which connects the bucket capacitor C1 across V+ and charges C1. During the second half of each cycle, switches S2 & S4 close and switches S1 & S3 open, which connects the positive terminal of C1 to ground and shifts the negative terminal to V_{OUT}. This connects C1 in parallel with the reservoir capacitor C2. If the voltage across C2 is smaller than the voltage across C1, then charge flows from C1 to C2 until the voltages across them are equal. During successive cycles, C1 will continue pouring charge into C2 until the voltage across C2 reaches - (V+). In an actual voltage inverter, the output is less than - (V+) since the switches S1-S4 have resistance and the load drains charge from C2.

Additional qualities of the MAX1044/ICL7660 can be understood by using a switched-capacitor circuit model. Switching the bucket capacitor, C1, between the input and output of the circuit synthesizes a resistance (Figures 3a and 3b.)

When the switch in Figure 3a is in the left position, capacitor C1 charges to V+. When the switch moves to the right position, C1 is discharged to V_{OUT}. The charge transferred per cycle is: $\Delta Q = C1(V+ - V_{OUT})$. If the switch is cycled at frequency f, then the resulting

Switched-Capacitor Voltage Converters

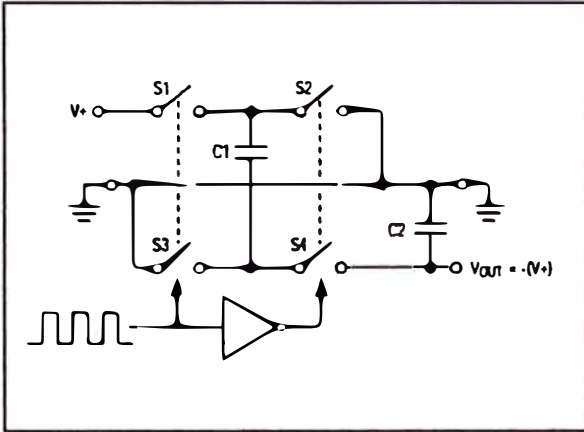


Figure 2. Ideal Voltage Inverter

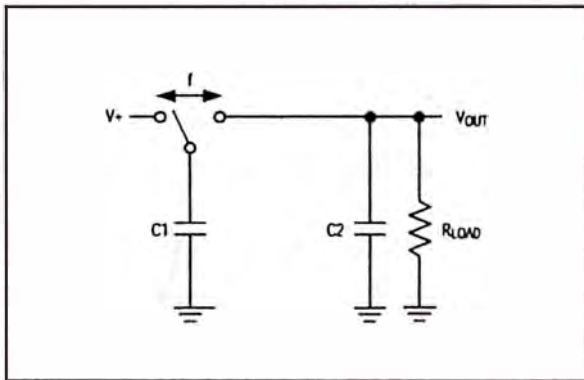


Figure 3a. Switched Capacitor Model

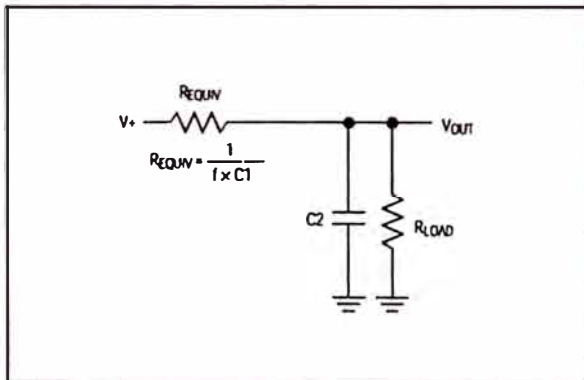


Figure 3b. Equivalent Circuit

current is: $I = f \times \Delta Q = f \times C1(V+ - V_{OUT})$. Rewriting this equation in Ohm's law form defines an equivalent resistance synthesized by the switched-capacitor circuit where:

$$I = \frac{(V+ - V_{OUT})}{1 / (f \times C1)}$$

and

$$R_{EQUIV} = \frac{1}{f \times C1}$$

where f is one-half the oscillator frequency. This resistance is a major component of the output impedance of switched-capacitor circuits like the MAX1044/ICL7660.

As shown in Figure 4, the MAX1044/ICL7660 contain MOSFET switches, the necessary transistor drive circuitry, and a timing oscillator.

Design Information

The MAX1044/ICL7660 are designed to provide a simple, compact, low-cost solution where negative or doubled supply voltages are needed for a few low-power components. Figure 5 shows the basic negative voltage converter circuit. For many applications, only two external capacitors are needed. The type of capacitor used is not critical.

Proper Use of the Low-Voltage (LV) Pin

Figure 4 shows an internal voltage regulator inside the MAX1044/ICL7660. Use the LV pin to bypass this regulator, in order to improve low-voltage performance

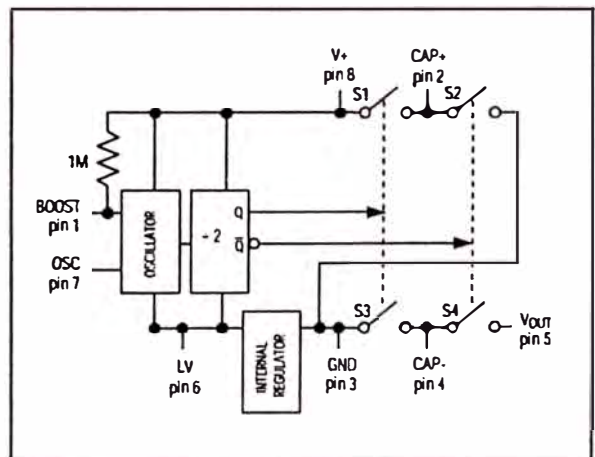


Figure 4. MAX1044 and ICL7660 Functional Diagram

Switched-Capacitor Voltage Converters

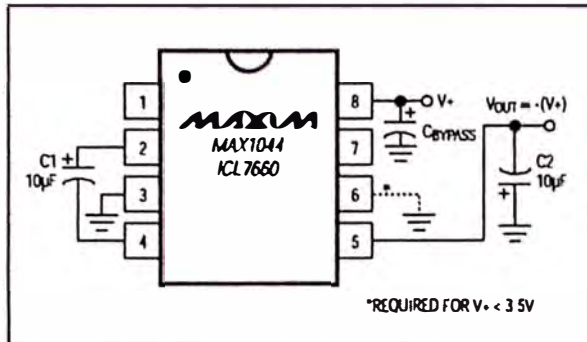


Figure 5. Basic Negative Voltage Converter

and allow operation down to 1.5V. For low-voltage operation and compatibility with the industry-standard LTC1044 and ICL7660, the LV pin should be connected to ground for supply voltages below 3.5V and left open for supply voltages above 3.5V.

The MAX1044's LV pin can be grounded for all operating conditions. The advantage is improved low-voltage performance and increased oscillator frequency. The disadvantage is increased quiescent current and reduced efficiency at higher supply voltages. For Maxim's ICL7660, the LV pin must be left open for supply voltages above 5V.

When operating at low supply voltages with LV open, connections to the LV, BOOST, and OSC pins should be short or shielded to prevent EMI from causing oscillator jitter.

Oscillator Frequency Considerations

For normal operation, leave the BOOST and OSC pins of the MAX1044/ICL7660 open and use the nominal oscillator frequency. Increasing the frequency reduces audio interference, output resistance, voltage ripple, and required capacitor sizes. Decreasing frequency reduces quiescent current and improves efficiency.

Oscillator Frequency Specifications

The MAX1044/ICL7660 do not have a precise oscillator frequency. Only minimum values of 1kHz and 5kHz for the MAX1044 and a typical value of 10kHz for the ICL7660 are specified. If a specific oscillator frequency is required, use an external oscillator to drive the OSC pin.

Increasing Oscillator Frequency Using the BOOST Pin

For the MAX1044, connecting the BOOST pin to the V+ pin raises the oscillator frequency by a factor of about 6.

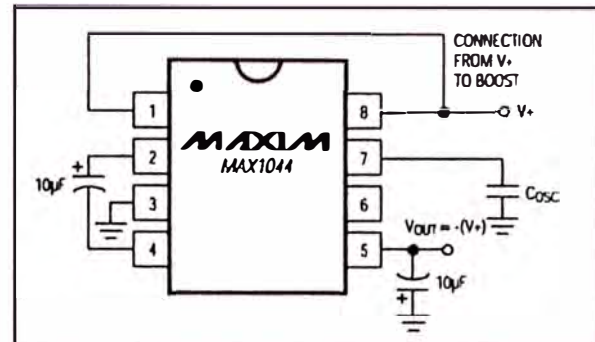


Figure 6. Negative Voltage Converter with C_{OSC} and BOOST

Figure 6 shows this connection. Higher frequency operation lowers output impedance, reduces output ripple, allows the use of smaller capacitors, and shifts switching noise out of the audio band. When the oscillator is driven externally, BOOST has no effect and should be left open. The BOOST pin should also be left open for normal operation.

Reducing the Oscillator Frequency Using C_{OSC}

An external capacitor can be connected to the OSC pin to lower the oscillator frequency (Figure 6). Lower frequency operation improves efficiency at low load currents by reducing the IC's quiescent supply current. It also increases output ripple and output impedance. This can be offset by using larger values for C1 and C2.

Connections to the OSC pin should be short to prevent stray capacitance from reducing the oscillator frequency.

Overdriving the OSC Pin with an External Oscillator

Driving OSC with an external oscillator is useful when the frequency must be synchronized, or when higher frequencies are required to reduce audio interference. The MAX1044/ICL7660 can be driven up to 400kHz. The pump and output ripple frequencies are one-half the external clock frequency. Driving the MAX1044/ICL7660 at a higher frequency increases the ripple frequency and allows the use of smaller capacitors. It also increases the quiescent current.

The OSC input threshold is $V+ - 2.5V$ when $V+ \geq 5V$, and is $V+ / 2$ for $V+ < 5V$. If the external clock does not swing all the way to V+, use a 10k Ω pull-up resistor (Figure 7).

Output Voltage Considerations

The MAX1044/ICL7660 output voltage is not regulated. The output voltages will vary under load according to the output resistance. The output resistance is primarily

Switched-Capacitor Voltage Converters

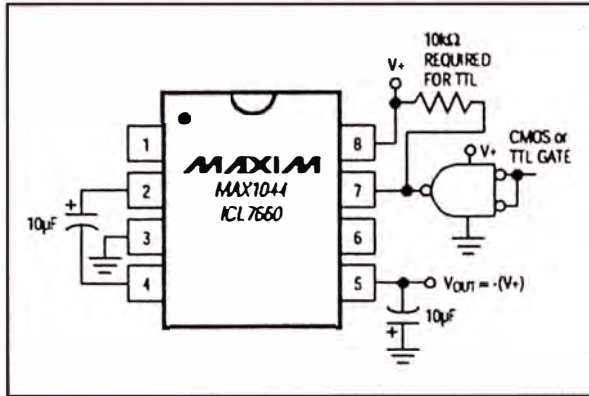


Figure 7. External Clocking

a function of oscillator frequency and the capacitor value. Oscillator frequency, in turn, is influenced by temperature and supply voltage. For example, with a 5V input voltage and 10µF charge-pump capacitors, the output resistance is typically 50Ω. Thus, the output voltage is about -5V under light loads, and decreases to about -4.5V with a 10mA load current.

Minor supply voltage variations that are inconsequential to digital circuits can affect some analog circuits. Therefore, when using the MAX1044/ICL7660 for powering sensitive analog circuits, the power-supply rejection ratio of those circuits must be considered. The output ripple and output drop increase under heavy loads. If necessary, the MAX1044/ICL7660 output impedance can be reduced by paralleling devices, increasing the capacitance of C1 and C2, or connecting the MAX1044's BOOST pin to V+ to increase the oscillator frequency.

