



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL ELÉCTRICO

Título del proyecto:

SENSOR DE PAR PARA UNA DINAMO-FRENO

Ángel Gamba Garijo

Tutor: Vicente Senosiáin Miquélez

Pamplona, 26 de Noviembre de 2010

Índice

	Página
Introducción, antecedentes y objetivo	3
Posibles soluciones	5
Solución adoptada	8
¿Qué es una galga extensiométrica?	9
¿Qué es un puente de Wheatstone?	13
Descripción general del prototipo	15
Parte de la captación de señal	15
Parte de amplificación	16
Apantallamiento	16
Cálculos	17
Cálculos mecánicos	17
Cálculo de la resistencia de la pletina	17
Cálculo de pandeo	18
Cálculo de la resistencia de los tornillos	20
Cálculos eléctricos	21
Cálculo de la alimentación del puente	21
Cálculo de la salida del puente de Wheatstone	21
Elección de la alimentación del prototipo	23
Cálculo de filtros	23

Planos	25
Pletina de la célula de carga	25
Tornillería de la célula de carga	26
Esquema eléctrico	27
Placa 1	28
Placa 2	29
Análisis de resultados	30
Problemas y mejoras	33
Presupuesto	34
Datasheet	35
LT1009	35
LM324	43
INA114	63
TL084	76
Galga extensiométrica	87
Bibliografía	88

Introducción, antecedentes y objetivo

Tenemos en el laboratorio de máquinas eléctricas seis puestos de trabajo en los que hay tres máquinas con un eje solidario: una máquina asíncrona de rotor bobinado, una máquina síncrona de rotor bobinado y una máquina de corriente continua con el estátor bobinado con la particularidad que esta última es una dínamo-freno; lo que quiere decir que su carcasa estática gira libremente entre dos topes con respecto al eje de la máquina. La ventaja de este tipo de construcción es que según la tercera ley de Newton: "Con toda acción ocurre siempre una reacción igual y contraria: o sea, las acciones mutuas de dos cuerpos siempre son iguales y dirigidas en direcciones opuestas"; lo que en nuestro caso se traduce en que al estar trabajando el eje girando con un par se produce una reacción en la carcasa; o sea la carcasa gira con un par de igual magnitud pero de sentido contrario que el eje y esto nos permite conocer el par que hay en el eje midiéndolo en la carcasa.



Actualmente se mide el par roscando a la carcasa una barra graduada milimétricamente de tal manera que mide la distancia al centro del eje y poniendo una pesa; el método consiste en poner la pesa a una distancia tal que se ponga el conjunto en equilibrio y no gire para ningún sentido; cuando se logra esto el par de la carcasa y el que produce la pesa son iguales en magnitud (e igual que el

del eje) pero de sentido contrario, hecho esto para conocer el par basta con multiplicar el peso de la pesa (no confundir con su masa) por la distancia al eje a la que está colocada.



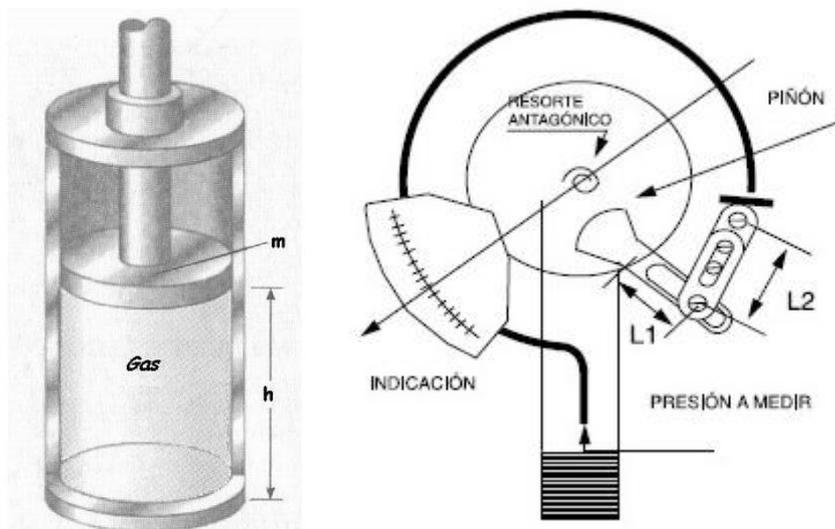
Así pues el objetivo de este proyecto es diseñar un sistema alternativo para medir el par en el eje solidario del conjunto de máquinas aprovechando las características de la dínamo-freno y midiendo el par en la carcasa de esta.

Posibles soluciones

Aquí se enumeran las posibles soluciones que se han pensado dando una breve explicación de en qué consiste y después se dice cual es la solución adoptada y por qué y se pasa a dar una explicación un poco más detallada del método usado para medir el par.

a) Método neumático

Se puede realizar un sensor usando un sistema neumático formado por una biela roscada a la carcasa que ejerza fuerza sobre un pistón dentro de un cilindro y para medir las variaciones de presión dentro del cilindro se puede hacer una toma y poner un manómetro Bourdon regulado de tal manera que la aguja marque directamente en una escala los Nm de par en la carcasa de la dinamofreno que provocan la variación de presión.



b) Método electro-neumático I

También se puede usar el mismo sistema pero que el tubo de Bourdon accione el mando de un potenciómetro variando su resistencia; Se puede medir esa variación de resistencia poniendo el potenciómetro en un puente de Wheatstone junto con otras 3 resistencias fijas y teniendo así una salida de tensión eléctrica sobre la que trabajar para acondicionarla y medirla.

c) Método electro-neumático II

Mismo sistema que el anterior pero cambiando el tubo de Bourdon por un transductor piezoeléctrico (como un micrófono) teniendo ya la señal de salida en tensión eléctrica directamente.

d) Usando galgas extensiométricas

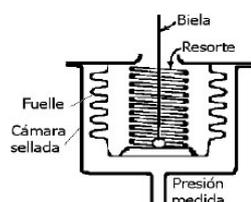
Se puede poner una pletina metálica sujeta por un extremo a la carcasa de la dínamo-freno y por el otro sujeta a un sitio fijo ya sea el suelo o el soporte de las máquinas. En la pletina se pega una galga extensiométrica; que es una resistencia variable según las deformaciones mecánicas que sufre; conectada a otras resistencias fijas formando un puente de Wheatstone midiendo así la deformación que sufre la pletina por la fuerza que ejerce la carcasa sobre ella, con una señal de salida en forma de tensión eléctrica.

e) Galgas extensiométricas II

Partiendo del sistema biela-pistón-cilindro de métodos anteriores podemos poner una galga extensiométrica en el fondo del cilindro para medir su deformación por variaciones de presión, después conectamos la galga formando un puente de Wheatstone con otras resistencias y tenemos una señal de tensión sobre la que trabajar.

f) Método electro-neumático IV

Partiendo del sistema biela-pistón-cilindro podemos poner un fuelle; que es un elemento que se estira mas cuanto más presión relativa hay en su interior unido al núcleo de un transformador de reluctancia variable; así la salida de tensión del transformador será mayor o menor conforme se introduzca más o menos el núcleo en el interior de los devanados al estirarse el fuelle por las diferencias de presión.



g) Usando un dinamómetro

Se puede poner un dinamómetro (un muelle de constante elástica conocida) sujeto en un extremo a la carcasa y en el otro a un lugar fijo de tal manera según se estire el muelle marque en una escala directamente el par de la carcasa del dinamo-freno que hace que se deforme el muelle.

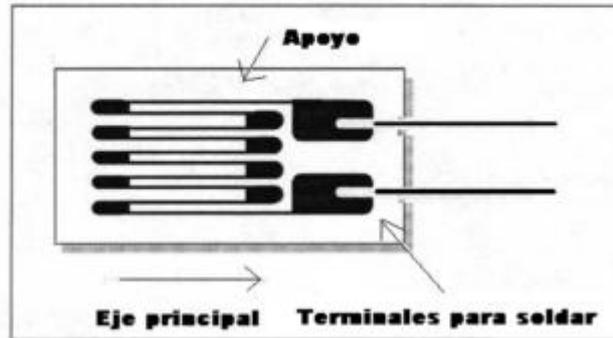


Solución adoptada

La solución adoptada es usar una galga extensiométrica pegada a una pletina de aluminio y conectada en puente de Wheatstone para medir la deformación que sufre la pletina debido a la fuerza que ejerce la carcasa de la dínamo-freno sobre ella estando sujeta con dos tornillos uno a la carcasa de la dínamo-freno y el otro sujeto al soporte de las máquinas. Se elige este método porque entra dentro de la especialidad eléctrica y es de relativamente fácil construcción.



Qué es una galga extensiométrica?



Las galgas extensiométricas 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

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A}$$

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

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dA}{A}$$

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, viene dado por la ley de Hooke,

$$\sigma = \frac{F}{A} = E\varepsilon = E \frac{dl}{l}$$

Donde E es una constante del material, denominada módulo de Young, σ es la tensión mecánica y ε es la deformación unitaria. E 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

$$\mu = - \frac{dt/t}{dl/l}$$

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 $\mu=0,5$.

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

$$A = \pi \frac{D^2}{4}$$

$$\frac{dA}{A} = \frac{2dD}{D} = -\frac{2\mu dl}{l}$$

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 este 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

$$\frac{d\rho}{\rho} = C \frac{dV}{V}$$

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 las ecuaciones anteriores, el cambio de volumen se puede expresar como

$$V = \frac{\pi l D^2}{4}$$

$$\frac{dV}{V} = \frac{dl}{l} + 2 \frac{dD}{D} = \frac{dl}{l} (1 - 2\mu)$$

y, por lo tanto, si el material es isótropo y no se rebasa su límite elástico

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} [1 + 2\mu + C(1 - 2\mu)] = K \frac{dl}{l}$$

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 iso-elástico ($k=3,5$).

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

$$R = R_0(1 + x)$$

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

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 deformación constituye una galga extensiométrica.

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.

En primer lugar, el esfuerzo aplicado no debe llevar a la galga fuera del margen elástico de deformaciones. Este no excede del 4% de la longitud de la galga y va desde unas $3000\mu\varepsilon$ para las semiconductoras a unas $40000\mu\varepsilon$ para las metálicas (Que son las que vamos a usar).

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, o sea, 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, pues así se reduce la sensibilidad transversal a un valor de sólo el 1 o 2% de la longitudinal.

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. Esta interferencia se puede compensar con el método de la entrada opuesta. Consiste en este caso en el empleo de las denominadas galgas pasivas en el puente Wheatstone, 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, otra forma de compensar esta deriva es la implementación de un circuito de puesta a 0, que es lo se ha utilizado en el prototipo. En cualquier caso, para evitar dilataciones diferenciales excesivas, en cada material hay que

emplear galgas previstas para él, es decir, que tengan un coeficiente de dilatación similar.

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 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.

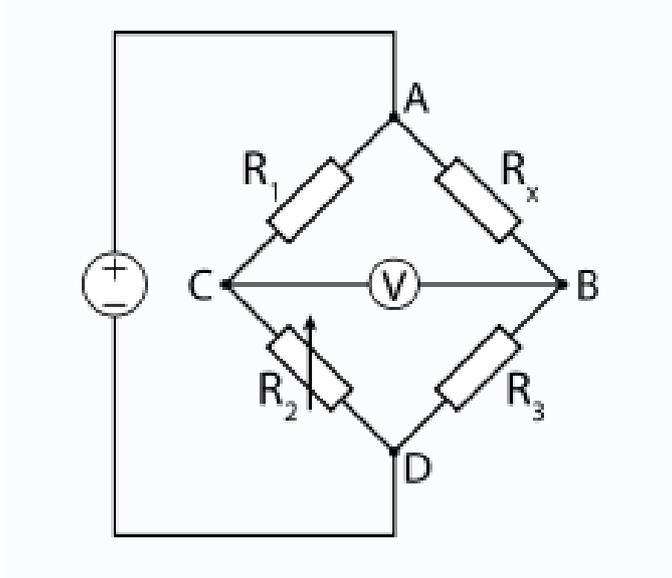
Otra fuente de interferencia son las fuerzas termoelectromotrices presentes en la unión de dos metales distintos, ya que pueden dar una tensión de salida superpuesta a la de interés si se alimenta la galga con corriente continua. Su presencia se reconoce si cambia la salida al variar la polaridad de la alimentación. Deben corregirse bien mediante el método de insensibilidad intrínseca, por selección de materiales, bien mediante filtrado.

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.

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

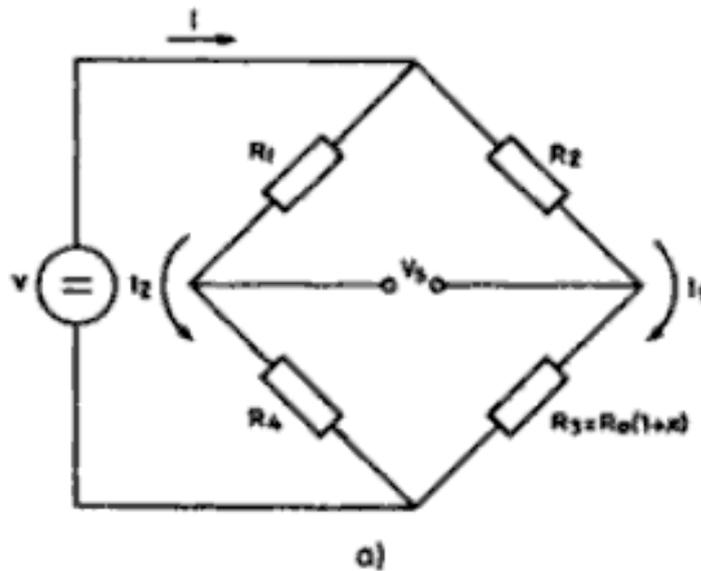
¿Qué es un puente de Wheatstone?

Para tener una señal eléctrica con esa variación de resistencia construimos un puente de Wheatstone con otras tres resistencias fijas.



Como se ve en el gráfico el puente está formado por 3 resistencias fijas (R_1 , R_x y R_3) y la galga extensiométrica (R_2). Se aplica entre los extremos A y D una tensión en corriente continua. Cuando la galga esta en reposo y no recibe esfuerzos las 4 resistencias tienen el mismo valor óhmico y por lo tanto pasa la misma corriente por las dos ramas del puente y no hay diferencia de tensión entre los puntos C y B, En cambio cuando la galga está sometida a un esfuerzo mecánico su resistencia varia y el puente al no estar ya equilibrado tiene una diferencia de tensión entre los puntos C y B que será mayor cuanto mayor sea la desviación de la resistencia de la galga con respecto a su valor en reposo. Gracias a esto tenemos una señal de tensión cuya amplitud varia conforme varia la fuerza ejercida sobre la pletina, así tenemos que si en el eje de la máquina aumenta el par, también aumenta la amplitud de la señal de salida del puente.

Este es el método de deflexión que es la forma habitual de obtener una señal eléctrica como resultado de una medida empleando un puente de Wheatstone.