Inrush Current and EMI Considerations

During start-up, pump capacitors C1 and C2 must be charged. Consequently, the MAX1044/ICL7660 develop inrush currents during start-up. While operating, short bursts of current are drawn from the supply to C1, and then from C1 to C2 to replenish the charge drawn by the load during each charge-pump cycle. If the voltage converters are being powered by a high-impedance source, the supply voltage may drop too low during the current bursts for them to function properly. Furthermore, if the supply or ground impedance is too high, or if the traces between the converter IC and charge-pump capacitors are long or have large loops,

switching noise and EMI may be generated. To reduce these effects:

- 1) Power the MAX1044/ICL7660 from a low-impedance source.
- 2) Add a power-supply bypass capacitor with low effective series resistance (ESR) close to the IC between the V+ and ground pins.
- 3) Shorten traces between the IC and the charge-pump capacitors.
- 4) Arrange the components to keep the ground pins of the capacitors and the IC as close as possible.
- 5) Leave extra copper on the board around the voltage converter as power and ground planes. This is easily done on a double-sided PC board.

Efficiency, Output Ripple, and Output Impedance

The power efficiency of a switched-capacitor voltage converter is affected by the internal losses in the converter IC, resistive losses of the pump capacitors, and conversion losses during charge transfer between the capacitors. The total power loss is:

$$\Sigma P_{\text{LOSS}} = P_{\text{INTERNAL LOSSES}} + P_{\text{SWITCH LOSSES}} + P_{\text{PUMP CAPACITOR LOSSES}} + P_{\text{CONVERSION LOSSES}}$$

The internal losses are associated with the IC's internal functions such as driving the switches, oscillator, etc. These losses are affected by operating conditions such as input voltage, temperature, frequency, and connections to the LV, BOOST, and OSC pins.

The next two losses are associated with the output resistance of the voltage converter circuit. Switch losses occur because of the on-resistances of the MOSFET switches in the IC. Charge-pump capacitor losses occur because of their ESR. The relationship between these losses and the output resistance is as follows:

$$P_{\text{PUMP CAPACITOR LOSSES}} + P_{\text{SWITCH LOSSES}} = I_{\text{OUT}}^2 \times R_{\text{OUT}}$$

where:

$$R_{\text{OUT}} \cong \frac{1}{(f_{\text{OSC}} / 2) \times C1} + 4(2R_{\text{SWITCHES}} + \text{ESR}_{C1}) + \text{ESR}_{C2}$$

and f_{OSC} is the oscillator frequency.

Switched-Capacitor Voltage Converters

The first term is the effective resistance from the switched-capacitor circuit.

Conversion losses occur during the transfer of charge between capacitors C1 and C2 when there is a voltage difference between them. The power loss is:

$$P_{CONV,LOSS} = \left[\frac{1}{2} C1 (V_{+})^2 - V_{OUT}^2 \right] + \frac{1}{2} C2 (V_{RIPPLE}^2 - 2V_{OUT} V_{RIPPLE}) \times f_{OSC} / 2$$

Increasing Efficiency

Efficiency can be improved by lowering output voltage ripple and output impedance. Both output voltage ripple and output impedance can be reduced by using large capacitors with low ESR.

The output voltage ripple can be calculated by noting that the output current is supplied solely from capacitor C2 during one-half of the charge-pump cycle.

$$V_{RIPPLE} \cong \left(\frac{1}{2 \times f_{OSC} \times C2} + 2 \times ESR_{C2} \right) I_{OUT}$$

Slowing the oscillator frequency reduces quiescent current. The oscillator frequency can be reduced by connecting a capacitor to the OSC pin.

Reducing the oscillator frequency increases the ripple voltage in the MAX1044/ICL7660. Compensate by increasing the values of the bucket and reservoir capacitors. For example, in a negative voltage converter, the pump frequency is around 4kHz or 5kHz. With the recommended 10µF bucket and reservoir capacitors, the circuit consumes about 70µA of quiescent current while providing 20mA of output current. Setting the

oscillator to 400Hz by connecting a 100pF capacitor to OSC reduces the quiescent current to about 15µA. Maintaining 20mA output current capability requires increasing the bucket and reservoir capacitors to 100µF.

Note that lower capacitor values can be used for lower output currents. For example, setting the oscillator to 40Hz by connecting a 1000pF capacitor to OSC provides the highest efficiency possible. Leaving the bucket and reservoir capacitors at 100µF gives a maximum I_{OUT} of 2mA, a no-load quiescent current of 10µA, and a power conversion efficiency of 98%.

General Precautions

- 1) Connecting any input terminal to voltages greater than V₊ or less than ground may cause latchup. Do not apply any input sources operating from external supplies before device power-up.
- 2) Never exceed maximum supply voltage ratings.
- 3) Do not connect C1 and C2 with the wrong polarity.
- 4) Do not short V₊ to ground for extended periods with supply voltages above 5.5V present on other pins.
- 5) Ensure that V_{OUT} (pin 5) does not go more positive than GND (pin 3). Adding a diode in parallel with C2, with the anode connected to V_{OUT} and cathode to LV, will prevent this condition.

Application Circuits

Negative Voltage Converter

Figure 8 shows a negative voltage converter, the most popular application of the MAX1044/ICL7660. Only two external capacitors are needed. A third power-supply bypass capacitor is recommended (0.1µF to 10µF)

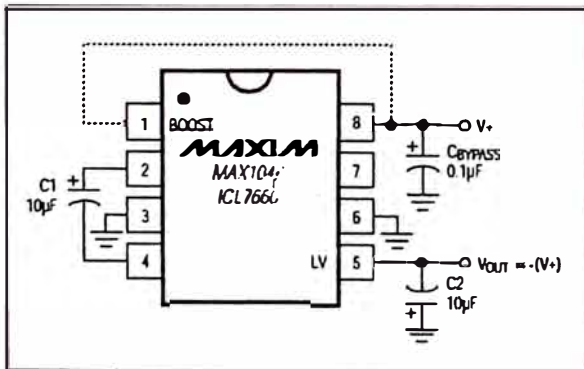


Figure 8. Negative Voltage Converter with BOOST and LV Connections

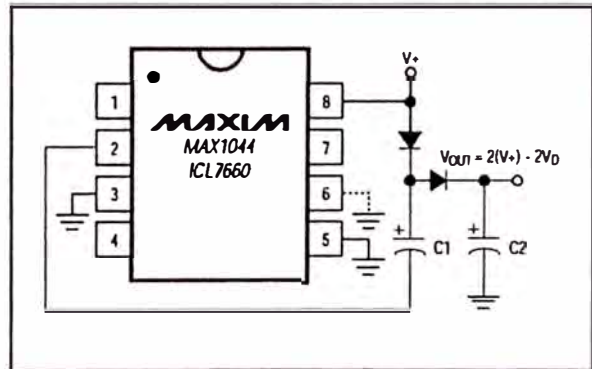


Figure 9. Voltage Doubler

LM124/LM224/LM324/LM2902

Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four 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 LM124 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.

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

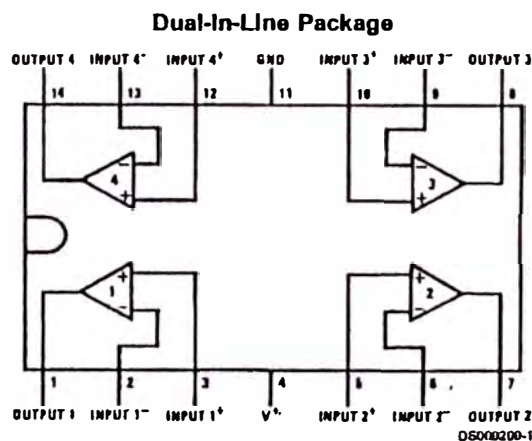
Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- 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 (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV and offset current: 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to $V^+ - 1.5V$

Connection Diagram



Top View

Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883 (Note 2), LM124AJ/883 (Note 1), LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M, LM324MX, LM324AM, LM324AMX, LM2902M, LM2902MX, LM324N, LM324AN, LM324MT, LM324MTX or LM2902N LM124AJRQML and LM124AJRQMLV (Note 3)

See NS Package Number J14A, M14A or N14A

Note 1: LM124A available per JM38510/11006

Note 2: LM124 available per JM38510/11005

Absolute Maximum Ratings (Note 12)

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

	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^*	32V	26V
Differential Input Voltage	32V	26V
Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V
Input Current ($V_{IN} < -0.3V$) (Note 6)	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 4)		
Molded DIP	1130 mW	1130 mW
Cavity DIP	1260 mW	1260 mW
Small Outline Package	800 mW	800 mW
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 5) $V^* \leq 15V$ and $T_A = 25^\circ C$	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range		-40°C to +85°C
LM324/LM324A	0°C to +70°C	
LM224/LM224A	-25°C to +85°C	
LM124/LM124A	-55°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°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 13)	250V	250V

Electrical Characteristics

$V^* = +5.0V$, (Note 7), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124A			LM224A			LM324A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 8) $T_A = 25^\circ C$	1	2		1	3		2	3		mV
Input Bias Current (Note 9)	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$	20	50		40	80		45	100		nA
Input Offset Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$	2	10		2	15		5	30		nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 10)	$V^* = 30V$, (LM2902, $V^* = 26V$), $T_A = 25^\circ C$	0	$V^* - 1.5$		0	$V^* - 1.5$		0	$V^* - 1.5$		V
Supply Current	Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ On All Op Amps $V^* = 30V$ (LM2902 $V^* = 26V$) $V^* = 5V$		1.5 0.7	3 1.2		1.5 0.7	3 1.2		1.5 0.7	3 1.2	mA
Large Signal Voltage Gain	$V^* = 15V$, $R_L \geq 2k\Omega$, ($V_O = 1V$ to $11V$), $T_A = 25^\circ C$	50	100		50	100		25	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^* - 1.5V$, $T_A = 25^\circ C$	70	85		70	85		65	85		dB

Electrical Characteristics (Continued)

$V^+ = +5.0V$, (Note 7), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124A			LM224A			LM324A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to $30V$ (LM2902, $V^+ = 5V$ to $26V$), $T_A = 25^\circ C$	65	100		65	100		65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 11)	$f = 1$ kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred)		-120			-120			-120		dB
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = 1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$	20	40		20	40		20	40	mA
	Sink	$V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$	10	20		10	20		10	20	
		$V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 200$ mV, $T_A = 25^\circ C$	12	50		12	50		12	50	μA
Short Circuit to Ground	(Note 5) $V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ C$		40	60		40	60		40	60	mA
Input Offset Voltage	(Note 8)			4			4			5	mV
V_{OS} Drift	$R_S = 0\Omega$		7	20		7	20		7	30	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$			30			30			75	nA
I_{OS} Drift	$R_S = 0\Omega$		10	200		10	200		10	300	$pA/^\circ C$
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$		40	100		40	100		40	200	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 10)	$V^+ = +30V$ (LM2902, $V^+ = 26V$)	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	V
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15V$ ($V_{OSwing} = 1V$ to $11V$) $R_L \geq 2$ k Ω	25			25			15			V/mV
Output Voltage Swing	V_{OH}	$V^+ = 30V$ (LM2902, $V^+ = 26V$)	$R_L = 2$ k Ω		26		26		26		V
			$R_L = 10$ k Ω		27	28	27	28	27	28	
	V_{OL}	$V^+ = 5V$, $R_L = 10$ k Ω		5	20	5	20	5	20	mV	
Output Current	Source	$V_O = 2V$	$V_{IN}^+ = +1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^+ = 15V$		10	20	10	20	10	20	mA
	Sink		$V_{IN}^- = +1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^+ = 15V$		10	15	5	8	5	8	

Electrical Characteristics

$V^+ = +5.0V$, (Note 7), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124/LM224			LM324		LM2902		Units		
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min		Typ	Max
Input Offset Voltage	(Note 8) $T_A = 25^\circ C$		2	5		2	7		2	7	mV
Input Bias Current (Note 9)	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$		45	150		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$		3	30		5	50		5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 10)	$V^+ = 30V$, (LM2902, $V^+ = 26V$), $T_A = 25^\circ C$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	V
Supply Current	Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ On All Op Amps $V^+ = 30V$ (LM2902 $V^+ = 26V$) $V^+ = 5V$		1.5	3		1.5	3		1.5	3	mA
			0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15V$, $R_L \geq 2$ k Ω , ($V_O = 1V$ to $11V$), $T_A = 25^\circ C$	50	100		25	100		25	100	V/mV	
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V$, $T_A = 25^\circ C$	70	85		65	85		50	70	dB	
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to $30V$ (LM2902, $V^+ = 5V$ to $26V$),	65	100		65	100		50	100	dB	

Electrical Characteristics (Continued)

$V^* = +5.0V$, (Note 7), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124/LM224			LM324			LM2902			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
	$T_A = 25^\circ C$											
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 11)	$f = 1 \text{ kHz to } 20 \text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred)		-120			-120			-120		dB	
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = 1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^* = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$	20	40		20	40		20	40	mA	
	Sink	$V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^* = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$	10	20		10	20		10	20		
			$V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^* = 15V$, $V_O = 200 \text{ mV}$, $T_A = 25^\circ C$	12	50		12	50		12	50	μA
Short Circuit to Ground	(Note 5) $V^* = 15V$, $T_A = 25^\circ C$		40	60		40	60		40	60	mA	
Input Offset Voltage	(Note 8)			7			9			10	mV	
V_{OS} Drift	$R_S = 0\Omega$		7			7			7		$\mu V/^\circ C$	
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$			100			150		45	200	nA	
I_{OS} Drift	$R_S = 0\Omega$		10			10			10		$\mu A/^\circ C$	
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$		40	300		40	500		40	500	nA	
Input Common-Mode Voltage Range (Note 10)	$V^* = +30V$ (LM2902, $V^* = 26V$)		0	V^*-2		0	V^*-2		0	V^*-2	V	
Large Signal Voltage Gain	$V^* = +15V$ (V_O Swing = 1V to 11V) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$		25			15			15		V/mV	
Output Voltage Swing	V_{OH}	$V^* = 30V$ (LM2902, $V^* = 26V$)			$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	26			22		V	
					$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	27	28		23	24		
	V_{OL}	$V^* = 5V$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$		5	20		5	20		5	100	mV
Output Current	Source	$V_O = 2V$			$V_{IN}^+ = +1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^* = 15V$	10	20		10	20	mA	
	Sink				$V_{IN}^- = +1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^* = 15V$	5	8		5	8		

Note 4: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A/LM2902 must be derated based on a $+125^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $88^\circ C/W$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a $+150^\circ C$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four 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 5: 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 6: 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 $25^\circ C$).

Note 7: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for the LM124/LM124A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 8: $V_O = 1.4V$, $R_S = 0\Omega$ with V^* from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to $V^* - 1.5V$) for LM2902, V^* from 5V to 26V.

Note 9: 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 10: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at $25^\circ C$). The upper end of the common-mode voltage range is $V^* - 1.5V$ (at $25^\circ C$), but either or both inputs can go to +32V without damage (+26V for LM2902), independent of the magnitude of V^* .

Note 11: 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 12: Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124 military specifications.

Note 13: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

LM108/LM208/LM308 Operational Amplifiers

General Description

The LM108 series are precision operational amplifiers having specifications a factor of ten better than FET amplifiers over a -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ temperature range.

The devices operate with supply voltages from $\pm 2\text{V}$ to $\pm 20\text{V}$ and have sufficient supply rejection to use unregulated supplies. Although the circuit is interchangeable with and uses the same compensation as the LM101A, an alternate compensation scheme can be used to make it particularly insensitive to power supply noise and to make supply bypass capacitors unnecessary.

The low current error of the LM108 series makes possible many designs that are not practical with conventional amplifiers. In fact, it operates from $10\text{ M}\Omega$ source resistances,

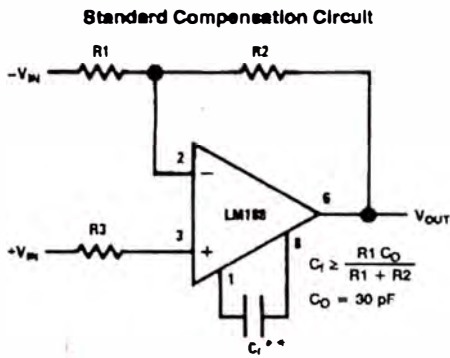
introducing less error than devices like the 709 with $10\text{ k}\Omega$ sources. Integrators with drifts less than $500\ \mu\text{V}/\text{sec}$ and analog time delays in excess of one hour can be made using capacitors no larger than $1\ \mu\text{F}$.

The LM108 is guaranteed from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM208 from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and the LM308 from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.

Features

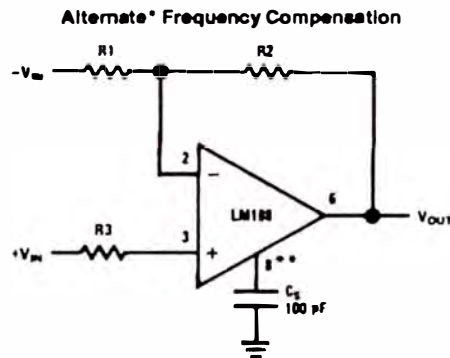
- Maximum input bias current of $3.0\ \text{nA}$ over temperature
- Offset current less than $400\ \text{pA}$ over temperature
- Supply current of only $300\ \mu\text{A}$, even in saturation
- Guaranteed drift characteristics

Compensation Circuits



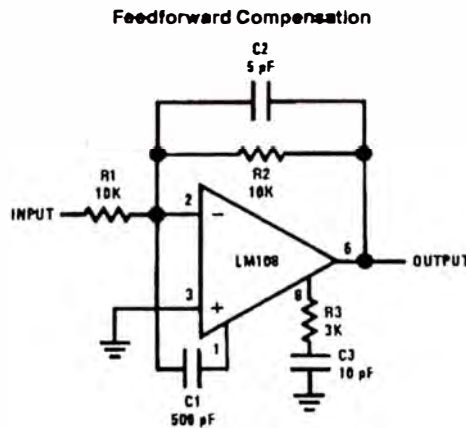
TL/H/7758-1

**Bandwidth and slew rate are proportional to $1/C_c$.



TL/H/7758-2

*Improves rejection of power supply noise by a factor of ten.
**Bandwidth and slew rate are proportional to $1/C_c$.



TL/H/7758-3

Absolute Maximum Ratings

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

(Note 5)

	LM108/LM208	LM308
Supply Voltage	± 20V	± 18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW
Differential Input Current (Note 2)	± 10 mA	± 10 mA
Input Voltage (Note 3)	± 15V	± 15V
Output Short-Circuit Duration	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range (LM108)	-55°C to + 125°C	0°C to + 70°C
(LM208)	-25°C to + 85°C	
Storage Temperature Range	-65°C to + 150°C	-65°C to + 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		
DIP	260°C	260°C
H Package Lead Temp		
(Soldering 10 seconds)	300°C	300°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	
Infrared (15 seconds)	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 6)	2000V	

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Condition	LM108/LM208			LM308			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.7	2.0		2.0	7.5	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.05	0.2		0.2	1	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.8	2.0		1.5	7	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30	70		10	40		M Ω
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	0.6		0.3	0.8	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}, R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	50	300		25	300		V/mV
Input Offset Voltage				3.0			10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			3.0	15		6.0	30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current				0.4			1.5	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current			0.5	2.5		2.0	10	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				3.0			10	nA
Supply Current	$T_A = + 125^\circ\text{C}$		0.15	0.4				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 13	± 14		± 13	± 14		V

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Condition	LM108/LM208			LM308			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	± 13.5			± 14			V
Common Mode Rejection Ratio		85	100		80	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		80	96		80	96		dB

Note 1: The maximum junction temperature of the LM108 is 150°C, for the LM208, 100°C and for the LM308, 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the M08 package must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 2: The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

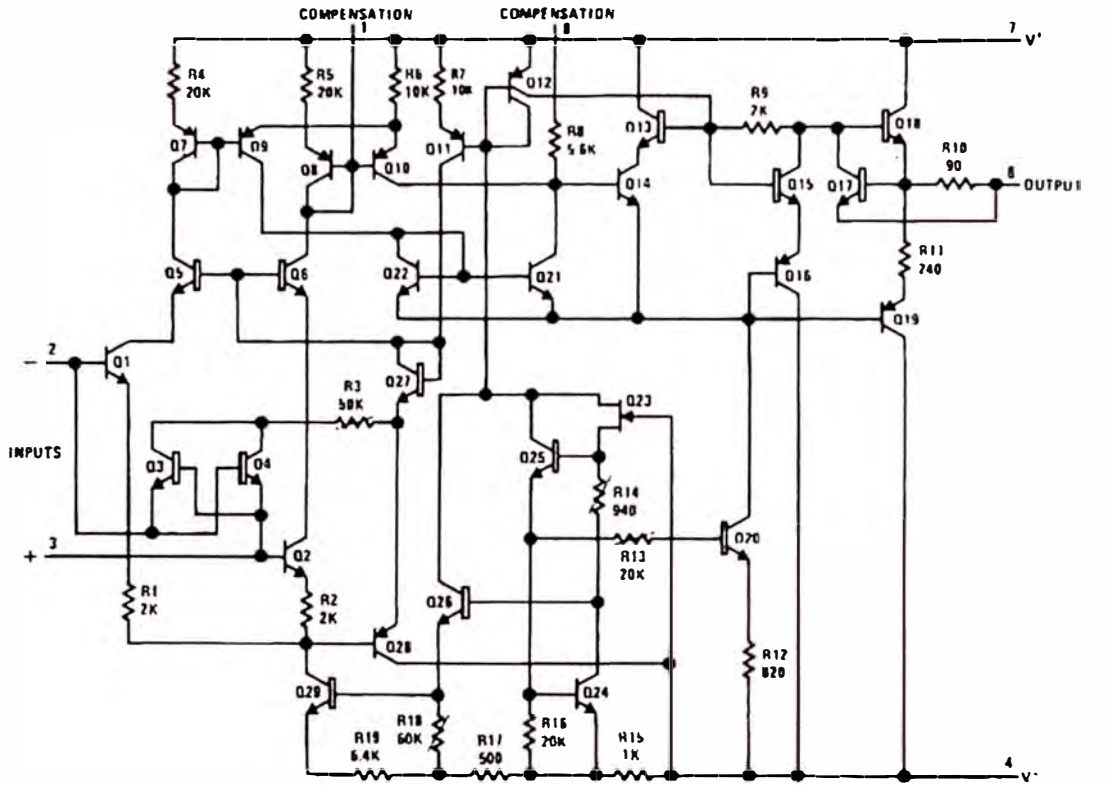
Note 3: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 20V$ and $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise specified. With the LM208, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$, and for the LM308 they are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$.

Note 5: Refer to RET5108X for LM108 military specifications and RET5108AX for LM108A military specifications.

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

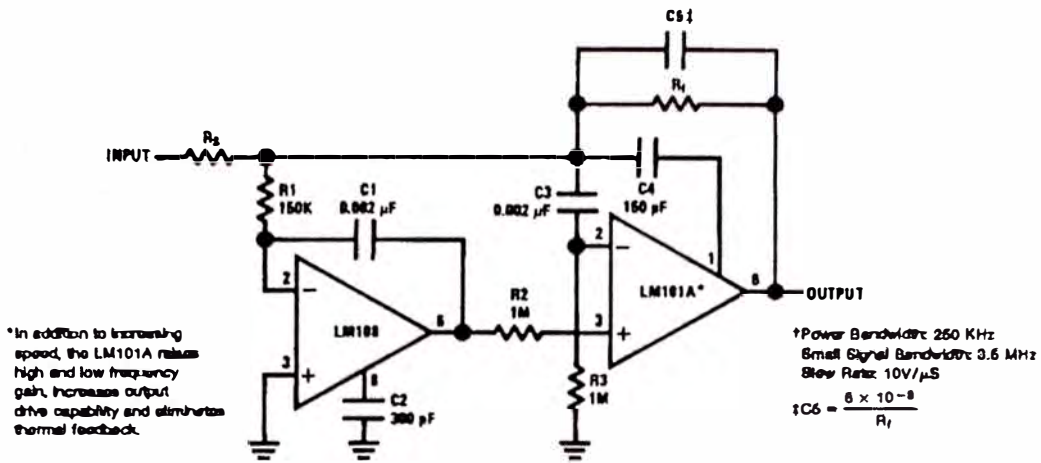
Schematic Diagram



TU/H/7758-8

Typical Applications (Continued)

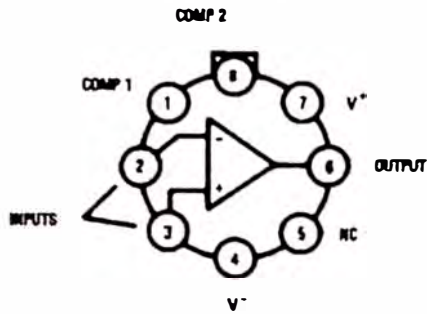
Fast Summing Amplifier



TL/H/7758-12

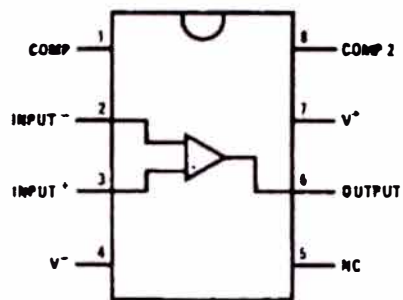
Connection Diagrams

Metal Can Package



TL/H/7758-13

Dual-In-Line Package



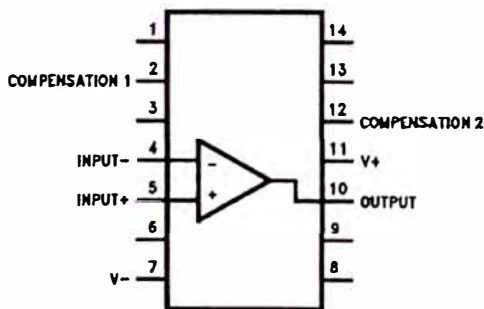
TL/H/7758-15

Top View

Order Number LM108J-8/883, LM308M or LM308N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

*Package is connected to Pin 4 (V-)
**Unused pin (no internal connection) to allow for input anti-leakage guard ring on printed circuit board layout.