Con la notación de la figura a), si para $x=0$ se desea que el puente esté equilibrado, que es lo habitual, se puede definir un parámetro

$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0}$$

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

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

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

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

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

$$k^2 = 1 + x$$

Calculando la derivada segunda se comprueba que efectivamente este punto corresponde a un máximo.

Descripción general del prototipo

La célula de carga estará formada por una pletina de aluminio de 250x40x6 mm con una galga extensiométrica en su centro geométrico y con dos taladros separados 200 mm para colocar dos tornillos de sujeción de métrica 10 de clase 6.8 con sus correspondientes tuercas y arandelas. Estos hay que roscarlos uno a la carcasa donde se rosca la barra graduada y el otro en el soporte de la máquinas; de tal forma que la pletina apoye plana en el soporte y cruce perpendicularmente el eje de las máquinas para que así la pletina solo sufra esfuerzos de tracción o compresión y no de flexión . Para la obtención y acondicionamiento de la señal que obtenemos de la variación de resistencia de la galga hay que implementar un circuito constituido por una parte en la que se obtendrá la señal propiamente dicha en la que estará el puente de Wheatstone y otra parte que será de amplificación de esa señal ya que estimamos es del orden de microvoltios. Todo el conjunto estará alimentado por 2 pilas de 9V tipo 6LR61 recargables con un conmutador de 2 polos para cortar la alimentación y a su vez todo será introducido en una caja metálica puesta a tierra.

Parte de la captación de señal

Para alimentar el puente usaremos una referencia de tensión de precisión, que es un circuito integrado LT1009 que junto con su circuitería complementaria nos proporciona una señal de 2,5 V con una alta precisión pero no permite la extracción de potencia de ella por lo que usaremos un seguidor de tensión para ello ya que tiene una gran impedancia de entrada y por lo tanto apenas extrae corriente de la referencia de tensión y en cambio si se puede sacar potencia del seguidor de tensión. Usaremos un LM324 para ello ya que es el que más corriente suministra de los que tenemos en el laboratorio.

Además vamos a poner un circuito de puesta a 0 del puente ya que la galga suponemos que cuando esté el motor sin hacer par también tendrá una ligera desviación de los 120 Ω ya sea por estar sometida a pequeños esfuerzos la pletina o por deriva térmica.

Este circuito estará formado por un potenciómetro de 10 k Ω en el que un terminal fijo estará conectado a la alimentación de 2,5 V, el otro terminal fijo se conectará a tierra mientras que el terminal variable se conectara a una resistencia de 10 k Ω en la que su otro extremo se unirá a la salida del puente a la que no está unida la galga. Con este circuito logramos que la tensión de esa salida sea igual que la de la rama de la galga y por lo tanto la salida del puente es 0. La galga estará pegada a la pletina de la célula de carga y para conectarla al puente usaremos cable de señal apantallado con la pantalla puesta a tierra.

Parte de la amplificación

En esta parte se amplificará y filtrará la señal, para los cálculos de la salida del puente hemos supuesto que el modulo elástico de nuestra pletina es de 69 GPa pero esto puede no ser correcto ya que varía según tratamientos que haya llevado el aluminio y por supuesto de si está aleado; por lo que primero haremos una amplificación y después pondremos una etapa de amplificación variable con la que poder ajustar la amplitud de la salida.

Lo primero que se hace es poner un filtro pasivo doble de primer orden en la salida del puente formado por dos filtros simples pasabajos de primer orden en cada rama con una resistencia de 4.7 k Ω y unos condensadores de 33 nF a tierra y entre las dos ramas ponemos un condensador de 1,5 μ F. Después de eso pasamos a un amplificador de instrumentación INA 114 al que le ajustamos la ganancia a 1000 con dos resistencias de 100 Ω en paralelo y después vendrán 3 etapas de ganancia 100, 10 y 10 formada con amplificadores operacionales en configuración de amplificador inversor con un TL084. La última etapa de 10 es de amplificación variable ya que ponemos un potenciómetro en la rama de realimentación para poder ajustar la amplitud de la señal de salida, finalmente a la salida de los amplificadores ponemos un filtro pasivo de primer orden con una frecuencia de corte de unos 4,8 Hz formado por una resistencia de 33k Ω y un condensador de 1 μ F.

Apantallamiento

Para evitar interferencias tenemos que apantallar el conjunto por lo que para conectar la galga extensiométrica utilizamos cable apantallado y unimos su pantalla a tierra, además todo el conjunto hay que meterlo en una caja metálica y conectarla también a tierra, con esto hacemos que circuitos externos y la red eléctrica minimicen sus interferencias en nuestro prototipo.



Cálculos

Cálculos mecánicos

La pletina que vamos a usar va a ser de aluminio y tendrá unas dimensiones de 40 x 250 mm teniendo dos taladros para los tornillos separados una distancia de 200 mm. El grosor de la pletina será de 6mm pues es uno de los grosores de chapa de aluminio de los que disponemos. Ahora hay que calcular que con ese grosor no se rompe ni deforma la pletina sometida a los esfuerzos de las máquinas. Después hay que calcular que la pletina no sufre pandeo ya que así no sufriría sólo esfuerzos de tracción y compresión y la medida no sería correcta con la galga. También hay que calcular que los tornillos no se deformarán ni romperán con los esfuerzos provocados por el par de la carcasa; usaremos tornillos de 10mm de diámetro y clase 6.8.

Cálculo de resistencia de la pletina

Colocamos la pletina a una distancia de 0,135 metros del eje de la máquina. La potencia nominal de las máquinas de alterna según su placa de características es de 3 kW y su velocidad nominal es de 1500 rpm = 157,0796 rad/s

$$P_N = T_N \cdot \omega_N$$

$$3000 \text{ W} = T_N \cdot 15,1 \text{ rad/s}$$

$$T_N = 19,1 \text{ Nm}$$

Dimensionamos con un par de 20 Nm

$$T = F \cdot d$$

$$20 \text{ Nm} = F \cdot 0,135 \text{ m}$$

$F = 148,148 \text{ N}$ se ejercen sobre la pletina en régimen permanente pero necesitamos una pletina que aguante el esfuerzo realizado en régimen transitorio también por lo que calcularemos con un esfuerzo 10 veces superior al nominal (1500 N).

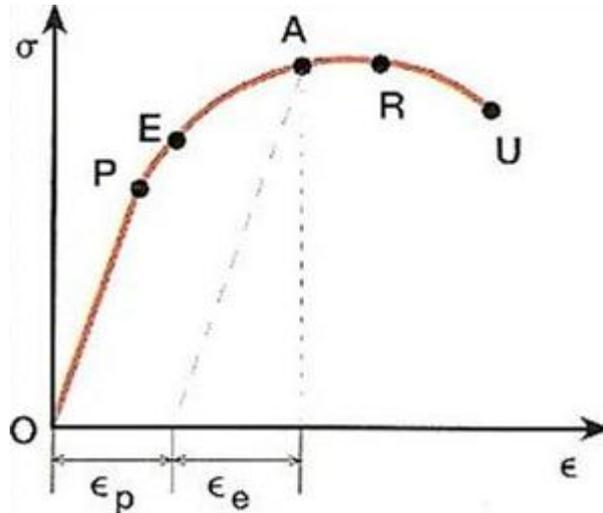
Los materiales sometidos a esfuerzos de tracción (longitudinales) siguen la ley de Hooke

$$E \cdot \frac{\Delta L}{L_0} = \frac{F}{A}$$

donde E es una constante característica de del material que forma el objeto y que se denomina módulo de Young o módulo de elasticidad. En rigor esta relación solo vale en la llamada zona de proporcionalidad. El cociente F/A se denomina

esfuerzo y se denota con la letra σ , sus unidades son las mismas que las de presión (Pa). Al cociente $\Delta L/L_0$ se lo denomina deformación unitaria y se la denota con la letra ϵ , esta magnitud es adimensional (no tiene unidades). Con esta notación la expresión se puede escribir como:

$$\sigma = E \cdot \epsilon$$



Como se ve en el gráfico la ley de Hooke es válida para la zona de proporcionalidad que es hasta el punto P. El punto E representa el límite elástico que es un punto el cual si se sobrepasa con un esfuerzo mayor el material queda deformado plásticamente, o lo que es lo mismo no vuelve a su forma original al cesar el esfuerzo como sí ocurre en los puntos anteriores al límite elástico.

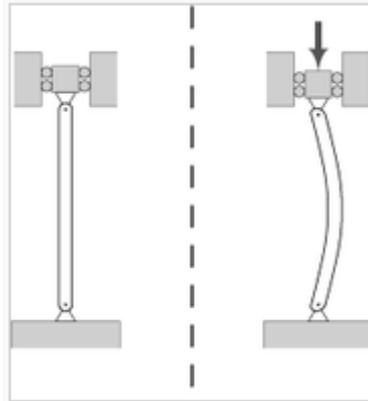
El límite elástico del aluminio es de 40 kgf/mm^2 que suponiendo una $g = 9,81 \text{ m/s}^2$ equivale a $392,24 \text{ N/mm}^2 = 392,24 \text{ MPa}$. Vamos a contemplar un coeficiente de seguridad de 3 por lo que calcularemos que no exceda de una tensión de $392,24 \div 3 = 130,75 \text{ MPa}$.

Para la fuerza de 1500 N con la que voy a dimensionar la sección mínima es $1500 \div 130,75 = 11,47 \text{ mm}^2$ que es muy inferior a los $40 \cdot 6 = 240 \text{ mm}^2$ de mi pletina por lo que no hay peligro de deformación plástica y por lo tanto tampoco de rotura de la pletina.

Cálculo de pandeo

Ahora haremos los cálculos pertinentes para ver si se produce pandeo en la pletina.

El pandeo es un fenómeno de inestabilidad elástica que puede darse en elementos comprimidos esbeltos, y que se manifiesta por la aparición de desplazamientos importantes transversales a la dirección principal de compresión.



Para saber si la pletina sufrirá pandeo calculamos la carga crítica de pandeo con la ecuación de Euler:

$$P_{crit} = \pi^2 \cdot \frac{E \cdot I_{min}}{L^2}$$

Siendo E el módulo de Young (69000 MPa); I_{min} el momento de inercia mínimo de la sección transversal y L la longitud entre los apoyos. Según el tipo de apoyos hay que multiplicar la longitud por unos coeficientes pero como en nuestro caso son dos apoyos articulados el coeficiente es 1.

$$I_{min} = \frac{0,04 \cdot 0,006^3}{12} = 7,2 \cdot 10^{-10} m^4$$

$$P_{crit} = \pi^2 \frac{69000 \cdot 10^6 \cdot 7,2 \cdot 10^{-10}}{0,2^2} = 12258 N$$

Ahora dividimos la carga crítica de pandeo por un coeficiente de seguridad de 3

$12258 \div 3 = 4086$ N, Que es superior a los 1500 N que se han estimado como esfuerzo máximo que debe soportar la pletina y por lo tanto no sufrirá pandeo.

Cálculo de la resistencia de los tornillos

Para la sujeción de la pletina usaremos dos tornillos de diámetro 10mm y clase 6.8. La clase de tornillo viene dada por dos cifras separadas por un punto. La primera cifra, multiplicada por 100, es el límite de rotura del tornillo en MPa . La segunda cifra, multiplicada por 10 es el valor de la tensión en el límite elástico expresada como porcentaje del valor del límite de rotura . Así pues un tornillo clase 6.8 quiere decir que su límite de rotura es 600 MPa y su límite elástico el 80% del valor anterior, es decir 480 MPa que es una tensión muy superior a la que va a soportar $1500 \div (\pi \cdot 5^2) = 19,098$ MPa por lo que no hay peligro de que los tornillos se deformen o se rompan.

		clases de resistencia									
		3.6	4.6	4.8	5.6	5.8	6.8	8.8		10.9	12.9
								d ≤ M16 ⁺	d > M16 ⁺		
Resistencia a la tracción **	valor nominal	300	400		500			800		1000	1200
	R _m en N/mm ²	330	400	420	500	520	600	800	830	1040	1220
Límite de fluencia **	valor nominal	180	240	320	300	400	480	-	-	-	-
	R _e en N/mm ²	190	240	340	300	420	480	-	-	-	-
Límite de alargamiento (tensión en un límite fijo permanente) **	valor nominal							640	640	900	1080
	mínimo							640	660	940	1100
Tensión y fuerza de ensayo S _p	Sp / Rei ó Sp / Rp 0,2	0.94	0.94	0.91	0.93	0.9	0.92	0.91		0.88	0.88
	N/mm ²	180	225	310	280	380	440	580	600	830	970
Límite de fluencia inferior R _{0,2} o	+ 100° C	-	-	-	270	-	-	590		875	1090
Límite de alargamiento de 0,2 % R _{p0,2} a temperaturas altas en N/mm ² (ISO 898-1, Cuadro 16)	+ 200° C	-	-	-	230	-	-	250		790	925
	+ 250° C	-	-	-	215	-	-	510		745	875
	+ 300° C	-	-	-	195	-	-	480		705	825
Alargamiento de rotura A ₅ en % **	mínimo	25	22	14	20	10	8	12		9	8
Dureza Vickers HV (F ≤ 98 n)**	HV mín-máx	95-250	120-250	130-250	155-250	160-250	190-250	250-320	255-335	320-380	385-425
Dureza Brinell (F=30 D2)	HB mín-máx	90-238	114-238	124-238	147-238	152-238	181-238	238-304	242-318	304-361	366-414
Dureza Rockwell **	HRB mín-máx	52-99.5	67-99.5	71-99.5	79-99.5	82-99.5	89-99.5	-	-	-	-
	HRC mín máx	-	-	-	-	-	-	22-32	23-34	32-39	39-44

Cálculos eléctricos

Cálculo de la alimentación del puente

Para alimentar el puente usaremos una referencia de tensión de precisión seguida de un buffer para extraer potencia. Para determinar la tensión de alimentación tenemos que conocer cuál es la corriente máxima que puede pasar por la galga que como hemos visto en el apartado ``¿ Qué es una galga extensiométrica?`` al estar adherida a un material que es un buen conductor térmico como el aluminio es de 25 mA. Por lo que suponiendo la galga en reposo (120Ω), la resistencia equivalente del puente es de 120Ω que multiplicados por el doble de la corriente máxima ya que se va la mitad por cada rama del puente nos da

$$V_A = 120\Omega \cdot 50mA = 6V$$

6 V es la tensión máxima de alimentación del puente en reposo por lo que alimentaremos a 2,5V y no hay ningún problema esté el puente equilibrado o no, usaremos para ello una referencia de tensión de precisión LT1009 de 2,5V pero como esta referencia no permite que se le extraiga corriente colocamos a continuación un buffer formado con un LM324 ya que es el operacional que permite extraer más corriente de los que tenemos en el laboratorio y así nos evitamos problemas como que se sobrecaliente en exceso el buffer.

Cálculo de la salida del puente de Wheatstone

Para calcular la salida del puente de Wheatstone primero hay que calcular la deformación que sufre la pletina de aluminio, lo hacemos con el esfuerzo máximo en régimen permanente que habíamos calculado anteriormente (150 N). Usamos para ello la ecuación de deformaciones.