Order Number LM108H, LM108H/883,
LM308AH or LM308H
See NS Package Number H08C



TL/H/7758-16

Top View

Order Number LM108J/883
See NS Package Number J14A



TL/H/7758-17

Order Number LM108W/883
See NS Package Number W10A

†Also available per JM38510/10104

LM117/LM317A/LM317

3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential volt-

age, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

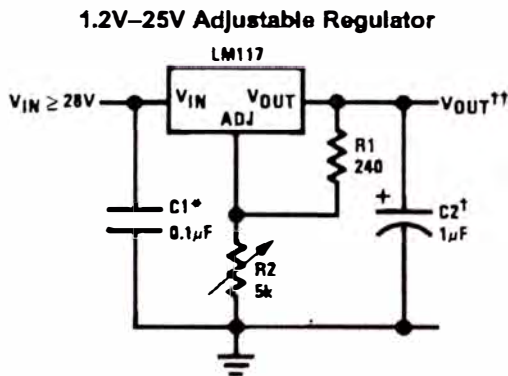
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P* Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications



00000301

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

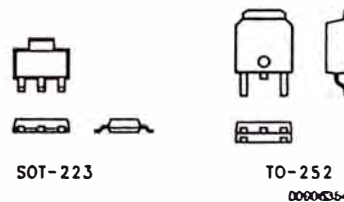
†Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μ F to 1000 μ F of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$\dagger\dagger V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}(R2)$$

LM117 Series Packages

Part Number Suffix	Package	Design Load Current
K	TO-3	1.5A
H	TO-39	0.5A
T	TO-220	1.5A
E	LCC	0.5A
S	TO-263	1.5A
EMP	SOT-223	1A
MDT	TO-252	0.5A

SOT-223 vs D-Pak (TO-252) Packages



Scale 1:1

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C

ESD Tolerance (Note 5)

3 kV

Operating Temperature Range

LM117	-55°C □ T _J □ +150°C
LM317A	-40°C □ T _J □ +125°C
LM317	0°C □ T _J □ +125°C

Preconditioning

Thermal Limit Burn-In

All Devices 100%

Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with **boldface type** apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA.

Parameter	Conditions	LM117 (Note 2)			Units	
		Min	Typ	Max		
Reference Voltage					V	
	3V □ (V _{IN} - V _{OUT}) □ 40V, 10 mA □ I _{OUT} □ I _{MAX} , P □ P _{MAX}	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	3V □ (V _{IN} - V _{OUT}) □ 40V (Note 4)		0.01	0.02	%/V	
			0.02	0.05	%/V	
Load Regulation	10 mA □ I _{OUT} □ I _{MAX} (Note 4)		0.1	0.3	%	
			0.3	1	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03	0.07	%/V	
Adjustment Pin Current			50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	10 mA □ I _{OUT} □ I _{MAX} 3V □ (V _{IN} - V _{OUT}) □ 40V		0.2	5	μA	
Temperature Stability	T _{MIN} □ T _J □ T _{MAX}		1		%	
Minimum Load Current	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V		3.5	5	mA	
Current Limit	(V _{IN} - V _{OUT}) □ 15V	K Package	1.5	2.2	3.4	A
		H Packages	0.5	0.8	1.8	A
	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V	K Package	0.3	0.4		A
		H Package	0.15	0.2		A
RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz □ f □ 10 kHz		0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65		dB	
	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	66	80		dB	
Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package		2.3	3	°C/W	
	H Package		12	15	°C/W	
	E Package				°C/W	
Thermal Resistance, Junction- to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W	
	H Package		140		°C/W	
	E Package				°C/W	

Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{ mA}$.

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \square (V_{IN} - V_{OUT}) \square 40\text{V}$, $10\text{ mA} \square I_{OUT} \square I_{MAX}$, $P \square P_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3\text{V} \square (V_{IN} - V_{OUT}) \square 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			0.01	0.02		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \square I_{OUT} \square I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			0.3	1		0.3	1.5	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \square I_{OUT} \square I_{MAX}$ $3\text{V} \square (V_{IN} - V_{OUT}) \square 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \square T_J \square T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \square 15\text{V}$ K, T, S Packages		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
			0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
			1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages		0.15	0.4		0.15	0.4		A
			0.075	0.2		0.075	0.2		A
			0.55	0.4		0.15	0.4		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	10 Hz $\square f \square 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$		66	80		66	80	dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package					5		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C/W}$	
	MP Package		23.5			23.5		$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package (Note 6)					92		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C/W}$	
	S Package (Note 6)		50			50		$^\circ\text{C/W}$	

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 and 20W for the TO-3, TO-220, and TO-263. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, TO-220, and TO-263 packages, 0.5A for the TO-39 package and 1A for the SOT-223 Package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: If the TO-263 or TO-252 packages are used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is 50 $^\circ\text{C/W}$; with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is 37 $^\circ\text{C/W}$; and with 1.6 or more square inches of copper area, θ_{JA} is 32 $^\circ\text{C/W}$. If the SOT-223 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area (see applications hints for heatsinking).

Application Hints

In operation, the LM117 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor R_1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R_2 , giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}R_2$$

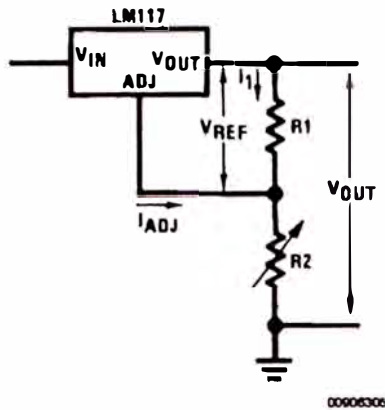


FIGURE 1.

Since the 100 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM117 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

External Capacitors

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM117 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 80 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use is solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5 MHz. For this reason, 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM117 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance

can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability. Any increase of the load capacitance larger than 10 μ F will merely improve the loop stability and output impedance.

Load Regulation

The LM117 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output (case) of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 Ω \times I_L . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 Ω $(1 + R_2/R_1)$ or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

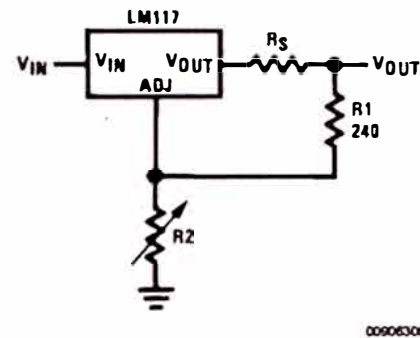


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. However, with the TO-39 package, care should be taken to minimize the wire length of the output lead. The ground of R_2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

Protection Diodes

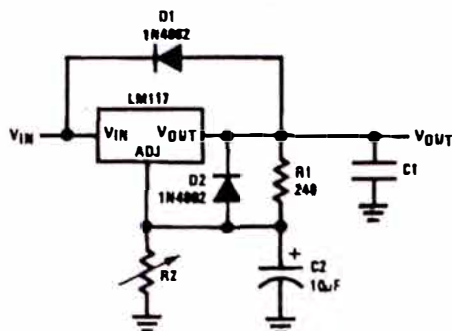
When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM117, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 15A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25 μ F or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs

Application Hints (Continued)

when *either* the input or output is shorted. Internal to the LM117 is a 50Ω resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10 μF capacitance. *Figure 3* shows an LM117 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.



00906307

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}R_2$$

D1 protects against C1

D2 protects against C2

FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

When a value for θ_{H-A} is found using the equation shown, a heatsink must be selected that has a value that is less than or equal to this number.

θ_{H-A} is specified numerically by the heatsink manufacturer in the catalog, or shown in a curve that plots temperature rise vs power dissipation for the heatsink.

HEATSINKING TO-263, SOT-223 AND TO-252 PACKAGE PARTS

The TO-263 ("S"), SOT-223 ("MP") and TO-252 ("DT") packages use a copper plane on the PCB and the PCB itself as a heatsink. To optimize the heat sinking ability of the plane and PCB, solder the tab of the package to the plane.

Figure 4 shows for the TO-263 the measured values of θ_{J-A} for different copper area sizes using a typical PCB with 1 ounce copper and no solder mask over the copper area used for heatsinking.

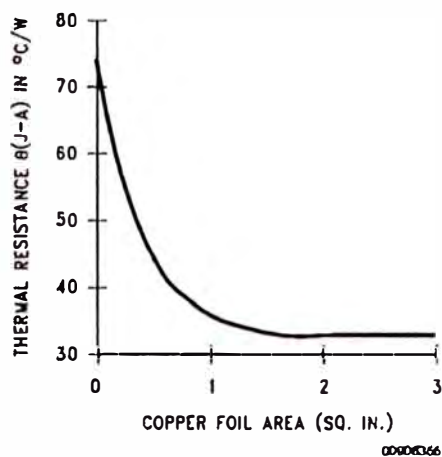


FIGURE 4. θ_{J-A} vs Copper (1 ounce) Area for the TO-263 Package

As shown in the figure, increasing the copper area beyond 1 square inch produces very little improvement. It should also be observed that the minimum value of θ_{J-A} for the TO-263 package mounted to a PCB is 32°C/W.

As a design aid, *Figure 5* shows the maximum allowable power dissipation compared to ambient temperature for the TO-263 device (assuming θ_{J-A} is 35°C/W and the maximum junction temperature is 125°C).

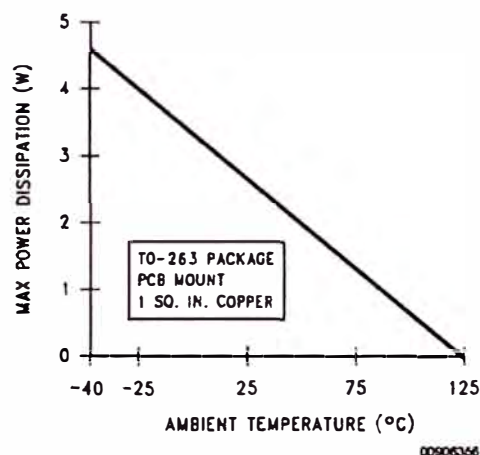
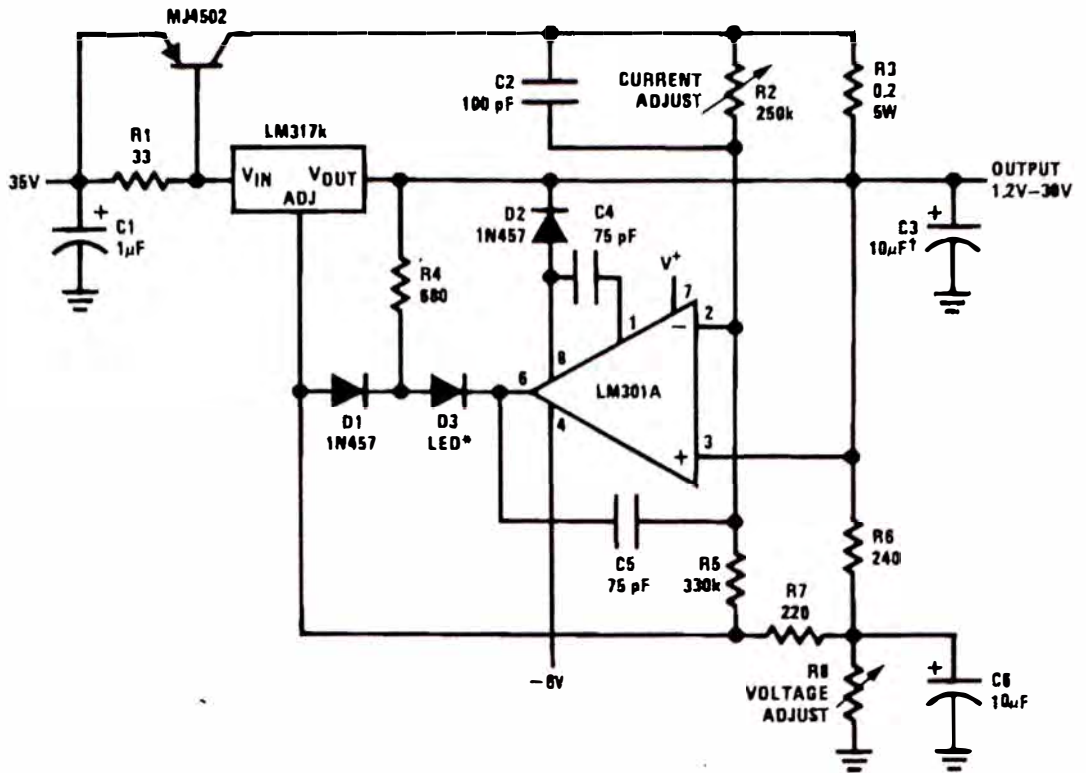


FIGURE 5. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the TO-263 Package

Figure 6 and *Figure 7* show the information for the SOT-223 package. *Figure 7* assumes a θ_{J-A} of 74°C/W for 1 ounce copper and 51°C/W for 2 ounce copper and a maximum junction temperature of 125°C.

Typical Applications (Continued)

5A Constant Voltage/Constant Current Regulator

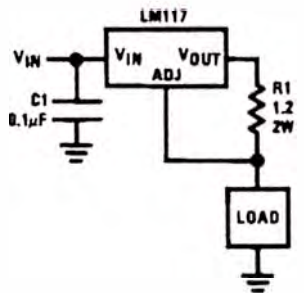


00906316

†Solid tantalum

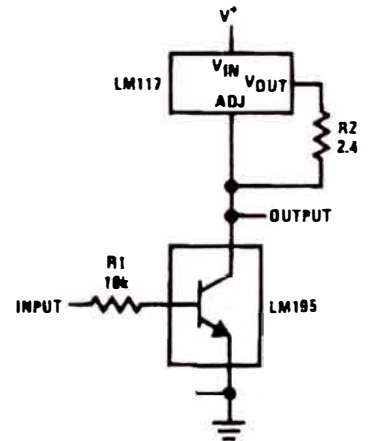
*Lights in constant current mode

1A Current Regulator



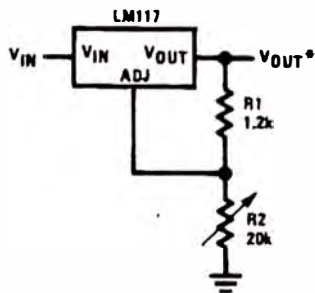
00906316

High Gain Amplifier



00906318

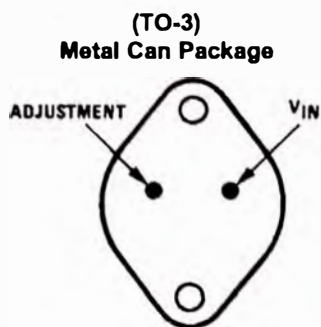
1.2V-20V Regulator with Minimum Program Current



00906317

*Minimum load current \approx 4 mA

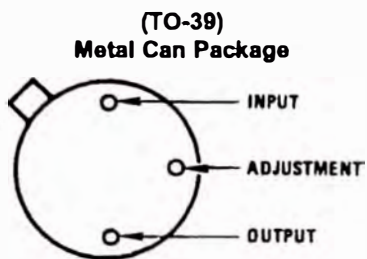
Connection Diagrams



00906330

Bottom View
Steel Package
Order Number LM117K STEEL
or LM317K STEEL
See NS Package Number K02A
Order Number LM117K/883
See NS Package Number K02C

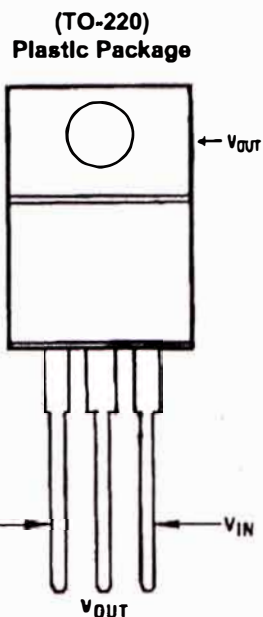
CASE IS OUTPUT



00906331

Bottom View
Order Number LM117H, LM117H/883,
LM317AH or LM317H
See NS Package Number H03A

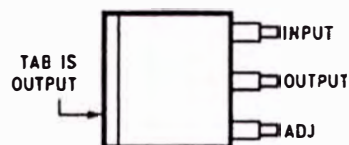
CASE IS OUTPUT



00906332

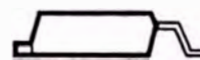
Front View
Order Number LM317AT or LM317T
See NS Package Number T03B

(TO-263) Surface-Mount Package



00906336

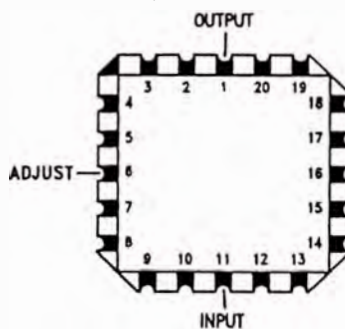
Top View



00906336

Side View
Order Number LM317S
See NS Package Number TS3B

Ceramic Leadless
Chip Carrier



00906334

Top View
Order Number LM117E/883
See NS Package Number E20A

LM340/LM78XX Series 3-Terminal Positive Regulators

General Description

The LM140/LM340A/LM340/LM7800C monolithic 3-terminal positive voltage regulators employ internal current-limiting, thermal shutdown and safe-area compensation, making them essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1.0A output current. They are intended as fixed voltage regulators in a wide range of applications including local (on-card) regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. In addition to use as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents.

Considerable effort was expended to make the entire series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

The 5V, 12V, and 15V regulator options are available in the steel TO-3 power package. The LM340A/LM340/LM7800C series is available in the TO-220 plastic power package, and the LM340-5.0 is available in the SOT-223 package, as well as the LM340-5.0 and LM340-12 in the surface-mount TO-263 package.

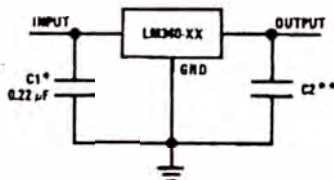
Features

- Complete specifications at 1A load
- Output voltage tolerances of $\pm 2\%$ at $T_j = 25^\circ\text{C}$ and $\pm 4\%$ over the temperature range (LM340A)
- Line regulation of 0.01% of V_{OUT}/V of ΔV_{IN} at 1A load (LM340A)
- Load regulation of 0.3% of V_{OUT}/A (LM340A)
- Internal thermal overload protection
- Internal short-circuit current limit
- Output transistor safe area protection
- P* Product Enhancement tested

Device	Output Voltages	Packages
LM140	5, 12, 15	TO-3 (K)
LM340A/LM340	5, 12, 15	TO-3 (K), TO-220 (T), SOT-223 (MP), TO-263 (S) (5V and 12V only)
LM7800C	5, 8, 12, 15	TO-220 (T)

Typical Applications

Fixed Output Regulator

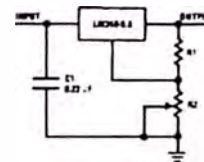


00778101

*Required if the regulator is located far from the power supply filter.

**Although no output capacitor is needed for stability, it does help transient response. (If needed, use 0.1 µF, ceramic disc).

Adjustable Output Regulator

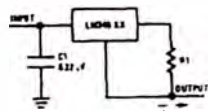


00778102

$$V_{OUT} = 5V + (5V/R1 + I_O) R2 \quad 5V/R1 > 3 I_O$$

load regulation (L_r) $\square [(R1 + R2)/R1]$ (L_r of LM340-5).

Current Regulator

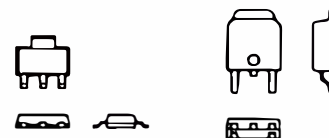


00778100

$$I_{OUT} = \frac{V_{2-3}}{R1} + I_O$$

$I_O = 1.3$ mA over line and load changes.

Comparison between SOT-223 and D-Pak (TO-252) Packages



SOT-223

TO-252

00778136

Scale 1:1

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

(Note 5)

DC Input Voltage

All Devices except LM7824/LM7824C	35V
LM7824/LM7824C	40V
Internal Power Dissipation (Note 2)	Internally Limited
Maximum Junction Temperature	150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package (K)	300°C
TO-220 Package (T), TO-263 Package (S)	230°C
ESD Susceptibility (Note 3)	2 kV

Operating Conditions (Note 1)Temperature Range (T_A) (Note 2)

LM140A, LM140	-55°C to +125°C
LM340A, LM340, LM7805C, LM7812C, LM7815C, LM7808C	0°C to +125°C

LM340A Electrical Characteristics
 $I_{OUT} = 1A, -55^\circ C \square T_J \square +150^\circ C$ (LM140A), or $0^\circ C \square T_J \square +125^\circ C$ (LM340A) unless otherwise specified (Note 4)

Symbol	Output Voltage		5V			12V			15V			Units
	Input Voltage (unless otherwise noted)		10V			19V			23V			
	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ C$	4.9	5	5.1	11.75	12	12.25	14.7	15	15.3	V
		$P_D \square 15W, 5 mA \square I_O \square 1A$	4.8		5.2	11.5		12.5	14.4		15.6	V
		$V_{MIN} \square V_{IN} \square V_{MAX}$	(7.5 $\square V_{IN} \square 20$)			(14.8 $\square V_{IN} \square 27$)			(17.9 $\square V_{IN} \square 30$)			V
$\square V_O$	Line Regulation	$I_O = 500 mA$			10			18			22	mV
		$\square V_{IN}$	(7.5 $\square V_{IN} \square 20$)			(14.8 $\square V_{IN} \square 27$)			(17.9 $\square V_{IN} \square 30$)			V
		$T_J = 25^\circ C$		3	10		4	18		4	22	mV
		$\square V_{IN}$	(7.5 $\square V_{IN} \square 20$)			(14.5 $\square V_{IN} \square 27$)			(17.5 $\square V_{IN} \square 30$)			V
$\square V_O$	Load Regulation	$T_J = 25^\circ C$			4			9			10	mV
		Over Temperature			12			30			30	mV
		$\square V_{IN}$	(8 $\square V_{IN} \square 12$)			(16 $\square V_{IN} \square 22$)			(20 $\square V_{IN} \square 26$)			V
$\square V_O$	Load Regulation	$T_J = 25^\circ C$	5 mA $\square I_O \square 1.5A$	10	25		12	32		12	35	mV
			250 mA $\square I_O \square 750 mA$		15			19			21	mV
		Over Temperature, 5 mA $\square I_O \square 1A$		25			60			75	mV	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ C$			6			6			6	mA
		Over Temperature			6.5			6.5			6.5	mA
$\square I_Q$	Quiescent Current Change	5 mA $\square I_O \square 1A$			0.5			0.5			0.5	mA
		$T_J = 25^\circ C, I_O = 1A$			0.8			0.8			0.8	mA
		$V_{MIN} \square V_{IN} \square V_{MAX}$	(7.5 $\square V_{IN} \square 20$)			(14.8 $\square V_{IN} \square 27$)			(17.9 $\square V_{IN} \square 30$)			V
V_N	Output Noise Voltage	$I_O = 500 mA$			0.8			0.8			0.8	mA
		$V_{MIN} \square V_{IN} \square V_{MAX}$	(8 $\square V_{IN} \square 25$)			(15 $\square V_{IN} \square 30$)			(17.9 $\square V_{IN} \square 30$)			V
		$T_A = 25^\circ C, 10 Hz \square f \square 100 kHz$			40			75			90	μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$T_J = 25^\circ C, f = 120 Hz, I_O = 1A$	68	80		61	72		60	70		dB
		or $f = 120 Hz, I_O = 500 mA,$	68			61			60			dB
		Over Temperature, $V_{MIN} \square V_{IN} \square V_{MAX}$	(8 $\square V_{IN} \square 18$)			(15 $\square V_{IN} \square 25$)			(18.5 $\square V_{IN} \square 28.5$)			V
R_O	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ C, I_O = 1A$			2.0			2.0			2.0	V
		Output Resistance $f = 1 kHz$			8			18			19	m \square