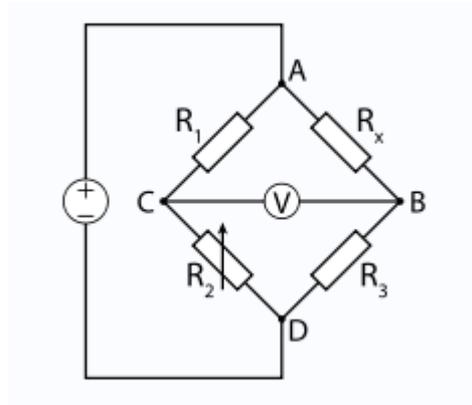
$$\Delta L = \frac{F \cdot L_0}{A \cdot E}$$

Siendo L , F y A longitud, fuerza y sección respectivamente y E el módulo de Young.

$$\Delta L = \frac{150 \cdot 0.2}{2,4 \cdot 10^{-4} \cdot 69000 \cdot 10^6} \rightarrow \Delta L = 1,8 \cdot 10^{-6}m$$

Ahora vemos cuanto varía la resistencia con la fórmula del factor de galga (K) que en el caso de nuestra galga vale 2,120 según la hoja de características y $R_0=120\ \Omega$

$$K = \frac{\Delta R/R_0}{\Delta L/L_0} \rightarrow \Delta R = 2,3 \cdot 10^{-3} \Omega$$



Ahora según se ve la disposición del dibujo del puente de Wheatstone vamos a calcular la tensión que ve el voltímetro siendo R_1 , R_x y R_3 resistencias de $120\ \Omega$ y R_2 la galga extensiométrica, la alimentación se realiza mediante $2,5\ \text{V DC}$. Pero tenemos que tener en cuenta que la fuente no es ideal y que tiene una resistencia interna. En nuestro caso vamos a alimentar el puente a través de un buffer formado por un

operacional LM324 la impedancia de salida de un buffer es

$$R_0 = \frac{r_0}{1 + A_d}$$

Siendo r_0 la resistencia interna del operacional y estimada experimentalmente en unos $47\ \Omega$ y A_d la ganancia diferencial que en nuestro caso es del orden de 10^5 por lo que

$$R_0 = \frac{47}{1 + 10^5} = 4,699 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Que son totalmente despreciables en este caso por lo que no tendremos en cuenta a la hora de los cálculos.

Primero vamos a calcular la resistencia equivalente del puente

$$R_{eq} = \frac{240 \cdot 239,9977}{240 + 239,9977} = 119,9994 \Omega$$

Por lo tanto la corriente que sale de la fuente es

$$I = \frac{V}{R_{eq}} = \frac{2,5}{119,9994} = 0,0208A$$

Ahora hacemos un divisor de corriente para saber que parte de corriente se va por la rama de la galga.

$$I_G = I \cdot \frac{240}{479,9977} = 0,0104 A$$

En la salida de la otra rama la tensión teniendo en cuenta que las dos resistencias son iguales es 1,25 v y en la rama de la galga

$$V_G = I_G \cdot R_G = 0,0104 \cdot 119,9994 = 1,2499V$$

Con lo que la tensión de salida del puente con esta carga es del orden de 10 μ V.

Elección de la alimentación del prototipo

Para alimentar el prototipo se eligen dos pilas de 9V 6LR61 colocadas en serie ya que es una tensión a la que funcionan todos los integrados y se encuentran fácilmente, estas pilas deben ser recargables para no tener que cambiar de pilas muy a menudo y ser fácilmente recargables en el laboratorio ya que se dispone de fuentes de alimentación de continua para poder hacerlo. Se colocan por ello dos pilas recargables de 180mAh que son las que encontré en el mercado midiendo con el polímetro vemos que de cada pila el prototipo consume unos 36mA lo que nos da que las pilas duran unas 5 horas, sería preferible colocar unas de más capacidad para que dure más entre carga y carga aunque con estas es posible hacer una sesión de prácticas con una sola carga de las pilas. Para cortar la alimentación de las placas de coloca seguidamente a las pilas un conmutador de dos polos que corte V+ y V- y así evitar que estén continuamente los circuitos alimentados hasta que se agoten las pilas.

Cálculo de los filtros

Ya que la señal que medimos es de continua todos los filtros que colocamos son filtros pasa bajos, además serán filtros pasivos de primer orden (ya que hemos probado en el circuito con filtros de orden superior pasivos y activos y no se nota mejora con respecto a los pasivos de primer orden), la fórmula general de la frecuencia de corte para ellos es

$$v_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

A la salida del puente ponemos uno doble formado por dos simples con $R= 4,7k\Omega$ y $C= 33nF$ y con un condensador entre ellos de $1,5\mu F$ por lo que la frecuencia de corte de los simples es

$$v_c = \frac{1}{2\pi \cdot 4,7k\Omega \cdot 33nF} = 1026Hz$$

Y la rama común

$$v_c = \frac{1}{2\pi \cdot 4,7k\Omega \cdot 1,5\mu F} = 22,6Hz$$

Con estos ya tenemos un primer filtrado para iniciar las etapas de amplificación sin ruido de muy alta frecuencia, hasta el final donde ponemos un filtro de una frecuencia de corte muy baja con una resistencia de $33k\Omega$ y un condensador de $1\mu F$ con lo que nos queda una frecuencia de corte de

$$v_c = \frac{1}{2\pi \cdot 33k\Omega \cdot 1\mu F} = 4,8Hz$$

Con lo que eliminamos el ruido para medir en continua.

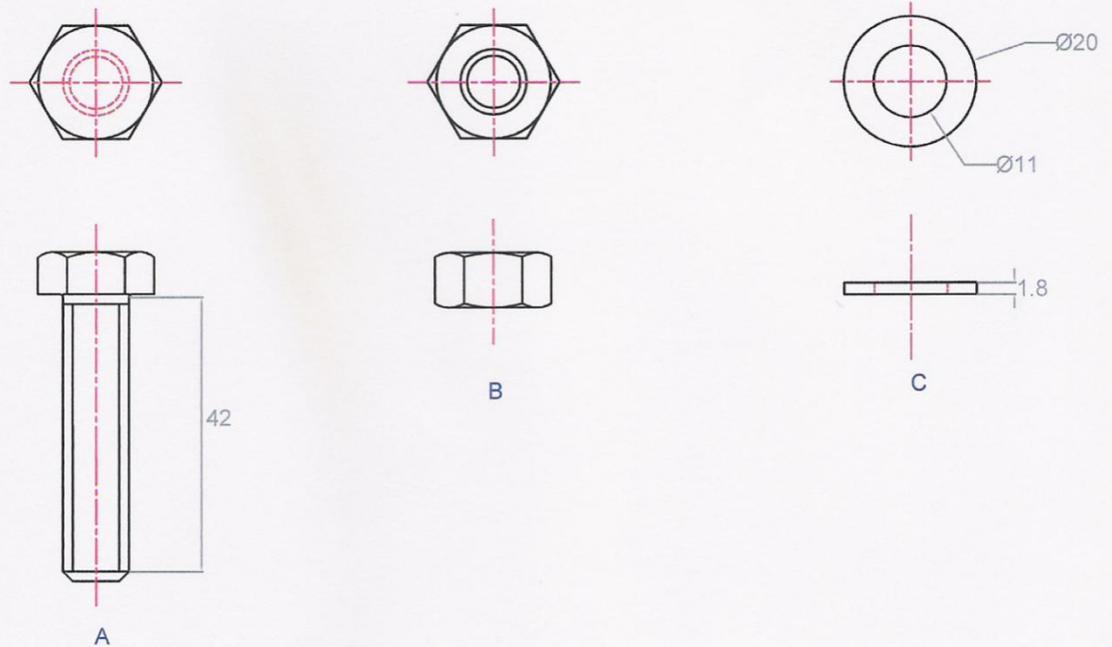
Planos



LEYENDA

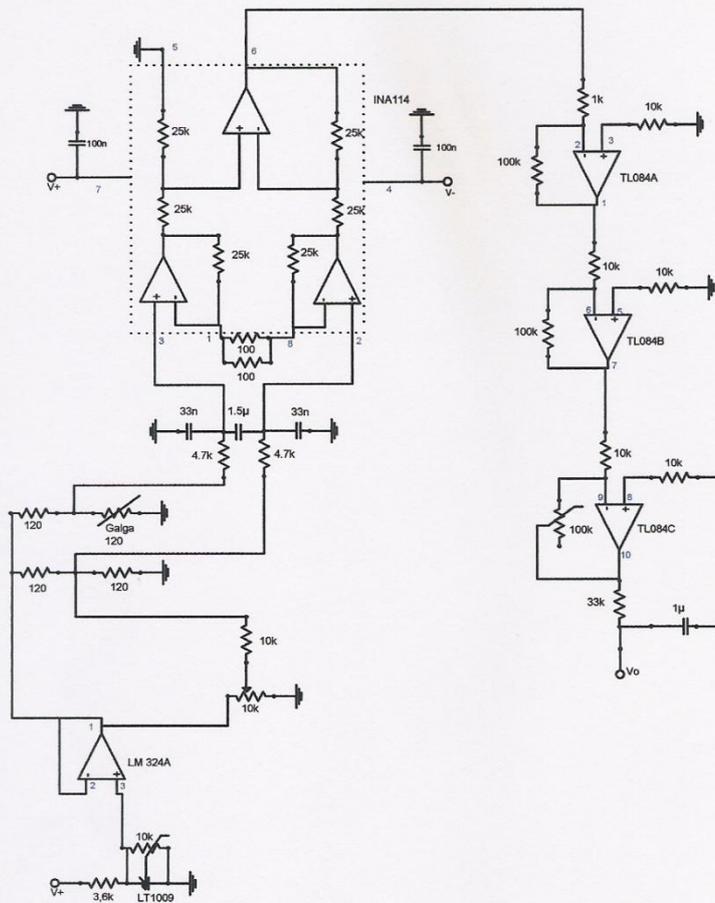
G = galga
extensiométrica

 Universidad Pública de Navarra Nafarroako Unibertsitate Publikoa	E.T.S.I.I.T.		DEPARTAMENTO:	
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL E.		DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA	
PROYECTO:			REALIZADO:	
SENSOR DE PAR PARA UNA DINAMO-FRENO			GAMBRA GARIJO, ANGEL	
PLANO:			FIRMA:	
PLETINA DE CELULA DE CARGA			FECHA:	ESCALA:
				1:1.25
			Nº PLANO:	1



A	Tornillo de métrica 10 x 60 con el espárrago recortado a 42 mm	x2 unidades
B	Tuerca de métrica 10	x2 unidades
C	Arandela plana	x3 unidades

 Universidad Pública de Navarra Nafarroako Unibertsitate Publikoa	E.T.S.I.I.T.		DEPARTAMENTO: DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA	
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL E.		REALIZADO: GAMBRA GARIJO, ANGEL	
PROYECTO: SENSOR DE PAR PARA UNA DINAMO-FRENO			FIRMA:	
PLANO: TORNILLERIA DE LA CELULA DE CARGA			FECHA:	ESCALA: 1:1
				Nº PLANO: 2

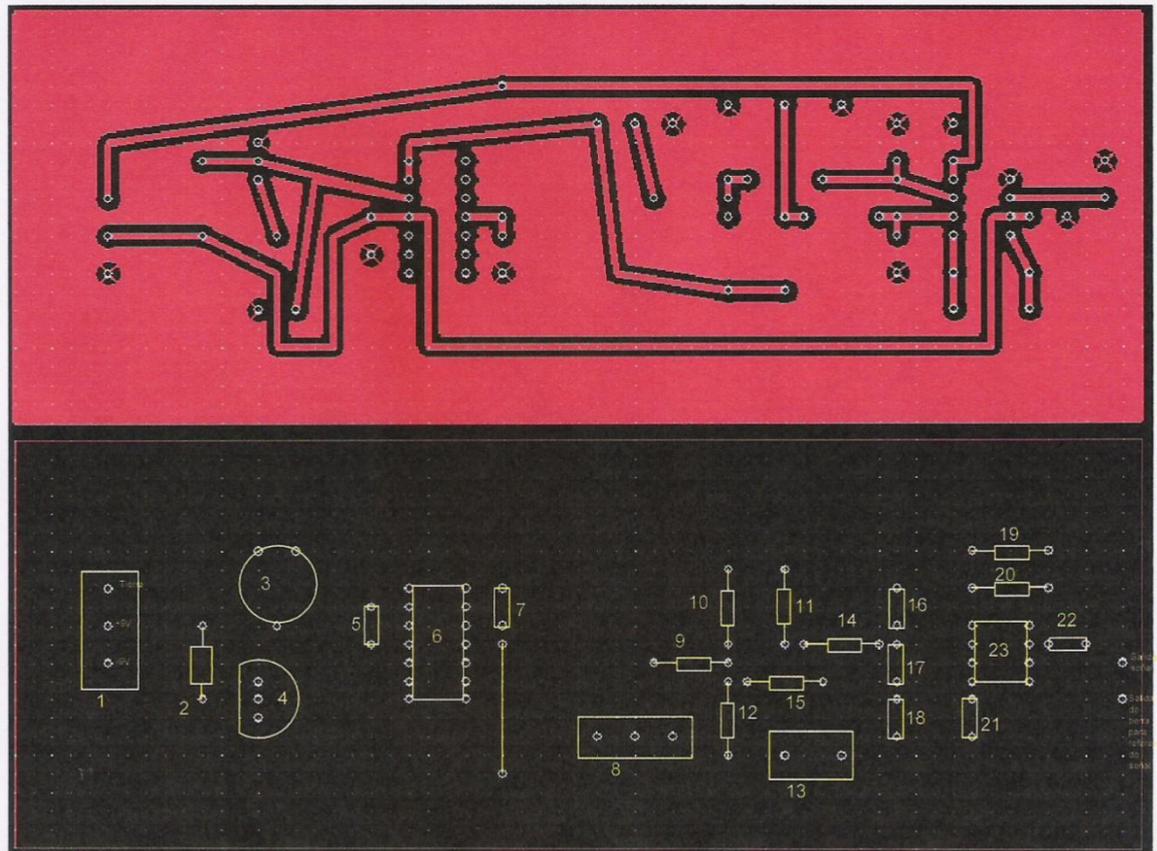


LEYENDA

V+	+9V
V-	-9V
Vo	Señal de salida
LT1009	Señal de tension de precision (2,5V)
LM324	Amplificador operacional cuádruple en el que hay que conectar la patilla 4 a V+ y la 11 a V- en ambos casos con condensadores de desacoplo de 100nF a tierra (Como en INA114)
TL084	Amplificador operacional cuádruple en el que hay que conectar la patilla 4 a V+ y la 11 a V- en ambos casos con condensadores de desacoplo de 100nF a tierra (Como en INA114)
INA114	Amplificador de instrumentacion

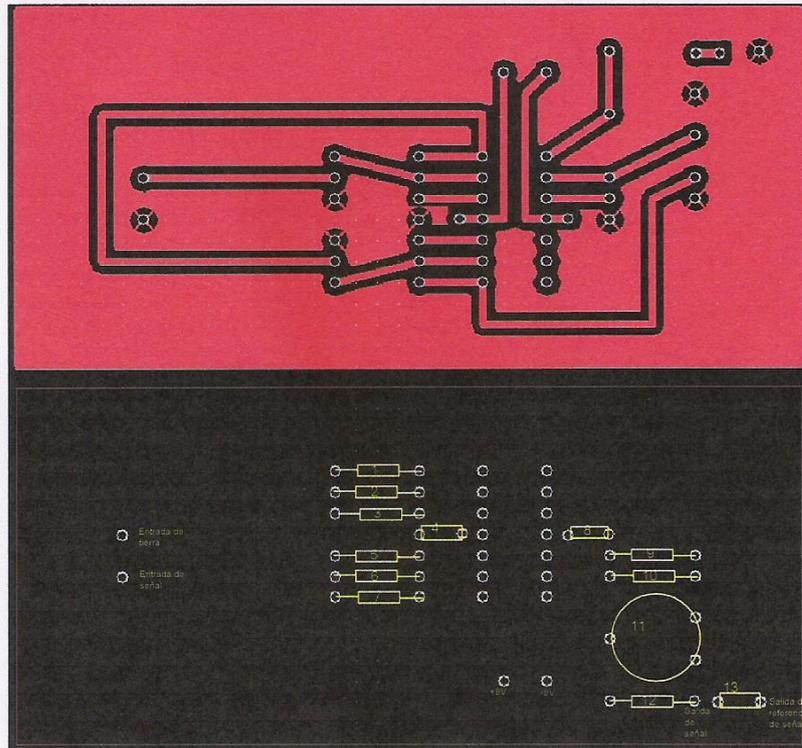
Para mas dudas sobre los circuitos integrados consultar los datasheet del anexo
Las especificaciones de los elementos pasivos se encuentran en el presupuesto.