LM340A Electrical Characteristics (Continued) $I_{OUT} = 1A$, $-55^{\circ}C \square T_J \square +150^{\circ}C$ (LM140A), or $0^{\circ}C \square T_J \square +125^{\circ}C$ (LM340A) unless otherwise specified (Note 4)

Symbol	Output Voltage		5V			12V			15V			Units
	Input Voltage (unless otherwise noted)		10V			19V			23V			
	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Short-Circuit Current	$T_J = 25^{\circ}C$	2.1			1.5			1.2			A
	Peak Output Current	$T_J = 25^{\circ}C$	2.4			2.4			2.4			A
	Average TC of V_O	Min, $T_J = 0^{\circ}C$, $I_O = 5\text{ mA}$	-0.6			-1.5			-1.8			mV/°C
V_{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^{\circ}C$	7.5			14.5			17.5			V

LM140 Electrical Characteristics (Note 4) $-55^{\circ}C \square T_J \square +150^{\circ}C$ unless otherwise specified

Symbol	Output Voltage		5V			12V			15V			Units	
	Input Voltage (unless otherwise noted)		10V			19V			23V				
	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^{\circ}C$, $5\text{ mA} \square I_O \square 1A$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
		$P_D \square 15W$, $5\text{ mA} \square I_O \square 1A$	4.75		5.25	11.4		12.6	4.25		15.75	V	
		$V_{MIN} \square V_{IN} \square V_{MAX}$	(8 $\square V_{IN} \square 20$)				(15.5 $\square V_{IN} \square 27$)			(18.5 $\square V_{IN} \square 30$)		V	
ΔV_O	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = 25^{\circ}C$	ΔV_{IN}	3	50	4	120	4	150			mV	
				(7 $\square V_{IN} \square 25$)			(14.5 $\square V_{IN} \square 30$)			(17.5 $\square V_{IN} \square 30$)		V	
		$I_O \square 1A$	$T_J = 25^{\circ}C$		50		120		150				mV
			ΔV_{IN}	(7.5 $\square V_{IN} \square 20$)			(14.6 $\square V_{IN} \square 27$)			(17.7 $\square V_{IN} \square 30$)			V
		ΔV_{IN}	$-55^{\circ}C \square T_J \square +150^{\circ}C$		50		120		150				mV
				(8 $\square V_{IN} \square 20$)			(15 $\square V_{IN} \square 27$)			(18.5 $\square V_{IN} \square 30$)			V
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^{\circ}C$	$5\text{ mA} \square I_O \square 1.5A$	10	50	12	120	12	150			mV	
			$250\text{ mA} \square I_P \square 750\text{ mA}$		25		60		75			mV	
		$-55^{\circ}C \square T_J \square +150^{\circ}C$, $5\text{ mA} \square I_O \square 1A$		50		120		150				mV	
I_Q	Quiescent Current	$I_O \square 1A$	$T_J = 25^{\circ}C$	6		6		6				mA	
			$-55^{\circ}C \square T_J \square +150^{\circ}C$	7		7		7				mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$5\text{ mA} \square I_O \square 1A$	$T_J = 25^{\circ}C$, $I_O \square 1A$	0.5		0.5		0.5				mA	
			$V_{MIN} \square V_{IN} \square V_{MAX}$	(8 $\square V_{IN} \square 20$)			(15 $\square V_{IN} \square 27$)			(18.5 $\square V_{IN} \square 30$)		V	
			$I_O = 500\text{ mA}$, $-55^{\circ}C \square T_J \square +150^{\circ}C$	0.8		0.8		0.8		0.8			mA
	$V_{MIN} \square V_{IN} \square V_{MAX}$	(8 $\square V_{IN} \square 25$)			(15 $\square V_{IN} \square 30$)			(18.5 $\square V_{IN} \square 30$)			V		
V_N	Output Noise Voltage	$T_A = 25^{\circ}C$, 10 Hz $\square f \square 100\text{ kHz}$	40			75			90			μV	

LM140 Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)-55°C □ T_J □ +150°C unless otherwise specified

Symbol	Output Voltage		5V			12V			15V			Units
	Input Voltage (unless otherwise noted)		10V			19V			23V			
	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	I _O □ 1A, T _J = 25°C	68	80		61	72		60	70		dB
		f = 120 Hz I _O □ 500 mA, -55°C □ T _J □ +150°C	68			61			60			dB
		V _{MIN} □ V _{IN} □ V _{MAX}	(8 □ V _{IN} □ 18)			(15 □ V _{IN} □ 25)			(18.5 □ V _{IN} □ 28.5)			V
R _O	Dropout Voltage	T _J = 25°C, I _O = 1A	2.0			2.0			2.0			V
	Output Resistance	f = 1 kHz	8			18			19			m□
	Short-Circuit Current	T _J = 25°C	2.1			1.5			1.2			A
	Peak Output Current	T _J = 25°C	2.4			2.4			2.4			A
	Average TC of V _{OUT}	0°C □ T _J □ +150°C, I _O = 5 mA	-0.6			-1.5			-1.8			mV/°C
V _{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	T _J = 25°C, I _O □ 1A	7.5			14.6			17.7			V

LM340/LM7800C Electrical Characteristics (Note 4)0°C □ T_J □ +125°C unless otherwise specified

Symbol	Output Voltage		5V			12V			15V			Units	
	Input Voltage (unless otherwise noted)		10V			19V			23V				
	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V _O	Output Voltage	T _J = 25°C, 5 mA □ I _O □ 1A	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
		P _D □ 15W, 5 mA □ I _O □ 1A	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
		V _{MIN} □ V _{IN} □ V _{MAX}	(7.5 □ V _{IN} □ 20)			(14.5 □ V _{IN} □ 27)			(17.5 □ V _{IN} □ 30)			V	
□V _O	Line Regulation	I _O = 500 mA	T _J = 25°C	3 50			4 120			4 150			mV
			□V _{IN}	(7 □ V _{IN} □ 25)			(14.5 □ V _{IN} □ 30)			(17.5 □ V _{IN} □ 30)			V
		I _O □ 1A	0°C □ T _J □ +125°C	50			120			150			mV
			□V _{IN}	(8 □ V _{IN} □ 20)			(15 □ V _{IN} □ 27)			(18.5 □ V _{IN} □ 30)			V
			T _J = 25°C	50			120			150			mV
			□V _{IN}	(7.5 □ V _{IN} □ 20)			(14.6 □ V _{IN} □ 27)			(17.7 □ V _{IN} □ 30)			V
□V _O	Load Regulation	T _J = 25°C	5 mA □ I _O □ 1.5A	10 50			12 120			12 150			mV
			250 mA □ I _O □ 750 mA	25			60			75			mV
□V _O	Load Regulation	T _J = 25°C	5 mA □ I _O □ 1A, 0°C □ T _J □ +125°C	50			120			150			mV
			□V _{IN}	(8 □ V _{IN} □ 12)			(16 □ V _{IN} □ 22)			(20 □ V _{IN} □ 26)			V
I _Q	Quiescent Current	I _O □ 1A	T _J = 25°C	8			8			8			mA
			0°C □ T _J □ +125°C	8.5			8.5			8.5			mA
□I _Q	Quiescent Current Change	5 mA □ I _O □ 1A		0.5			0.5			0.5			mA
		T _J = 25°C, I _O □ 1A		1.0			1.0			1.0			mA
		V _{MIN} □ V _{IN} □ V _{MAX}		(7.5 □ V _{IN} □ 20)			(14.8 □ V _{IN} □ 27)			(17.9 □ V _{IN} □ 30)			V

LM340/LM7800C Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

0°C □ T_J □ +125°C unless otherwise specified

Symbol	Output Voltage			5V			12V			15V			Units
	Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
	Parameter	Conditions		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
		I _O □ 500 mA, 0°C □ T _J □ +125°C		1.0			1.0			1.0			mA
		V _{MIN} □ V _{IN} □ V _{MAX}		(7 □ V _{IN} □ 25)			(14.5 □ V _{IN} □ 30)			(17.5 □ V _{IN} □ 30)			V
V _N	Output Noise Voltage	T _A = 25°C, 10 Hz □ f □ 100 kHz		40			75			90			μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	I _O □ 1A, T _J = 25°C		62	80		55	72		54	70		dB
		f = 120 Hz		62		55		54					dB
		V _{MIN} □ V _{IN} □ V _{MAX}		(8 □ V _{IN} □ 18)		(15 □ V _{IN} □ 25)		(18.5 □ V _{IN} □ 28.5)					V
R _O	Dropout Voltage	T _J = 25°C, I _O = 1A		2.0			2.0			2.0			V
	Output Resistance	f = 1 kHz		8			18			19			m□
	Short-Circuit Current	T _J = 25°C		2.1			1.5			1.2			A
	Peak Output Current	T _J = 25°C		2.4			2.4			2.4			A
	Average TC of V _{OUT}	0°C □ T _J □ +125°C, I _O = 5 mA		-0.6			-1.5			-1.8			mV/°C
V _{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	T _J = 25°C, I _O □ 1A		7.5			14.6			17.7			V

Note 1: Absolute Maximum Ratings are limits beyond which damage to the device may occur. Operating Conditions are conditions under which the device functions but the specifications might not be guaranteed. For guaranteed specifications and test conditions see the Electrical Characteristics.

Note 2: The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is a function of the maximum junction temperature for operation (T_{JMAX} = 125°C or 150°C), the junction-to-ambient thermal resistance (□_{JA}), and the ambient temperature (T_A). P_{DMAX} = (T_{JMAX} - T_A)/□_{JA}. If this dissipation is exceeded, the die temperature will rise above T_{JMAX} and the electrical specifications do not apply. If the die temperature rises above 150°C, the device will go into thermal shutdown. For the TO-3 package (K, KC), the junction-to-ambient thermal resistance (□_{JA}) is 39°C/W. When using a heatsink, □_{JA} is the sum of the 4°C/W junction-to-case thermal resistance (□_{JC}) of the TO-3 package and the case-to-ambient thermal resistance of the heatsink. For the TO-220 package (T), □_{JA} is 54°C/W and □_{JC} is 4°C/W. If SOT-223 is used, the junction-to-ambient thermal resistance is 174°C/W and can be reduced by a heatsink (see Applications Hints on heatsinking).

If the TO-263 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package: Using 0.5 square inches of copper area, □_{JA} is 50°C/W; with 1 square inch of copper area, □_{JA} is 37°C/W; and with 1.6 or more inches of copper area, □_{JA} is 32°C/W.

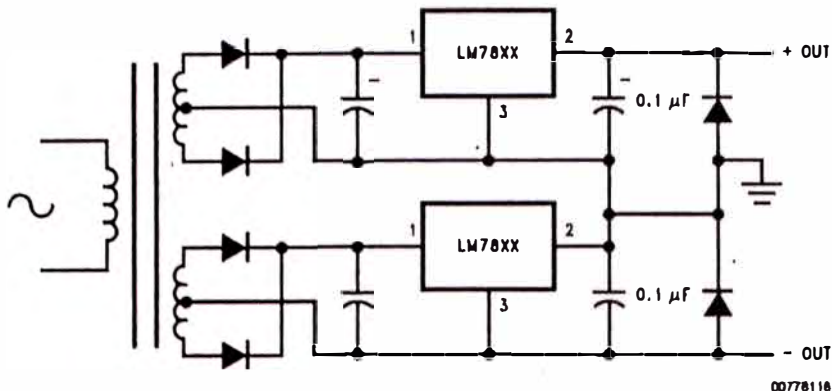
Note 3: ESD rating is based on the human body model, 100 pF discharged through 1.5 k□.

Note 4: All characteristics are measured with a 0.22 μF capacitor from input to ground and a 0.1 μF capacitor from output to ground. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques (t_w □ 10 ms, duty cycle □ 5%). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Note 5: A military RETS specification is available on request. At the time of printing, the military RETS specifications for the LM140AK-5.0/883, LM140AK-12/883, and LM140AK-15/883 complied with the min and max limits for the respective versions of the LM140A. At the time of printing, the military RETS specifications for the LM140K-5.0/883, LM140K-12/883, and LM140K-15/883 complied with the min and max limits for the respective versions of the LM140. The LM140H/883, LM140K/883, and LM140AK/883 may also be procured as a Standard Military Drawing.

Typical Applications (Continued)

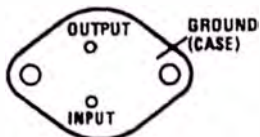
Positive and Negative Regulator



00778118

Connection Diagrams and Ordering Information

TO-3 Metal Can Package (K)



00778111

Bottom View

Steel Package Order Numbers:

LM140K-5.0 LM140K-12 LM140K-15

LM340K-12 LM340K-15

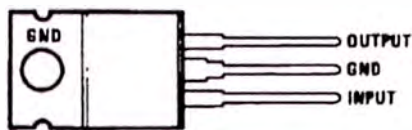
LM340K-5.0

See Package Number K02A

LM140K-5.0/883 LM140K-12/883 LM140K-15/883

See Package Number K02C

TO-220 Power Package (T)



00778112

Top View

Plastic Package Order Numbers:

LM340AT-5.0 LM340T-5.0

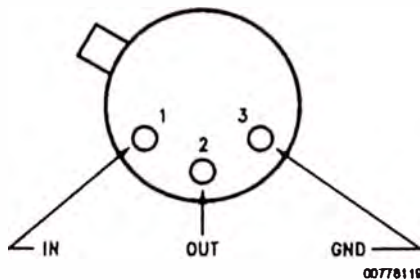
LM340T-12 LM340T-15

LM7805CT LM7812CT

LM7815CT LM7808CT

See Package Number T03B

TO-39 Metal Can Package (H)



00778119

Top View

Metal Can Order Numbers†:

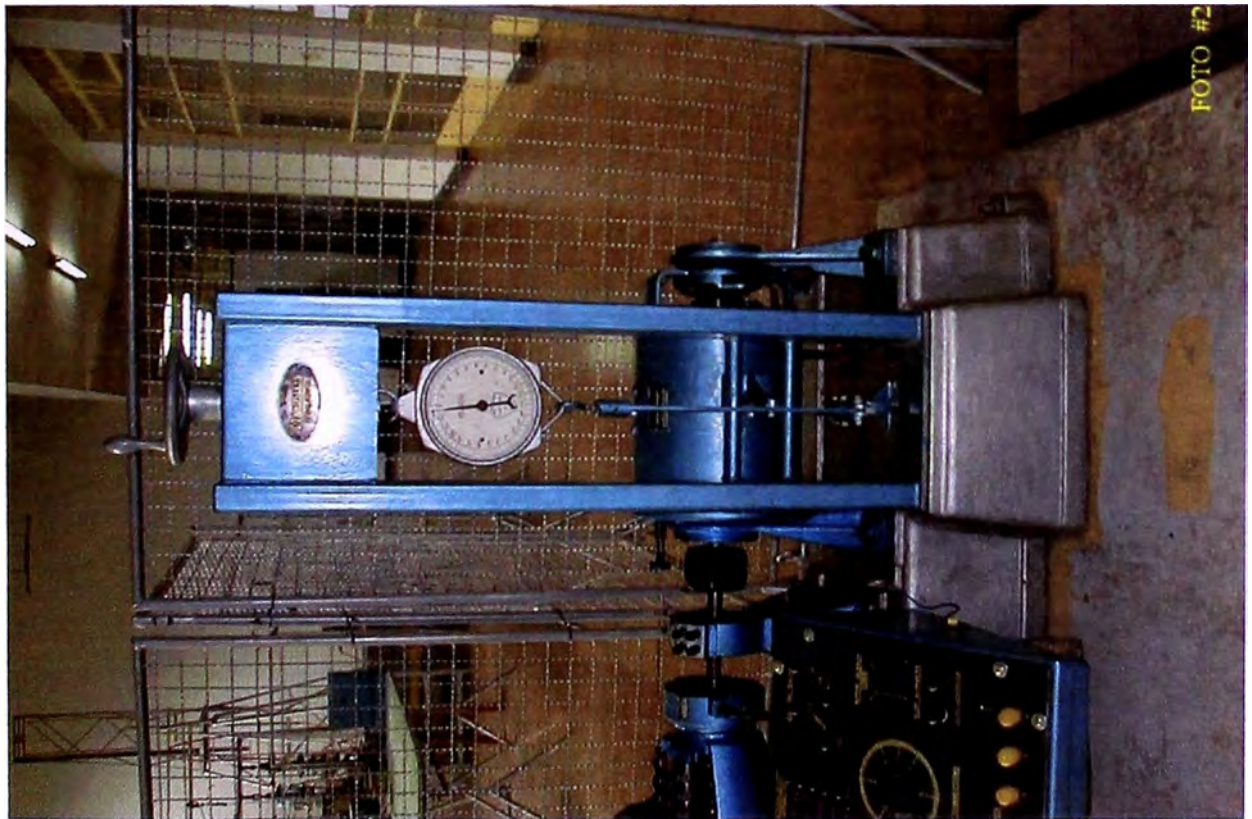
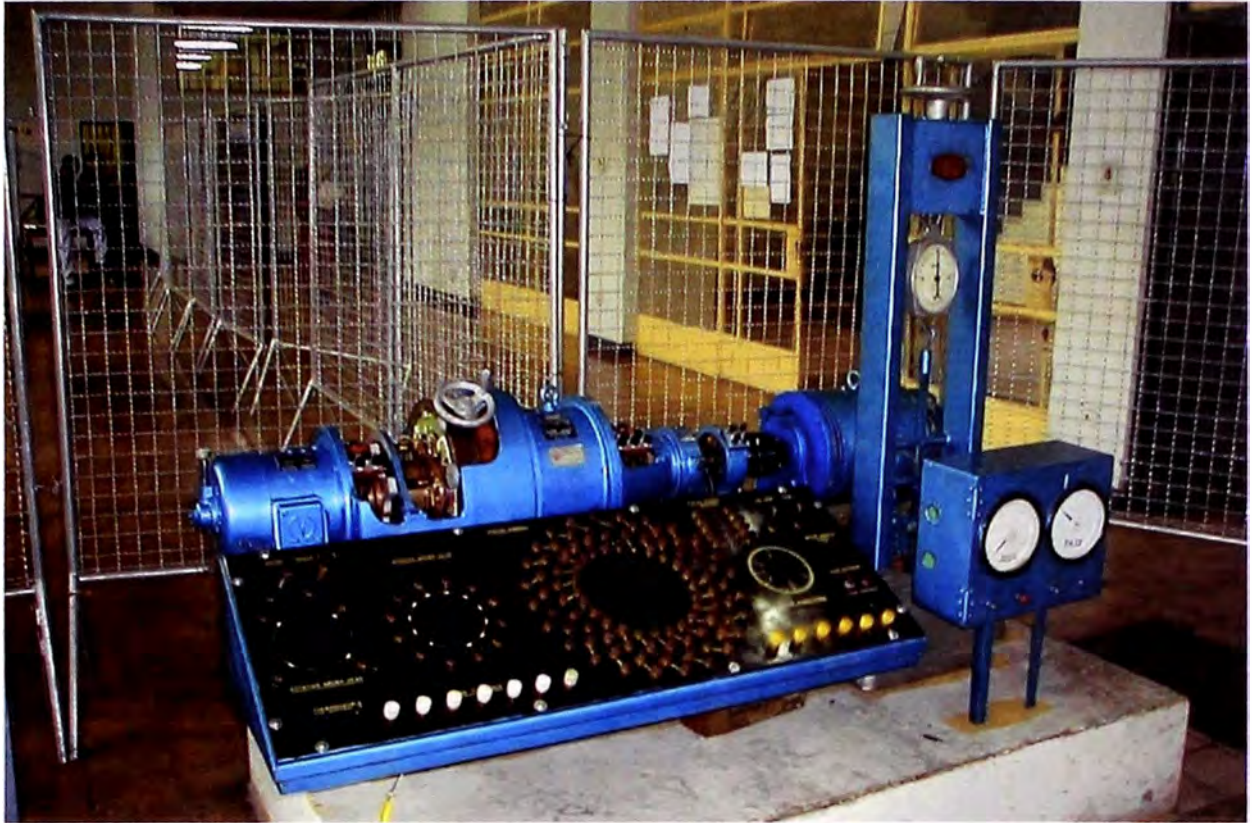
LM140H-5.0/883 LM140H-6.0/883