 Universidad Pública de Navarra Nafarroako Unibertsitate Publikoa	E.T.S.I.I.T.	DEPARTAMENTO: DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA		
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL E.	REALIZADO: GAMBRA GARIJO, ANGEL		
PROYECTO: SENSOR DE PAR PARA UNA DINAMO-FRENO		FIRMA:		
PLANO: ESQUEMA ELECTRICO		FECHA:	ESCALA:	Nº PLANO: 3



- 1 Regleta de entrada de fuerza, antes de ella esta colocado un conmutador de dos polos que corta +9V y -9V
- 2 Resistencia de $3,6k\Omega \pm 5\%$ y $0,4W$
- 3 Trimmer de $10k\Omega$
- 4 LT1009
- 5,7,21 y22 Condensador cerámico de $100nF$
- 6 LM324
- 8 Regleta de entrada potenciómetro de $10k\Omega$
- 9 Resistencia $10k\Omega \pm 5\%$ y $0,25W$
- 10,11 y 12 Resistencia de $120\Omega \pm 1\%$ y $0,6W$
- 13 Regleta de entrada a galga extensiométrica
- 14 y 15 Resistencia de $4,7k\Omega \pm 1\%$ y $0,4W$
- 17 Condensador cerámico de $1,5$ microfaradios
- 16 y 18 Condensador cerámico de $33nF$
- 19 y20 Resistencia de $100\Omega \pm 1\%$ y $0,25W$
- 23 INA114

 Universidad Pública de Navarra <i>Nafarroako</i> <i>Unibertsitate Publikoa</i>	E.T.S.I.I.T.	DEPARTAMENTO: DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA	
	INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL E.		
PROYECTO: SENSOR DE PAR PARA UNA DINAMO-FRENO	REALIZADO: GAMBRA GARIJO, ANGEL		FIRMA:
PLANO: PLACA 1	FECHA:	ESCALA: 1:1	Nº PLANO: 4



1y7	Resistencia 100kΩ±5% y 0,25W
2,3,5,6,9,10	Resistencia 10kΩ±5% y 0,25W
4y8	Condensador cerámico de 100nF
11	Trimmer de 10kΩ
12	Resistencia 33kΩ±5% y 0,4W
13	Condensador cerámico de 1 microfaradio

 Universidad Pública de Navarra Nafarroako Unibertsitate Publikoa	E.T.S.I.I.T. INGENIERO TECNICO INDUSTRIAL E.		DEPARTAMENTO: DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA			
	PROYECTO: SENSOR DE PAR PARA UNA DINAMO-FRENO			REALIZADO: GAMBRA GARIJO, ANGEL		
PLANO: PLACA 2			FIRMA:	FECHA:	ESCALA: 1:1	N° PLANO: 5

Análisis de resultados

Para probar nuestro prototipo lo montaremos en la dinamo-freno y compararemos los resultados obtenidos con los obtenidos con el método de la barra graduada y la pesa.

El montaje que vamos a realizar es usar la máquina asíncrona como motor con un arranque por resistencias rotoricas y como generador la dinamo-freno en excitación en paralelo, se elige esta configuración porque es la que menos cableado exige, como carga se usarán la bancada de resistencias que consta de tres grupos de cuatro resistencias 55,110, 220 y 440 Ω , que si se alimentan a 230V dan unas potencias de 1000,500, 250 y 125W respectivamente, usando una pesa de 3,975 kg lo que suponiendo una $g=9,81\text{m/s}^2$ nos da un peso de 38,99N, salvo en el primer resultado sin carga que la pesa es de 1,125 kg = 11,04N; los resultados obtenidos usando el método de la barra graduada y la pesa son:

Carga (Ω)	Distancia(m)	Par (Nm)
∞	0,550	6,07
146,67	0,186	7,25
110,00	0,204	7,95
88,00	0,219	8,54
73,33	0,231	9,01
62,86	0,247	9,63
55,00	0,264	10,29
48,89	0,280	10,92
44,00	0,290	11,31
40,00	0,304	11,85
36,67	0,315	12,28
33,85	0,329	12,83
31,43	0,339	13,22
29,33	0,351	13,68
27,50	0,359	14,04
25,88	0,374	14,58
24,44	0,381	14,86
23,16	0,394	15,36
22,00	0,404	15,75
20,95	0,415	16,18
20,00	0,424	16,53
19,13	0,433	16,88
18,33	0,446	17,39

Como se observa la máquina sin conectarle ninguna carga ya presenta en el eje un par superior a 6 Nm esto puede ser debido a rozamientos o mal equilibrado del eje solidario de las tres máquinas.

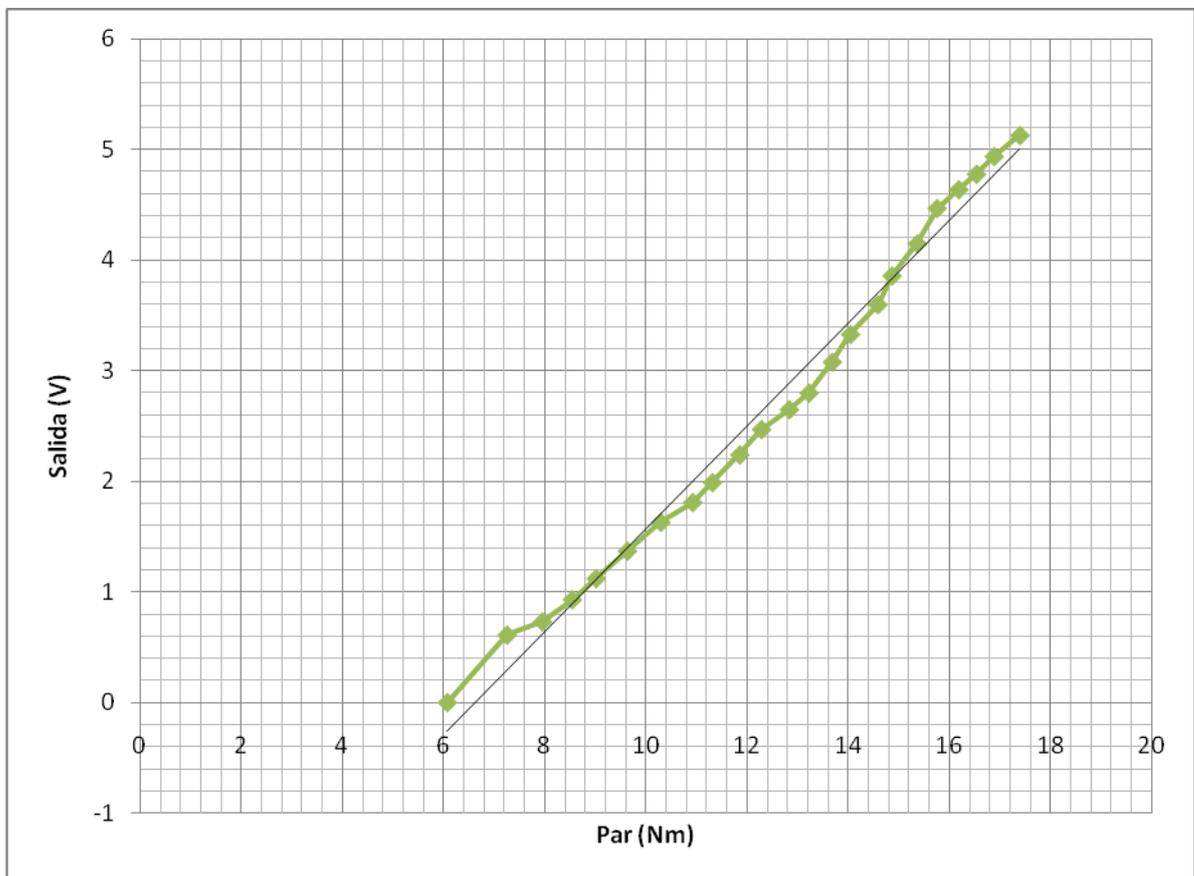
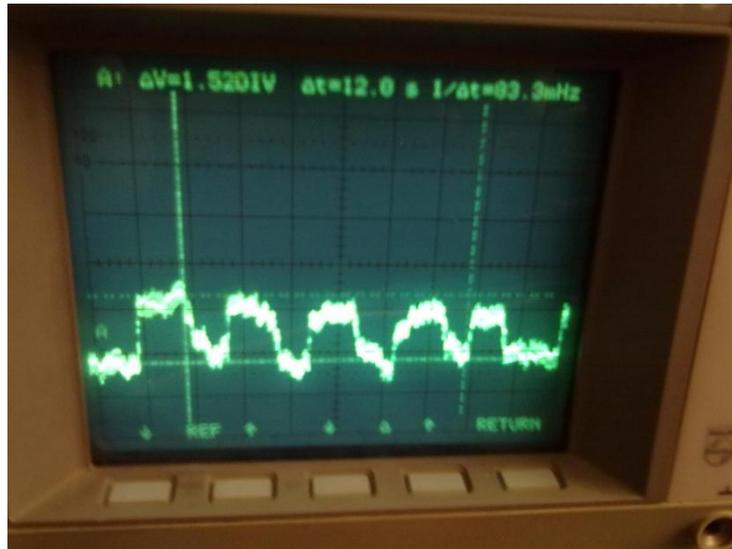
Y estas son las mediciones con el prototipo (en voltios) de las que nos quedamos con la media de ellas para cada carga (valor final en negrita):

Carga(Ω)	146,67	110,00	88,00	73,35	62,86	55,00	48,89	44,00
	0,56	0,72	0,92	1,12	1,36	1,60	1,80	1,84
	0,64	0,76	0,92	1,12	1,36	1,68	1,80	2,00
	0,60	0,72	0,96	1,12	1,40	1,60	1,72	2,00
	0,60	0,72	0,92	1,12	1,40	1,60	1,88	2,00
	0,64	0,72	0,92	1,12	1,36	1,68	1,80	1,92
	0,64	0,76	0,92	1,12	1,36	1,68	1,88	2,08
	0,60	0,76	0,96	1,12	1,36	1,60	1,80	2,08
	0,60	0,72	0,92	1,10	1,40	1,60	1,80	2,00
Media(V)	0,61	0,73	0,93	1,12	1,37	1,63	1,81	1,99

Carga(Ω)	40,00	36,67	33,85	31,43	29,33	27,50	25,88
	2,24	2,48	2,64	2,80	3,04	3,28	3,60
	2,32	2,48	2,56	2,64	3,12	3,36	3,52
	2,24	2,40	2,64	2,80	3,12	3,28	3,60
	2,24	2,48	2,64	2,80	3,04	3,36	3,60
	2,24	2,48	2,64	2,88	3,12	3,36	3,60
	2,16	2,48	2,72	2,80	3,12	3,36	3,60
	2,24	2,56	2,72	2,80	3,04	3,28	3,68
	2,24	2,40	2,64	2,88	3,04	3,36	3,60
Media(V)	2,24	2,47	2,65	2,80	3,08	3,33	3,60

Carga(Ω)	24,44	23,16	22,00	20,95	20	19,13	18,33
	3,84	4,16	4,44	4,60	4,72	4,96	5,12
	3,84	4,08	4,44	4,68	4,72	4,88	5,12
	3,76	4,08	4,36	4,68	4,80	4,96	5,20
	3,84	4,16	4,44	4,60	4,72	4,96	5,12
	3,92	4,16	4,52	4,68	4,72	4,96	5,12
	3,84	4,24	4,52	4,60	5,04	4,88	5,20
	3,92	4,16	4,52	4,60	4,80	4,96	5,04
	3,92	4,16	4,52	4,68	4,72	4,96	5,12
Media(V)	3,86	4,15	4,47	4,64	4,78	4,94	5,13

Los datos los hemos obtenido situando la señal a 0V en vacío y poniendo una carga y accionando los interruptores de esa carga repetidas veces para ver el salto de señal y medirla con los cursores del osciloscopio como en la foto siguiente.



Como se ve en la gráfica, que hemos hecho con los datos, la salida de señal del prototipo sigue más o menos una línea ascendente con el par, pero se observa que no sigue una línea perfecta como habíamos supuesto, ya que la variación de resistencia de la galga es lineal. Esto es debido en gran parte a que la señal de salida del prototipo presenta inestabilidades que no hemos podido eliminar sino solo minimizar, lo que hace que hacer una medida con gran precisión se torne

imposible por la oscilación en la señal de salida y que por si fuera poco también se observa que el rotor no gira uniformemente, por lo que esas vibraciones de par también se observan en la señal de salida como se ve aquí.



Si se ve que coherentemente si el par aumenta la señal de salida también y si disminuye esta la señal disminuye siguiendo vagamente una línea recta, si no existiesen esas inestabilidades seguramente la salida del prototipo seguiría una línea casi perfecta. Además hay que tener en cuenta que el offset de par de la máquina puede no ser constante por lo que cuando tenemos 0V puede que tengamos un poco más o un poco menos de par del que hemos medido (6,07Nm). Si no existiese ese par sin carga nuestra señal partiría del punto 0,0 de la gráfica realizando una línea recta.

Como se ve en la línea de tendencia la pendiente aproximada de la salida en voltios con el par obtenido es de $0,45\text{V/Nm}$ aunque esto es aproximado ya que como digo el hacer una medida con gran precisión es muy difícil debido a las inestabilidades de la señal y además no sabemos si es constante el par de vacío de la máquina de la que partimos con 0V.

Problemas y mejoras

Como se ha visto uno de los problemas que se han aparecido reside en el grupo de máquinas ya que tiene un par alto en vacío, que por si fuese poco no es constante pues en varias medidas realizadas da valores diferentes si este par fuese prácticamente nulo constantemente, con el prototipo sería posible hacer medidas con una precisión no muy alta pero aceptable, en el orden de $\pm 1\text{Nm}$.

También existe el problema de la inestabilidad de la señal que no he conseguido eliminar ni mediante filtrado ni mediante apantallamiento, habría que estudiar cómo conseguir eliminarla, si se consigue la precisión de la medida sería mucho más alta al ser un sistema lineal en el que no existiría apenas ruido de medida y en el que se puede obtener medida de par intermedio a los valores medidos, debido precisamente a su linealidad.

Además si estos problemas se consiguiesen eliminar se podría convertir la señal a una señal digital para sacarla por un display y ver la medida de Nm directamente en él.

Presupuesto

Producto	unidades	Precio por unidad	Precio
Resistencia 120Ω ±1% 0,6w	3	0,0055€	0,02€
Resistencia 3,6kΩ ±5% 0,4w	1	0,0035€	0,01€
Resistencia 10kΩ ±5% 0,25w	6	0,0036€	0,02€
Resistencia 33kΩ ±5% 0,4w	1	0,0020€	0,01€
Resistencia 1kΩ ±5% 0,25w	1	0,0020€	0,01€
Resistencia 100kΩ ±5% 0,25w	2	0,0032€	0,01€
Resistencia 100Ω ±1% 0,25w	2	0,1960€	0,39€
Resistencia 4,7kΩ ±1% 0,4w	2	0,0020€	0,01€
Condensador 100nF cerámico	6	0,0530€	0,32€
Condensador 1μF cerámico	1	0,1392€	0,14€
Condensador 1,5μF cerámico	1	0,1392€	0,14€
Condensador 33nF cerámico	2	0,0390€	0,08€
Potenciómetro 10 kΩ	1	1,8400€	1,84.€
Trimmer 10 kΩ	1	0,0568€	0,06€
Trimmer 100 kΩ	1	0,0568€	0,06€
Amplificador operacional LM324	1	0,4800€	0,48€
Amplificador operacional TL084	1	0,5400€	0,54€
Amplificador de instrumentación INA114	1	11,3200€	11,32€
Referencia de tensión LT1009	1	0,2772€	0,28€
Galga extensiométrica 120Ω	1	5,5400€	5,54€
Conmutador de 2 polos	1	0,8000€	0,80€
Cable apantallado doble	1m	1,5400€	1,54€
Caja metálica	1	4,6000€	4,60€
Chapa de aluminio 300 x 300 x 6	1	5,2800€	5,28€
Placa para circuito impreso	1	2,0000€	2,00€
Regletas	3	0,1500€	0,45€
Cables conectores de pilas	2	0,6000€	1,20€
Pilas 9v	2	4,0000€	8,00€
TOTAL			45,24€

Datasheets



LT1009 Series 2.5V Reference

FEATURES

- Maximum Initial Tolerance: 0.2%
- *Guaranteed* Temperature Stability
- Maximum 0.6 Ω Dynamic Impedance
- Wide Operating Current Range
- Directly Interchangeable with LM136 for Improved Performance
- No Adjustments Needed for Minimum Temperature Coefficient

APPLICATIONS

- Reference for 5V Systems
- 8-Bit A/D and D/A Reference
- Digital Voltmeters
- Current Loop Measurement and Control Systems
- Power Supply Monitor

DESCRIPTION

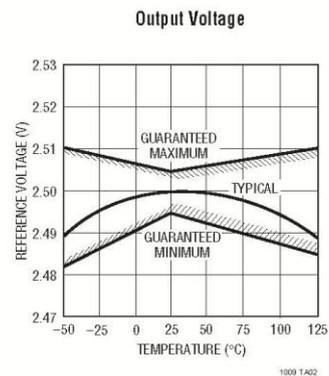
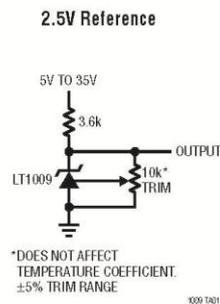
The LT[®]1009 is a precision trimmed 2.5V shunt regulator diode featuring a maximum initial tolerance of only $\pm 5\text{mV}$. The low dynamic impedance and wide operating current range enhances its versatility. The 0.2% reference tolerance is achieved by on-chip trimming which not only minimizes the initial voltage tolerance but also minimizes the temperature drift.

Even though no adjustments are needed with the LT1009, a third terminal allows the reference voltage to be adjusted $\pm 5\%$ to calibrate out system errors. In many applications, the LT1009 can be used as a pin-to-pin replacement of the LM136 and the external trim network eliminated.

For a lower drift 2.5V reference, see the LT1019 data sheet.

LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

TYPICAL APPLICATION

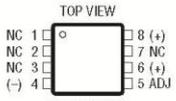
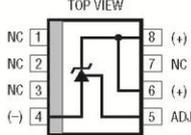
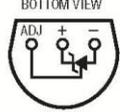


LT1009 Series

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Reverse Current	20mA	Operating Temperature Range	
Forward Current	10mA	LT1009/LT1009C	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C	LT1009I	-40°C to 85°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec).....	300°C	LT1009M (OBSOLETE)	-55°C to 125°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

 <p>BOTTOM VIEW</p> <p>H PACKAGE 3-LEAD TO-46 METAL CAN</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 440^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC} = 80^{\circ}\text{C/W}$</p> <p>OBSOLETE PACKAGE Consider the MS8, S8 or Z Packages for Alternate Source</p>	ORDER PART NUMBER	 <p>TOP VIEW</p> <p>MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 250^{\circ}\text{C/W}$</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1009MH LT1009CH		LT1009CMS8
	MS8 PART MARKING		
		LTQZ	
 <p>TOP VIEW</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 190^{\circ}\text{C/W}$</p>	ORDER PART NUMBER	ORDER PART NUMBER	
	LT1009S8 LT1009IS8	LT1009CZ LT1009IZ	
	S8 PART MARKING		
	1009 1009I		
		 <p>BOTTOM VIEW</p> <p>Z PACKAGE 3-LEAD PLASTIC TO-92</p> <p>$T_{JMAX} = 100^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 160^{\circ}\text{C/W}$</p>	

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.

AVAILABLE OPTIONS

TEMPERATURE	ACCURACY (%)	TEMPERATURE COEFFICIENT (ppm/°C)	PACKAGE STYLE			
			TO-46 (H) OBSOLETE	MSOP-8 (MS8)	SO-8 (S8)	TO-92 (Z)
0°C to 70°C	0.20 0.40	25 25	LT1009CH	LT1009CMS8	LT1009S8	LT1009CZ
-40°C to 85°C	0.20 0.40	35 35			LT1009IS8	LT1009IZ
-55°C to 125°C	0.20	35	LT1009MH			

LT1009 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

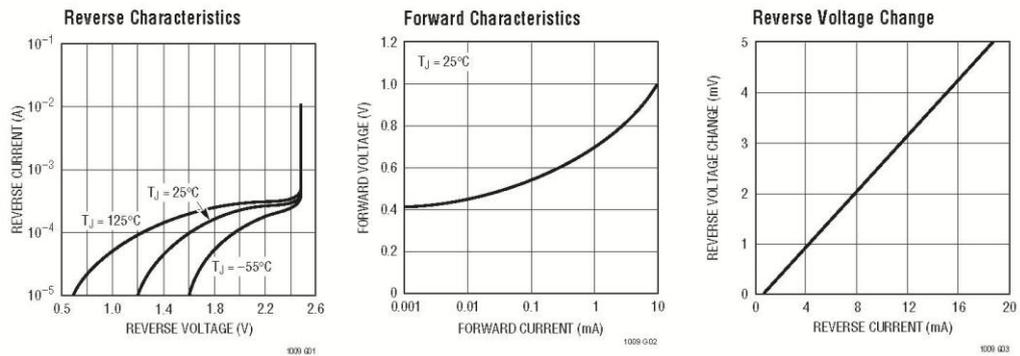
The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are $T_A = 25^\circ\text{C}$.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	LT1009M			LT1009J			LT1009/LT1009C			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_Z	Reverse Breakdown Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{mA}$, H, Z Pkg MS, S Pkg	2.495	2.500	2.505	2.495	2.500	2.505	2.495	2.500	2.505	V
$\frac{\Delta V_Z}{\Delta I_R}$	Reverse Breakdown Change with Current	$400\mu\text{A} \leq I_R \leq 10\text{mA}$	●	2.6	6	●	2.6	10	●	2.6	10	mV
r_Z	Reverse Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{mA}$	●	0.2	0.6	●	0.2	1.0	●	0.2	1.0	Ω
			●	0.4	1.0	●	0.4	1.4	●	0.4	1.4	Ω
	Temperature Stability	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	●	15		●	15		●	1.8	4	mV
$\frac{\Delta V_Z}{\Delta \text{Temp}}$	Average Temperature Coefficient (Notes 2, 3)	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$		15	25		15	25		15	25	ppm/ $^\circ\text{C}$
				25	35		35					ppm/ $^\circ\text{C}$
$\frac{\Delta V_Z}{\Delta \text{Time}}$	Long-Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C} \pm 0.1^\circ\text{C}$, $I_R = 1\text{mA}$		20			20			20		ppm/kHr

Note 1: Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

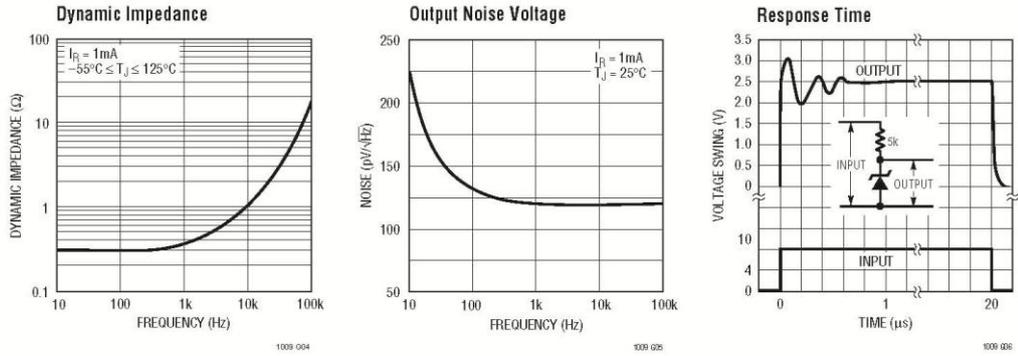
Note 2: Guaranteed by Design.

Note 3: Average temperature coefficient is defined as the total voltage change divided by the specified temperature change.

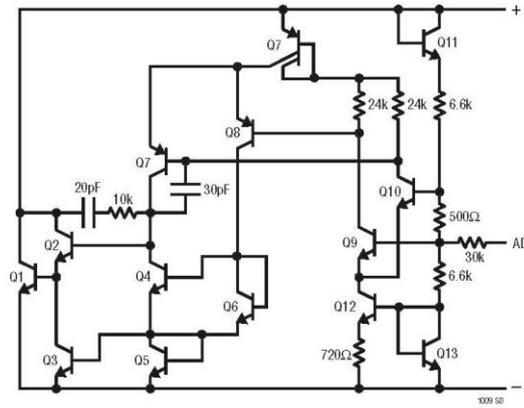
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

LT1009 Series

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

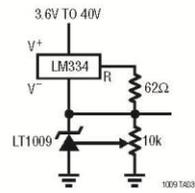


SCHEMATIC DIAGRAM

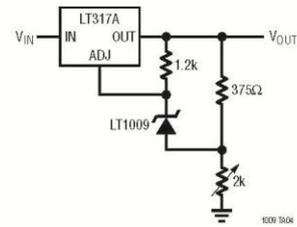


TYPICAL APPLICATIONS

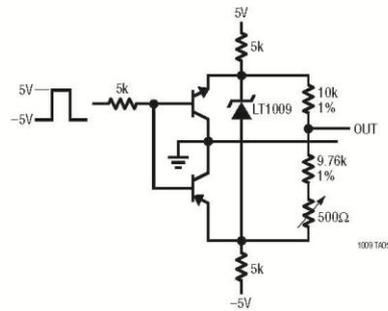
Wide Supply Range, Adjustable Reference



Low Temperature Coefficient Power Regulator

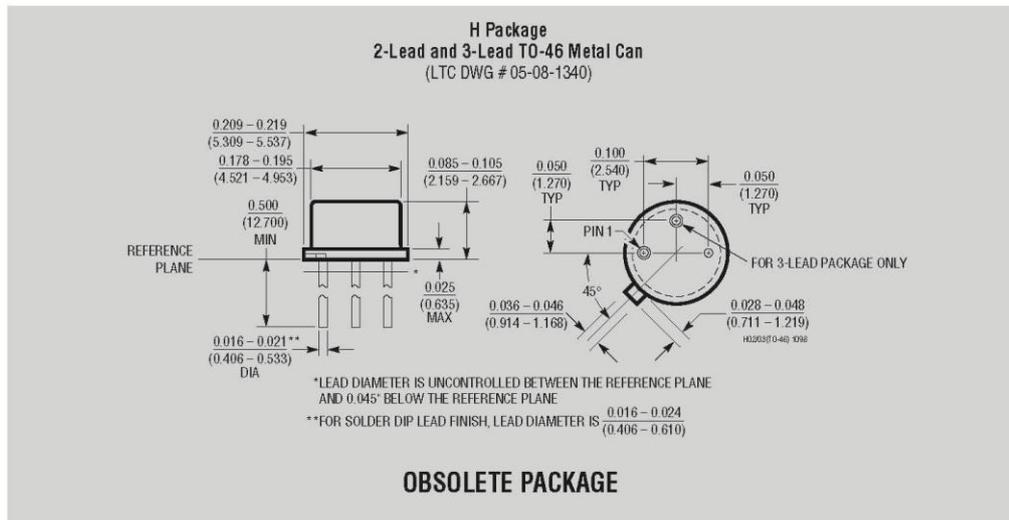


Switchable $\pm 1.25\text{V}$ Bipolar Reference

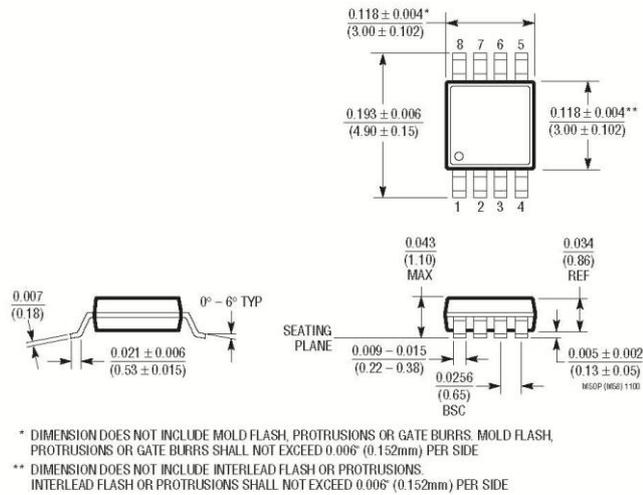


LT1009 Series

PACKAGE DESCRIPTION

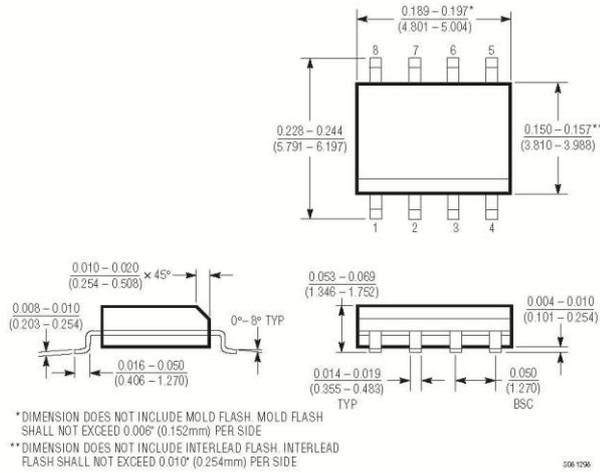


MS8 Package
8-Lead Plastic MSOP
(Reference LTC DWG # 05-08-1660)