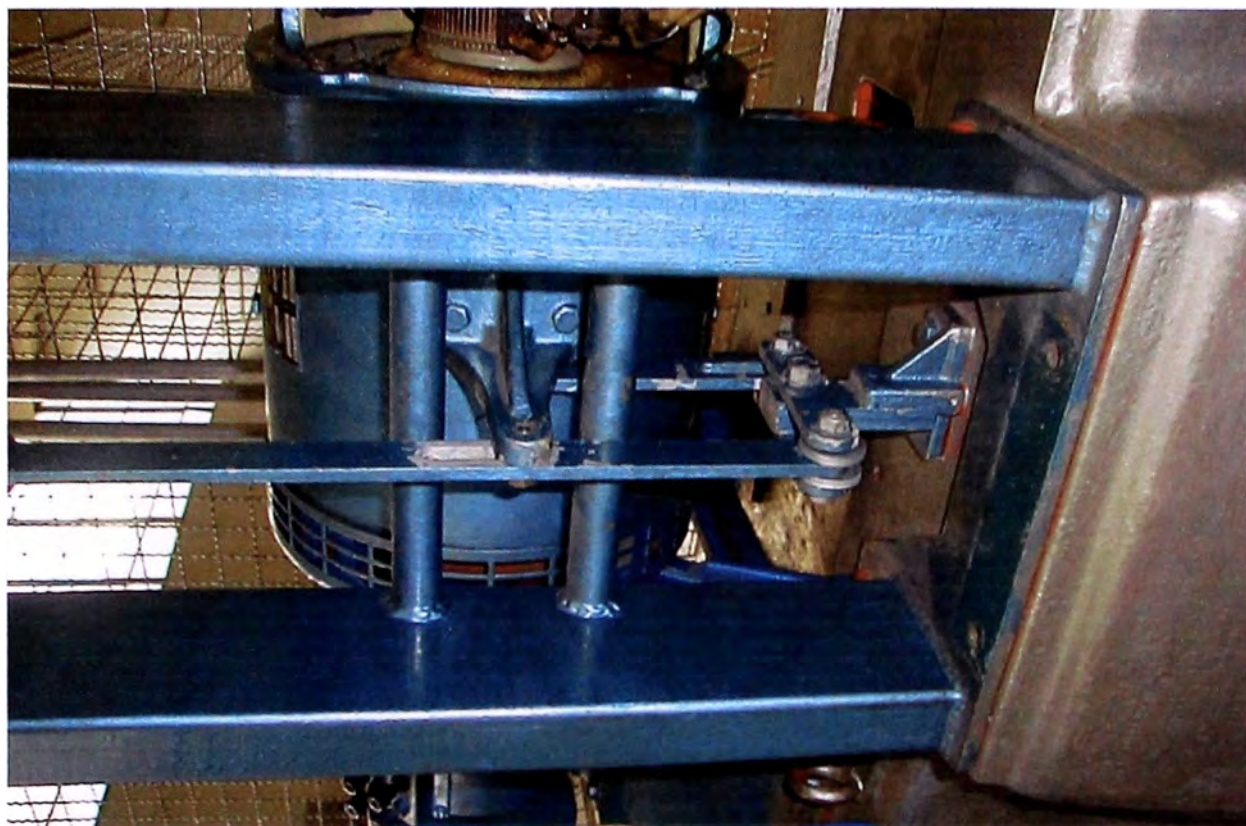
LM140H-8.0/883 LM140H-12/883

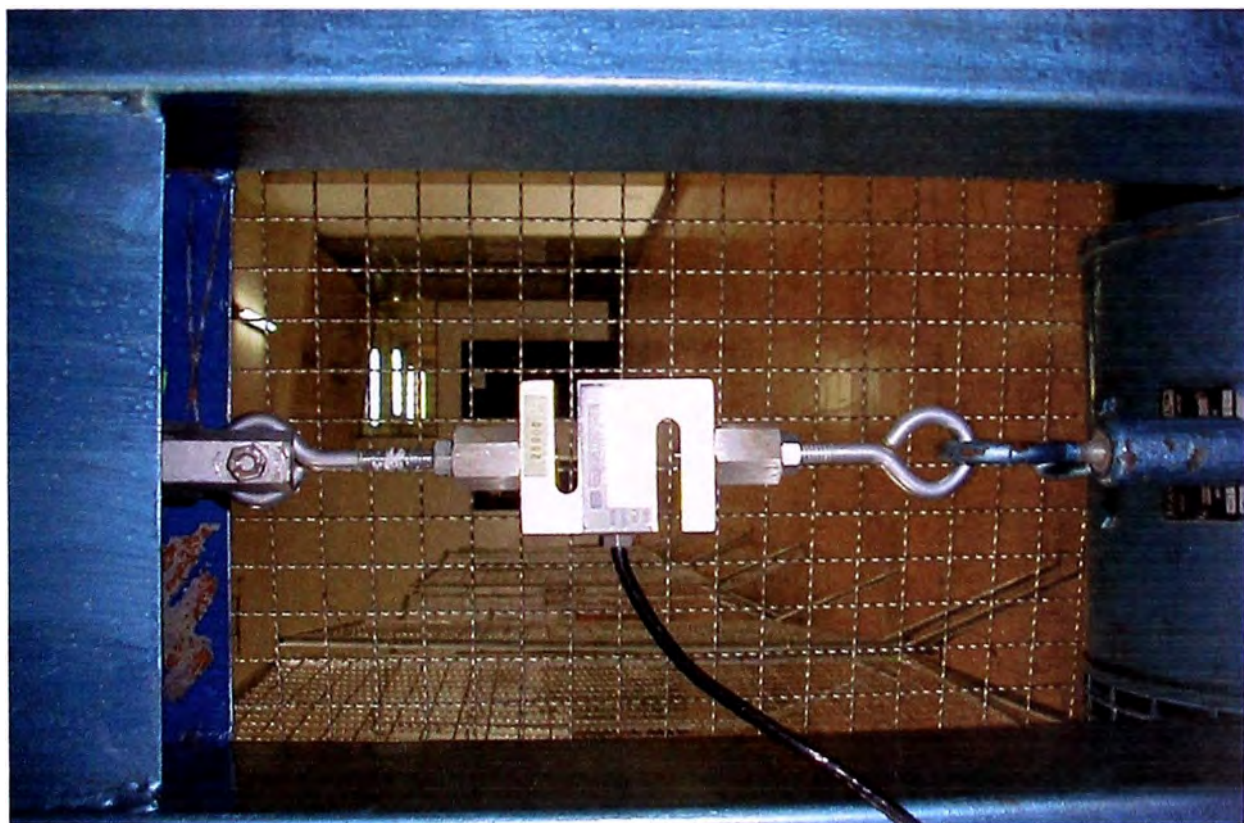
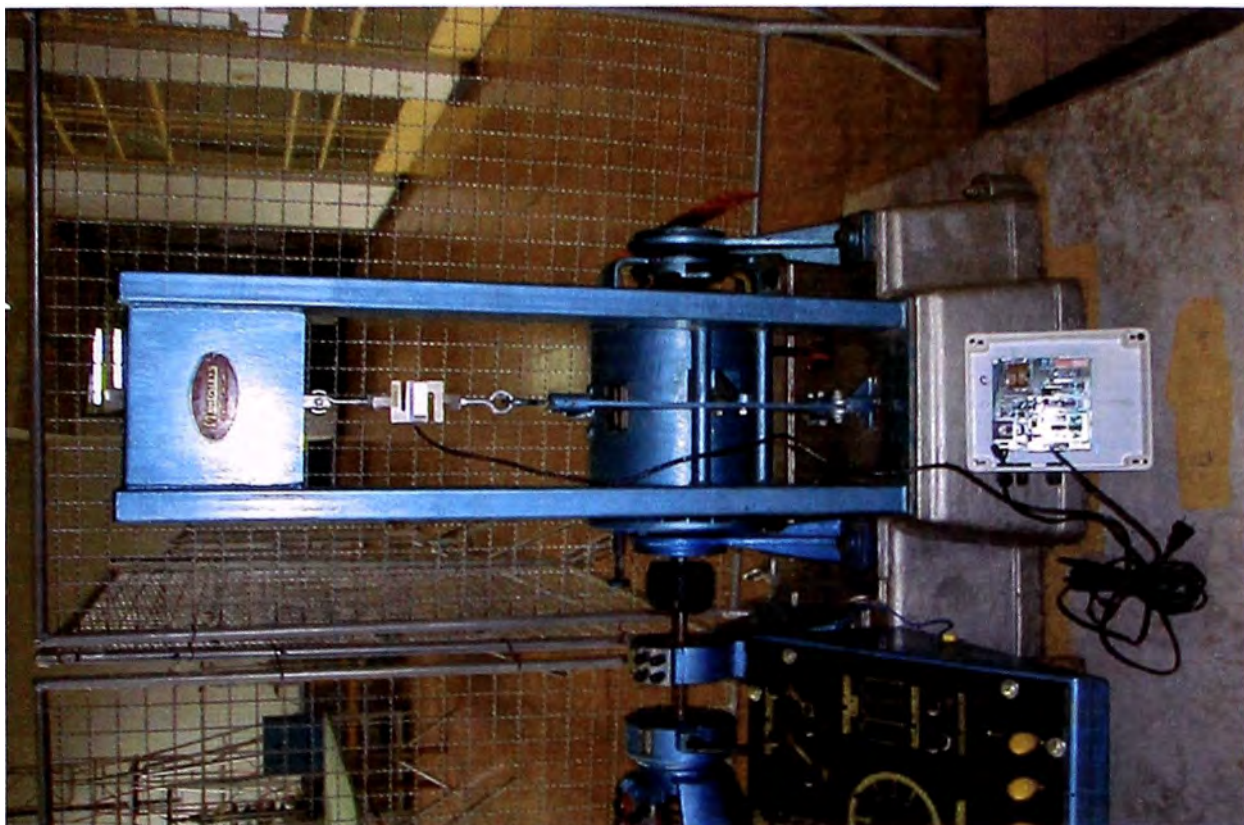
LM140H-15/883 LM140H-24/883

See Package Number H03A

ANEXO F

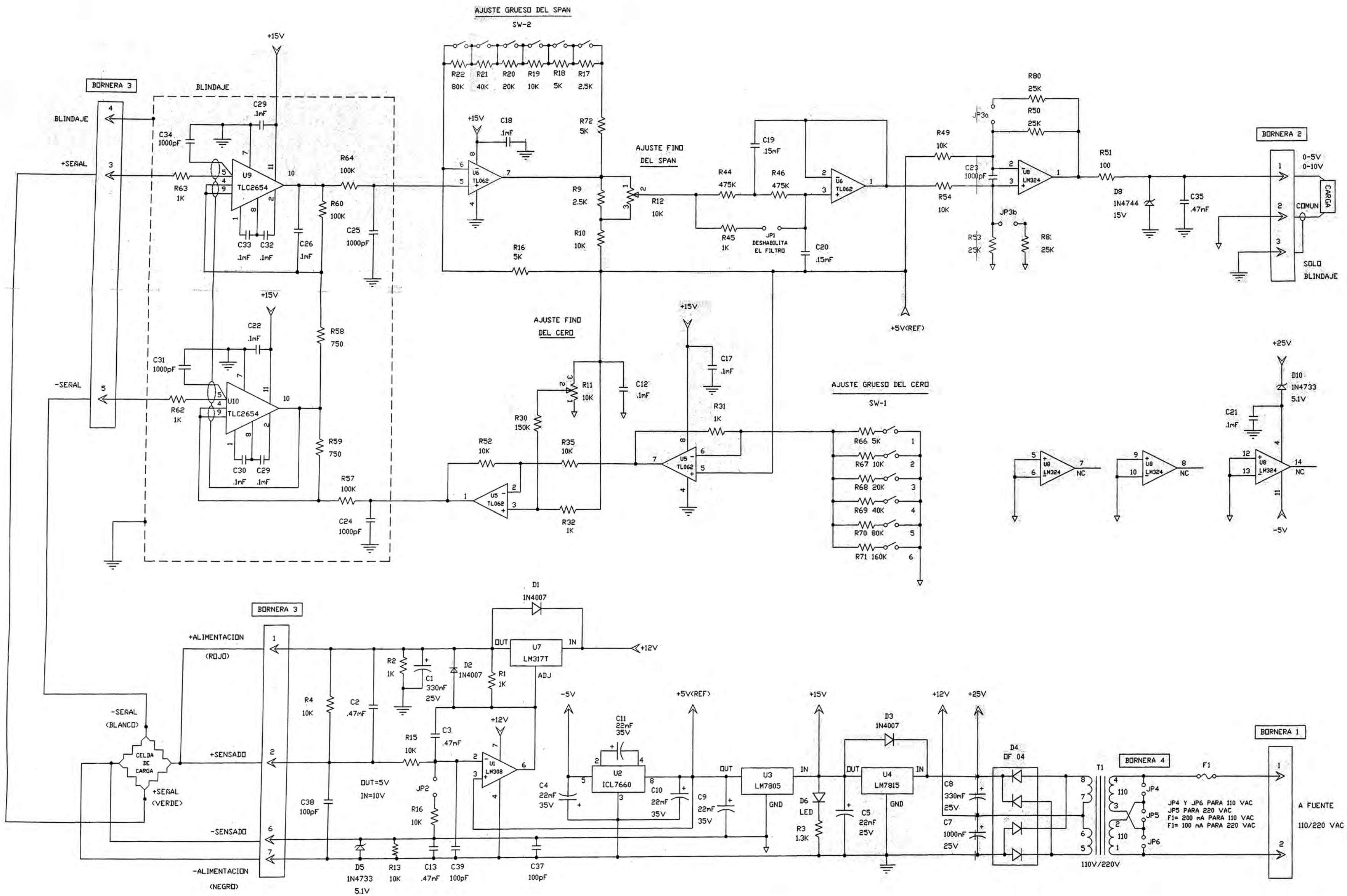








ANEXO G



- NOTAS:
1. ANALOGO COMUN SALE DE U3
 2. LOGICO COMUN SALE DE GND DE U4
 3. TODOS LOS CONDENSADORES < 1nF SON CERAMICOS Y LOS CONDENSADORES > 1nF SON ELECTROLITICOS
 4. TODAS LAS RESISTENCIAS ESTAN EN OHMS K=1000

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA		
FACULTAD DE INGENIERIA ELÉCTRICA Y ELECTRONICA		
DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE MEDICION DIGITAL DE TORQUE PARA LA MAQUINA GENERALIZADA DEL LABORATORIO DE MAQUINAS ELECTRICAS DE LA FIEE		
Dibujado por :	Revisado por :	Fecha :
LARRY PAUCAR GUARNIZO	Ing° Javier Donayre S.	01 / 07 / 2002
	Aprobado por :	Fecha :
	Ing° Javier Donayre S.	12 / 12 / 2002