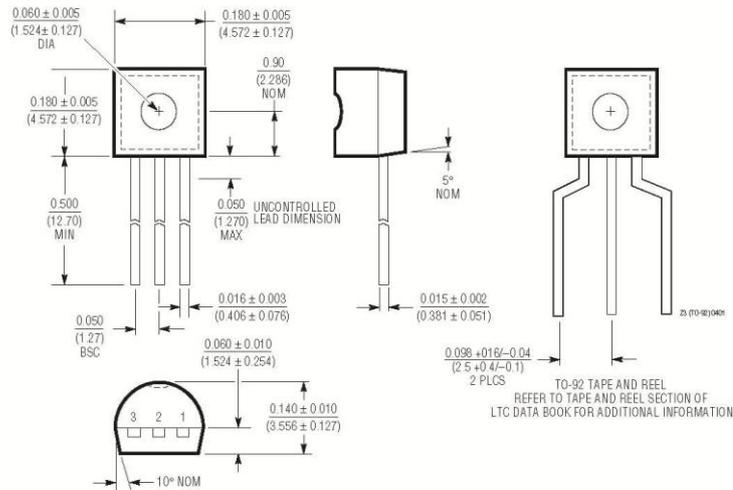


PACKAGE DESCRIPTION

S8 Package
8-Lead Plastic Small Outline (Narrow .150 Inch)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1610)



Z Package
3-Lead Plastic TO-92 (Similar to TO-226)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1410)

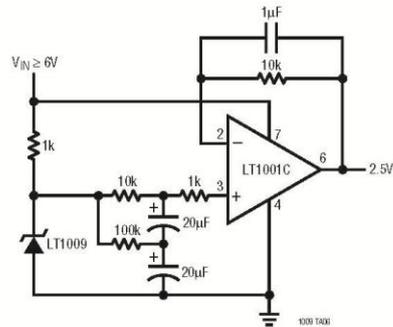


Information furnished by Linear Technology Corporation is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed for its use. Linear Technology Corporation makes no representation that the interconnection of its circuits as described herein will not infringe on existing patent rights.

LT1009 Series

TYPICAL APPLICATION

Low Noise 2.5V Buffered Reference



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1019	Precision Series Reference	Bandgap, 0.05%, 5ppm/°C
LT1236	Precision Series Reference	5V and 10V Zener-Based 5ppm/°C, SO-8 Package
LTC [®] 1798	Micropower Low Dropout Series Reference	0.15% Max, 6.5μA Supply Current
LT1460	Micropower Precision Series Reference	Bandgap, 130μA Supply Current 10ppm/°C, Available in SOT-23
LT1634	Micropower Precision Shunt Voltage Reference	Bandgap 0.05%, 10ppm/°C, 10μA Supply Current
LT1461	Micropower Precision Series Reference	0.04% Max, 3ppm/°C Max, 35μA Supply Current



Linear Technology Corporation
 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417
 (408)432-1900 • FAX: (408)434-0507 • www.linear-tech.com

1009fc LT/TP 0501 1.5K REV C • PRINTED IN USA



©LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 1985



August 2000

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

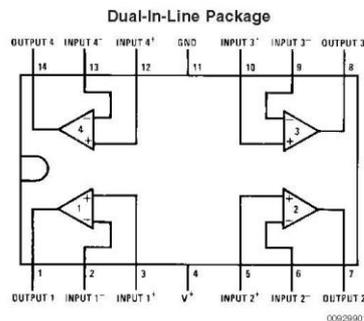
Advantages

- 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 Diagrams

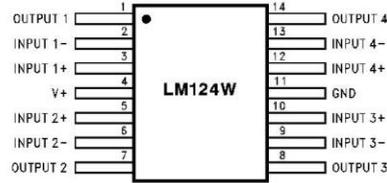


Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883 (Note 2), LM124AJ/883 (Note 1), LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M, LM324MX, LM324AM, LM324AMX, LM2902M, LM2902MX, LM324N, LM324AN, LM324MT, LM324MTX or LM2902N LM124AJRQML and LM124AJRQMLV (Note 3)
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

LM124/LM224/LM324/LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

LM124/LM224/LM324/LM2902

Connection Diagrams (Continued)

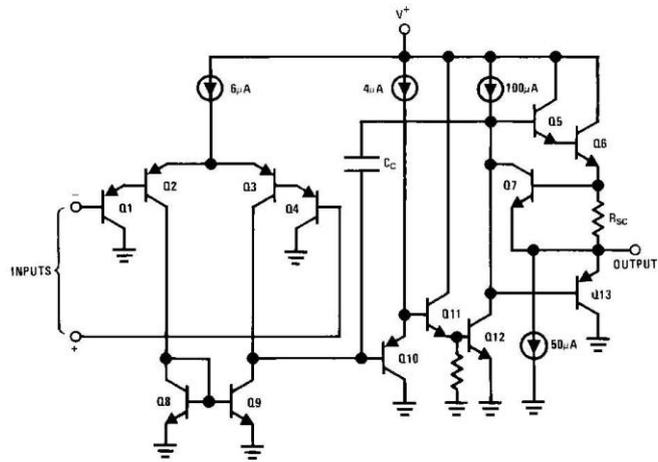


00929983

Order Number LM124A/883, LM124AW/883, LM124W/883 or LM124WG/883
 LM124AWRQML and LM124AWRQMLV (Note 3)
 See NS Package Number W14B
 LM124AWGRQML and LM124AWGRQMLV (Note 3)
 See NS Package Number WG14A

- Note 1: LM124A available per JM38510/11006
- Note 2: LM124 available per JM38510/11005
- Note 3: See STD Mil DWG 5962R99504 for Radiation Tolerant Device

Schematic Diagram (Each Amplifier)



00929902

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	LM2902
	LM124A/LM224A/LM324A	
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 ⁺ ≤ 15V and T _A = 25°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°C	1	2		1	3		2	3		mV
Input Bias Current (Note 9)	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C	20	50		40	80		45	100		nA
Input Offset Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C	2	10		2	15		5	30		nA
Input Common-Mode Voltage Range (Note 10)	V ⁺ = 30V, (LM2902, V ⁺ = 26V), T _A = 25°C	0	V ⁺ -1.5		0	V ⁺ -1.5		0	V ⁺ -1.5		V
Supply Current	Over Full Temperature Range R _L = ∞ On All Op Amps V ⁺ = 30V (LM2902 V ⁺ = 26V) V ⁺ = 5V										mA
Large Signal Voltage Gain	V ⁺ = 15V, R _L ≥ 2kΩ, (V _O = 1V to 11V), T _A = 25°C	50	100		50	100		25	100		V/mV
Common-Mode	DC, V _{CM} = 0V to V ⁺ - 1.5V,	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	
Rejection Ratio	T _A = 25°C										
Power Supply Rejection Ratio	V ⁺ = 5V to 30V (LM2902, V ⁺ = 5V to 26V), T _A = 25°C	65	100		65	100		65	100	dB	
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 11)	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C (Input Referred)			-120			-120			-120	
Output Current	Source V _{IN+} = 1V, V _{IN-} = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C	20	40		20	40		20	40	mA	
	Sink V _{IN-} = 1V, V _{IN+} = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C	10	20		10	20		10	20		
	Sink V _{IN-} = 1V, V _{IN+} = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 200 mV, T _A = 25°C	12	50		12	50		12	50	μA	
Short Circuit to Ground	(Note 5) V ⁺ = 15V, T _A = 25°C	40	60		40	60		40	60	mA	
Input Offset Voltage	(Note 8)			4			4			5	
V _{OS} Drift	R _S = 0Ω		7	20		7	20		7	30	
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V			30			30			75	
I _{OS} Drift	R _S = 0Ω		10	200		10	200		10	300	
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)}		40	100		40	100		40	200	
Input Common-Mode Voltage Range (Note 10)	V ⁺ = +30V (LM2902, V ⁺ = 26V)	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	
Large Signal Voltage Gain	V ⁺ = +15V (V _O Swing = 1V to 11V) R _L ≥ 2 kΩ	25			25			15			
Output Voltage Swing	V _{OH} V ⁺ = 30V R _L = 2 kΩ (LM2902, V ⁺ = 26V)	26			26			26			
	V _{OL} V ⁺ = 5V, R _L = 10 kΩ		5	20		5	20		5	20	
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°C		2	5		2	7		2	7	
Input Bias Current (Note 9)	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C		45	150		45	250		45	250	
Input Offset Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C		3	30		5	50		5	50	
Input Common-Mode Voltage Range (Note 10)	V ⁺ = 30V, (LM2902, V ⁺ = 26V), T _A = 25°C	0		V ⁺ -1.5	0		V ⁺ -1.5	0		V ⁺ -1.5	

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	
Supply Current	Over Full Temperature Range R _L = ∞ On All Op Amps V ⁺ = 30V (LM2902 V ⁺ = 26V) V ⁺ = 5V			1.5	3		1.5	3		1.5	3	mA
Large Signal Voltage Gain	V ⁺ = 15V, R _L ≥ 2kΩ, (V _O = 1V to 11V), T _A = 25°C		50	100		25	100		25	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, V _{CM} = 0V to V ⁺ - 1.5V, T _A = 25°C		70	85		65	85		50	70		dB
Power Supply Rejection Ratio	V ⁺ = 5V to 30V (LM2902, V ⁺ = 5V to 26V), T _A = 25°C		65	100		65	100		50	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 11)	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C (Input Referred)		-120			-120			-120			dB
Output Current	Source	V _{IN} ⁺ = 1V, V _{IN} ⁻ = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C	20	40		20	40		20	40		mA
		V _{IN} ⁻ = 1V, V _{IN} ⁺ = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C	10	20		10	20		10	20		
	Sink	V _{IN} ⁻ = 1V, V _{IN} ⁺ = 0V, V ⁺ = 15V, V _O = 200 mV, T _A = 25°C	12	50		12	50		12	50		μA
Short Circuit to Ground	(Note 5) V ⁺ = 15V, T _A = 25°C		40	60		40	60		40	60		mA
Input Offset Voltage	(Note 8)		7			7			9			mV
V _{OS} Drift	R _S = 0Ω		7			7			7			μV/°C
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V		100			150			45 200			nA
I _{OS} Drift	R _S = 0Ω		10			10			10			pA/°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 ≥ 2 kΩ		25			15			15			V/mV
Output Voltage Swing	V _{OH}	V ⁺ = 30V (LM2902, V ⁺ = 26V)	R _L = 2 kΩ			26			22			V
		R _L = 10 kΩ			27	28	27	28	23	24		
	V _{OL}	V ⁺ = 5V, R _L = 10 kΩ				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	10	20		mA
			V _{IN} ⁻ = +1V, V _{IN} ⁺ = 0V, V ⁺ = 15V		5	8	5	8	5	8		

Note 4: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A/LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 88°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°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.

LM124/LM224/LM324/LM2902

Electrical Characteristics (Continued)

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: $V_{O1} = 1.4V$, $R_{\theta} = 0\Omega$ 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.

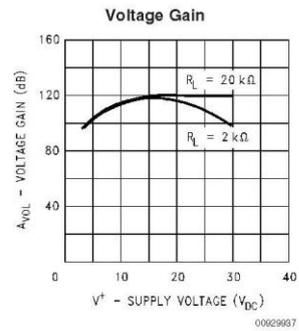
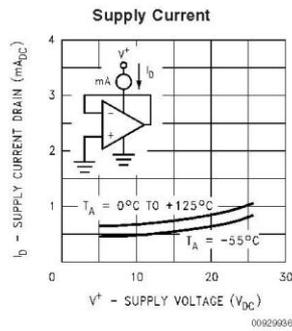
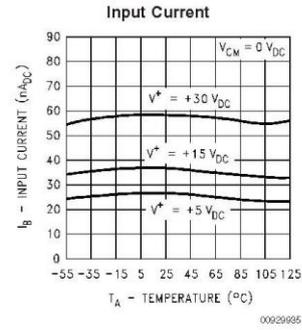
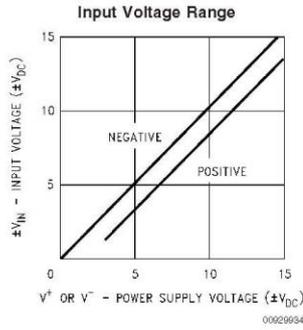
Note 10: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at $25^\circ C$). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ (at $25^\circ C$), but either or both inputs can go to +32V without damage (+26V for LM2902),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

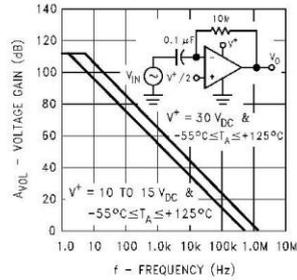
Note 13: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Typical Performance Characteristics



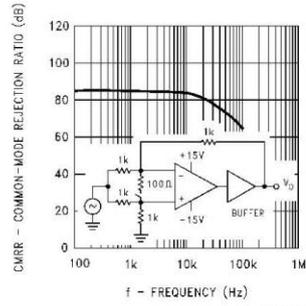
Typical Performance Characteristics (Continued)

Open Loop Frequency Response



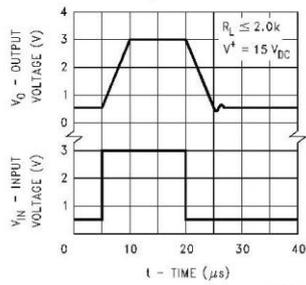
00929938

Common Mode Rejection Ratio



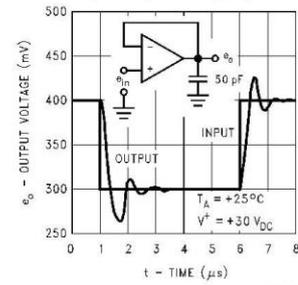
00929939

Voltage Follower Pulse Response



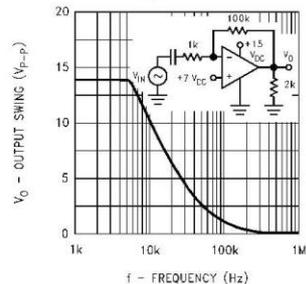
00929940

Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)



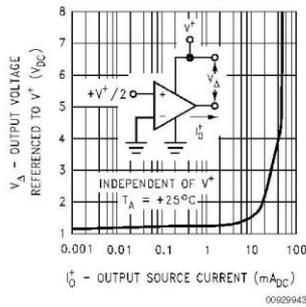
00929941

Large Signal Frequency Response



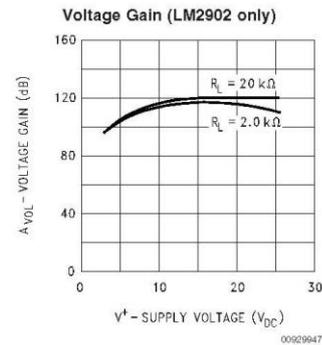
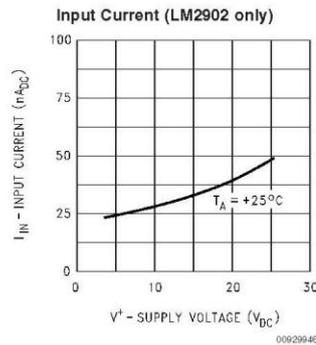
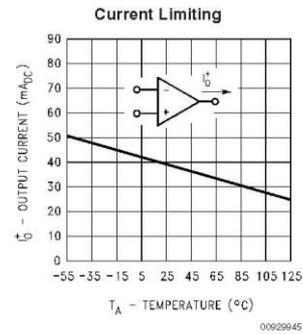
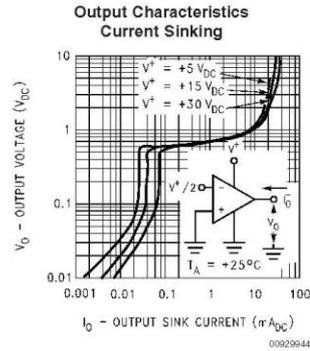
00929942

Output Characteristics Current Sourcing



00929943

Typical Performance Characteristics (Continued)



Application Hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of $0 V_{DC}$. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At $25^\circ C$ amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of $2.3 V_{DC}$.

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

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

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection

should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3 V_{DC}$ (at $25^\circ C$). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

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

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion.

Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

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

Application Hints (Continued)

The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DC} to 30 V_{DC} .

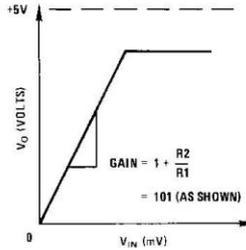
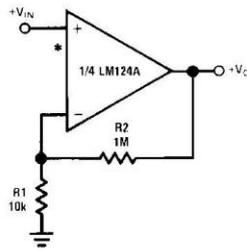
Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive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

output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

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

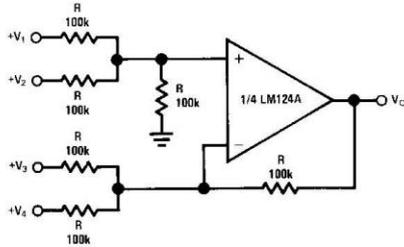
Typical Single-Supply Applications ($V^* = 5.0 V_{DC}$)

Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)



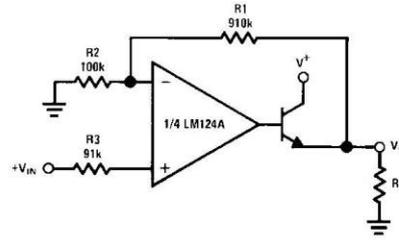
*R1 not needed due to temperature independent I_{IN}

DC Summing Amplifier
($V_{IN'S} \geq 0 V_{DC}$ and $V_O \geq V_{DC}$)



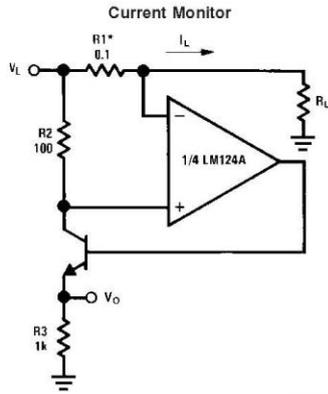
Where: $V_O = V_1 + V_2 - V_3 - V_4$
($V_1 + V_2 \geq (V_3 + V_4)$ to keep $V_O > 0 V_{DC}$)

Power Amplifier



$V_O = 0 V_{DC}$ for $V_{IN} = 0 V_{DC}$
 $A_V = 10$

Typical Single-Supply Applications
($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

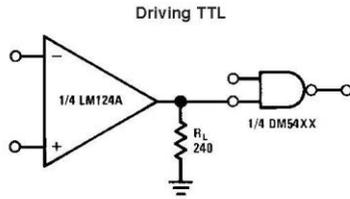


00929912

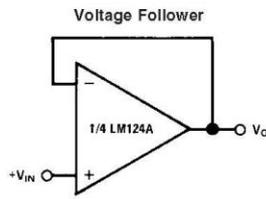
$$V_O = \frac{1V(I_L)}{1A}$$

$$V_L \leq V^+ - 2V$$

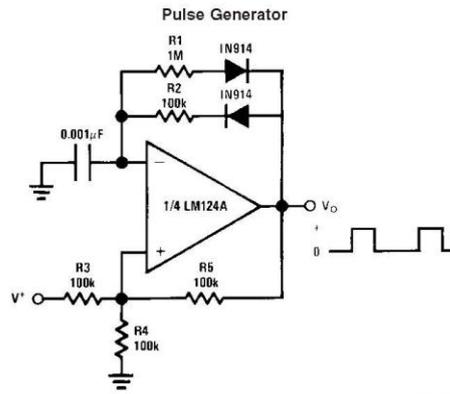
*(Increase R1 for I_L small)



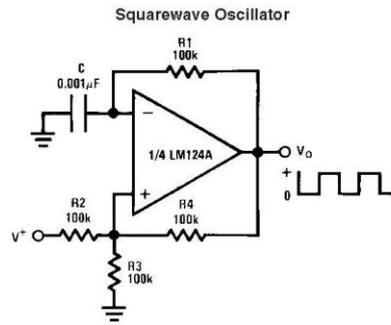
00929913



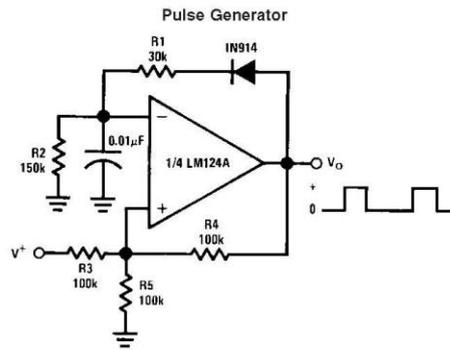
00929914



00929915



00929916

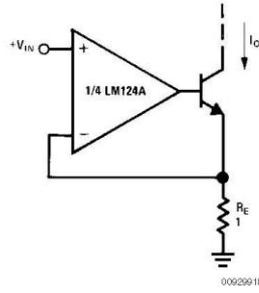


00929917

LM124/LM224/LM324/LM2902

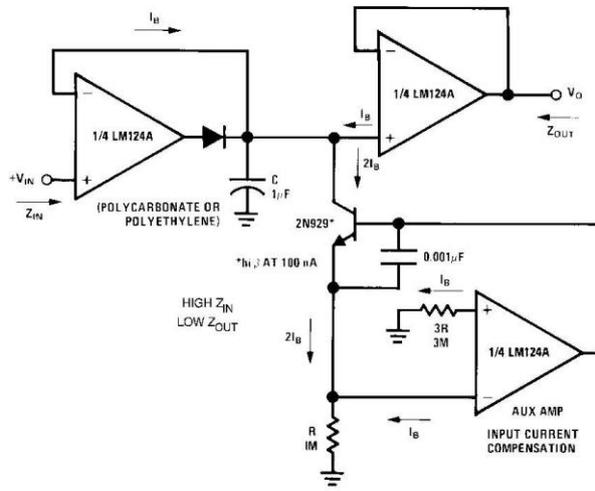
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

High Compliance Current Sink



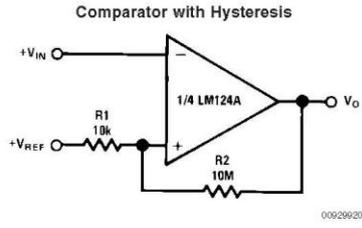
$I_O = 1 \text{ amp/volt } V_{IN}$
(Increase R_E for I_O small)

Low Drift Peak Detector

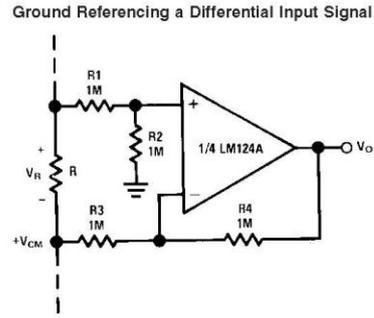


00929919

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

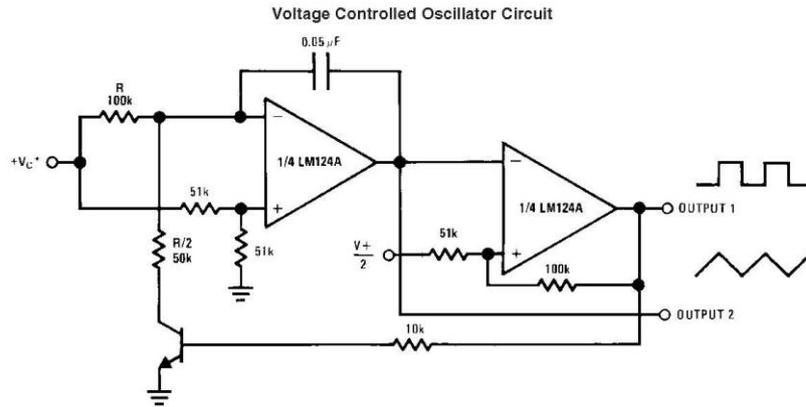


00029920



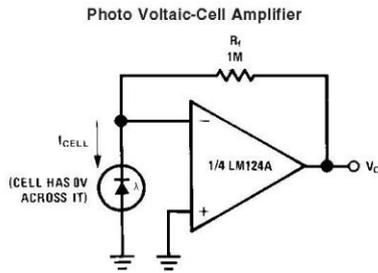
$V_O = V_R$

00029921



00029922

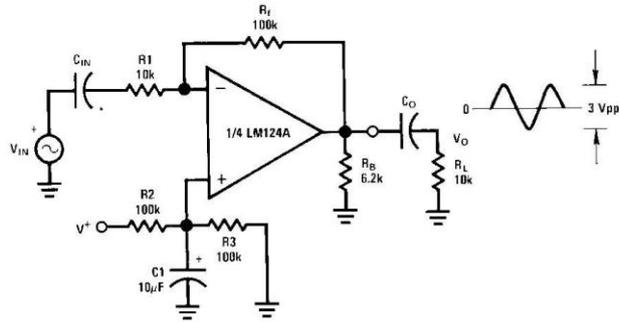
*Wide control voltage range: $0 V_{DC} \leq V_C \leq 2 (V^+ - 1.5 V_{DC})$



00029923

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

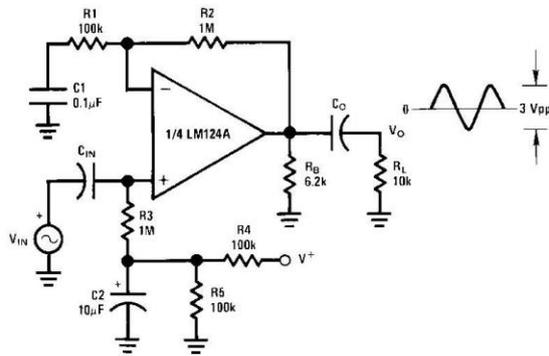
AC Coupled Inverting Amplifier



00929924

$$A_V = -\frac{R_f}{R_1} \text{ (As shown, } A_V = 10\text{)}$$

AC Coupled Non-Inverting Amplifier



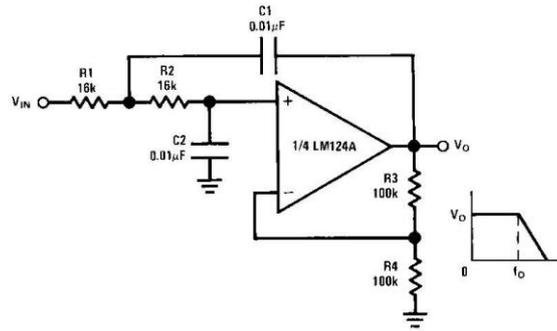
00929925

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$A_V = 11 \text{ (As shown)}$$

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

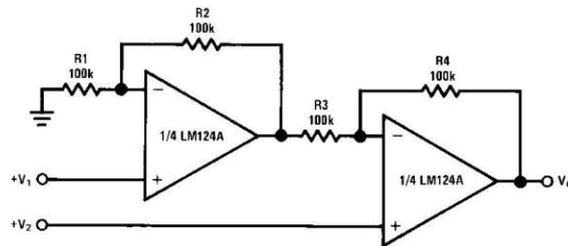
DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



00929926

$f_O = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 1$
 $A_V = 2$

High Input Z, DC Differential Amplifier



00929927

For $\frac{R1}{R2} = \frac{R4}{R3}$ (CMRR depends on this resistor ratio match)

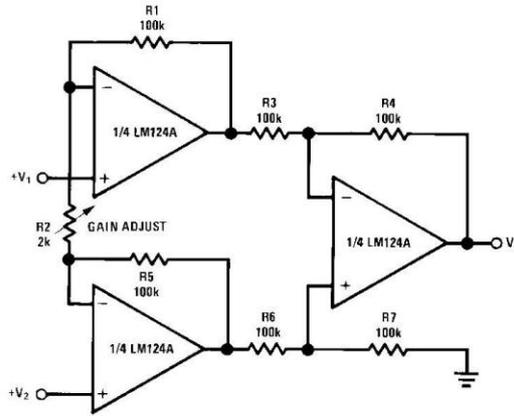
$V_O = 1 \mid \frac{R4}{R3} (V_2 - V_1)$

As shown: $V_O = 2(V_2 - V_1)$

LM124/LM224/LM324/LM2902

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

High Input Z Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier



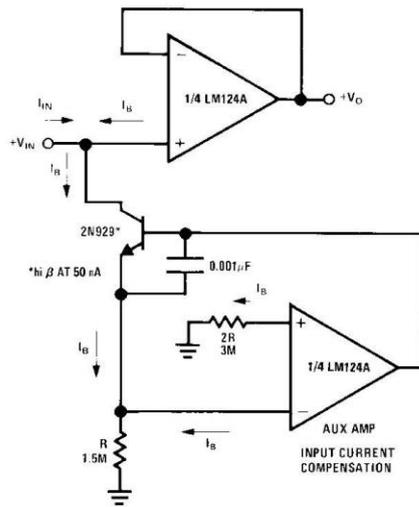
00029928

If $R1 = R5$ & $R3 = R4 = R6 = R7$ (CMRR depends on match)

$$V_O = 1 - \frac{2R1}{R2} (V_2 - V_1)$$

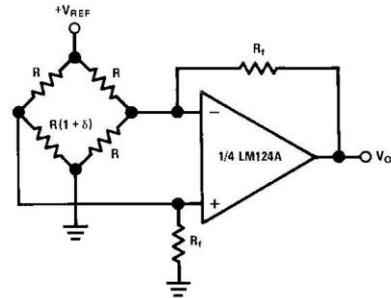
As shown $V_O = 101 (V_2 - V_1)$

Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



00929929

Bridge Current Amplifier



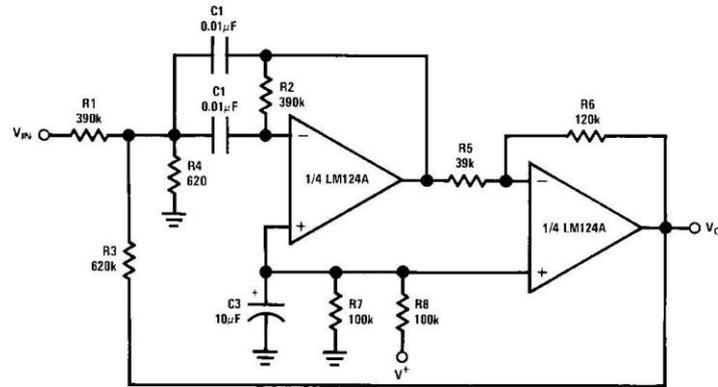
00929930

For $\delta \ll 1$ and $R_f \gg R$

$$V_O = V_{REF} \left(\frac{\delta}{2} \right) \frac{R_f}{R}$$

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

Bandpass Active Filter

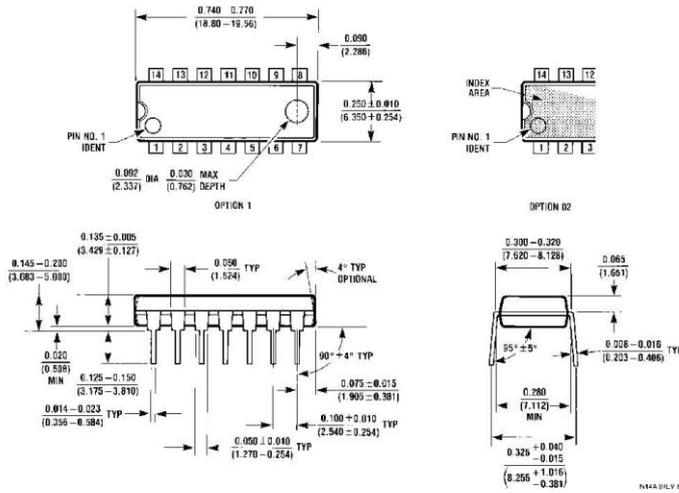


$f_C = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 25$

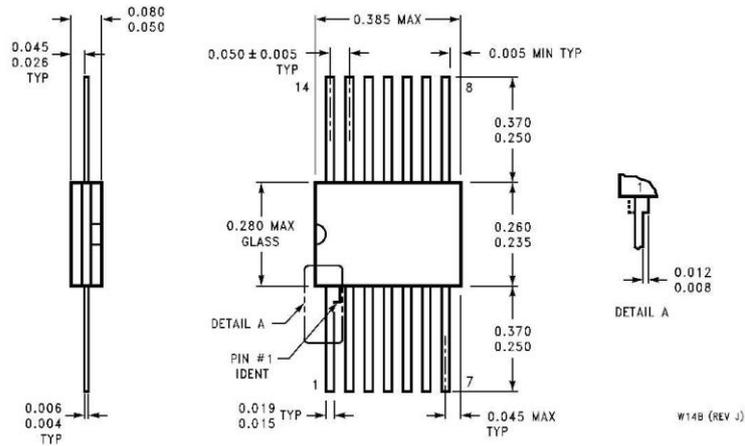
00929981

LM124/LM224/LM324/LM2902

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

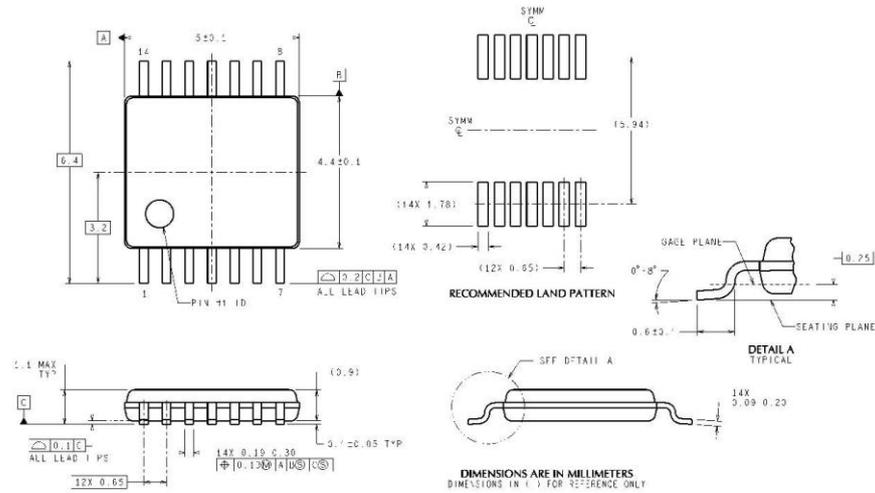


Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number LM324N, LM324AN or LM2902N
 NS Package Number N14A



Ceramic Flatpak Package
 Order Number JL124ABDA, JL124ABZA, JL124ASDA, JL124BDA, JL124BZA,
 JL124SDA, LM124AW/883, LM124AWG/883, LM124W/883 or LM124WG/883
 NS Package Number W14B

Physical Dimensions

 inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)


LIFE SUPPORT POLICY

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

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

BANNED SUBSTANCE COMPLIANCE

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

 National Semiconductor
 Americas Customer
 Support Center
 Email: new.feedback@nsc.com
 Tel: 1-800-272-9959
 www.national.com

National Semiconductor
 Europe Customer Support Center
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
 Asia Pacific Customer
 Support Center
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
 Japan Customer Support Center
 Fax: 81-3-5639-7507
 Email: jpn.feedback@nsc.com
 Tel: 81-3-5639-7560

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.


INA114

Precision INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- **LOW OFFSET VOLTAGE:** 50 μ V max
- **LOW DRIFT:** 0.25 μ V/ $^{\circ}$ C max
- **LOW INPUT BIAS CURRENT:** 2nA max
- **HIGH COMMON-MODE REJECTION:** 115dB min
- **INPUT OVER-VOLTAGE PROTECTION:** \pm 40V
- **WIDE SUPPLY RANGE:** \pm 2.25 to \pm 18V
- **LOW QUIESCENT CURRENT:** 3mA max
- **8-PIN PLASTIC AND SOL-16**

APPLICATIONS

- **BRIDGE AMPLIFIER**
- **THERMOCOUPLE AMPLIFIER**
- **RTD SENSOR AMPLIFIER**
- **MEDICAL INSTRUMENTATION**
- **DATA ACQUISITION**

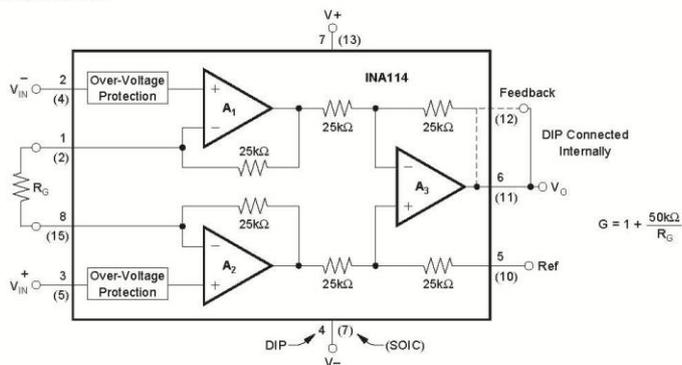
DESCRIPTION

The INA114 is a low cost, general purpose instrumentation amplifier offering excellent accuracy. Its versatile 3-op amp design and small size make it ideal for a wide range of applications.

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. Internal input protection can withstand up to \pm 40V without damage.

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage (50 μ V), drift (0.25 μ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (115dB at G = 1000). It operates with power supplies as low as \pm 2.25V, allowing use in battery operated and single 5V supply systems. Quiescent current is 3mA maximum.

The INA114 is available in 8-pin plastic and SOL-16 surface-mount packages. Both are specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C temperature range.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (620) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (620) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

©1992 Burr-Brown Corporation

PDS-1142D

Printed in U.S.A. March, 1998

SBOS014

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

All $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA114BP, BU			INA114AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT								
Offset Voltage, RTI	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} $V_S = \pm 2.25\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$		$\pm 10 + 20/\text{G}$	$\pm 50 + 100/\text{G}$		$\pm 25 + 30/\text{G}$	$\pm 125 + 500/\text{G}$	μV
Initial vs Temperature			$\pm 0.1 + 0.5/\text{G}$	$\pm 0.25 + 5/\text{G}$		$\pm 0.25 + 5/\text{G}$	$\pm 1 + 10/\text{G}$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Power Supply				$0.5 + 2/\text{G}$	$3 + 10/\text{G}$	*	*	$\mu\text{V}/\text{V}$
Long-Term Stability				$\pm 0.2 + 0.5/\text{G}$		*	*	$\mu\text{V}/\text{mo}$
Impedance, Differential				$10^{10} \parallel 6$		*	*	$\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode			$10^{10} \parallel 6$		*	*	$\Omega \parallel \text{pF}$	
Input Common-Mode Range		± 11	± 13.5		*	*	V	
Safe Input Voltage				± 40			V	
Common-Mode Rejection	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$							
	$G = 1$	80	96		75	90		dB
	$G = 10$	96	115		90	106		dB
	$G = 100$	110	120		106	110		dB
	$G = 1000$	115	120		106	110		dB
BIAS CURRENT								
vs Temperature			± 0.5	± 2		*	± 5	nA
			± 8			*		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
OFFSET CURRENT								
vs Temperature			± 0.5	± 2		*	± 5	nA
			± 8			*		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
NOISE VOLTAGE, RTI	$G = 1000$, $R_S = 0\Omega$							
$f = 10\text{Hz}$			15			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 100\text{Hz}$			11			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 1\text{kHz}$			11			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_0 = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz			0.4			*		$\mu\text{Vp-p}$
Noise Current								
$f = 10\text{Hz}$			0.4			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 1\text{kHz}$			0.2			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_0 = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz			18			*		pAp-p
GAIN								
Gain Equation			$1 + (50\text{k}\Omega/R_S)$		*	*		V/V
Range of Gain		1		10000	*	*	*	V/V
Gain Error	$G = 1$		± 0.01	± 0.05		*	*	%
	$G = 10$		± 0.02	± 0.4		*	± 0.5	%
	$G = 100$		± 0.05	± 0.5		*	± 0.7	%
	$G = 1000$		± 0.5	± 1		*	± 2	%
Gain vs Temperature	$G = 1$		± 2	± 10		*	± 10	ppm/ $^\circ\text{C}$
$50\text{k}\Omega$ Resistance ⁽¹⁾	$G = 1$		± 25	± 100		*	*	ppm/ $^\circ\text{C}$
Nonlinearity	$G = 1$		± 0.0001	± 0.001		*	± 0.002	% of FSR
	$G = 10$		± 0.0005	± 0.002		*	± 0.004	% of FSR
	$G = 100$		± 0.0005	± 0.002		*	± 0.004	% of FSR
	$G = 1000$		± 0.002	± 0.01		*	± 0.02	% of FSR
OUTPUT								
Voltage	$I_S = 5\text{mA}$, T_{MIN} to T_{MAX} $V_S = \pm 11.4\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$ $V_S = \pm 2.25\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$	± 13.5	± 13.7		*	*		V
		± 10	± 10.5		*	*		V
		± 1	± 1.5		*	*		V
Load Capacitance Stability			1000		*	*		pF
Short Circuit Current			$+20/-15$		*	*		mA
FREQUENCY RESPONSE								
Bandwidth, -3dB	$G = 1$		1			*		MHz
	$G = 10$		100			*		kHz
	$G = 100$		10			*		kHz
	$G = 1000$		1			*		kHz
Slew Rate	$V_O = \pm 10\text{V}$, $G = 10$	0.3	0.6		*	*		V/ μs
Settling Time, 0.01%	$G = 1$		18			*		μs
	$G = 10$		20			*		μs
	$G = 100$		120			*		μs
	$G = 1000$		1100			*		μs
Overload Recovery	50% Overdrive		20			*		μs
POWER SUPPLY								
Voltage Range		± 2.25	± 15	± 18	*	*	*	V
Current	$V_{IN} = 0\text{V}$		± 2.2	± 3	*	*	*	mA
TEMPERATURE RANGE								
Specification		-40		85	*	*	*	$^\circ\text{C}$
Operating		-40		125	*	*	*	$^\circ\text{C}$
θ_{JA}			80		*	*	*	$^\circ\text{C}/\text{W}$

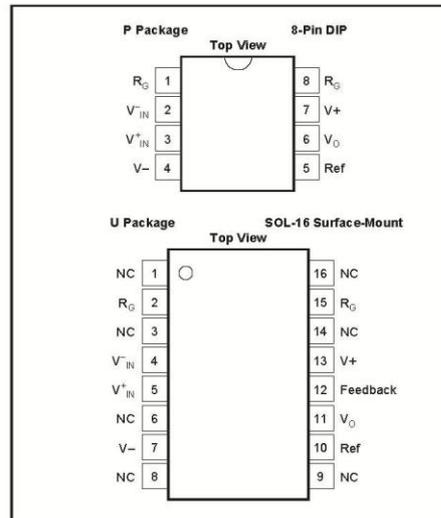
* Specification same as INA114BP/BU.

NOTE: (1) Temperature coefficient of the "50k Ω " term in the gain equation.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

BURR-BROWN
INA114

PIN CONFIGURATIONS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	±18V
Input Voltage Range	±40V
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	-40°C to +125°C
Storage Temperature	-40°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage.


ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

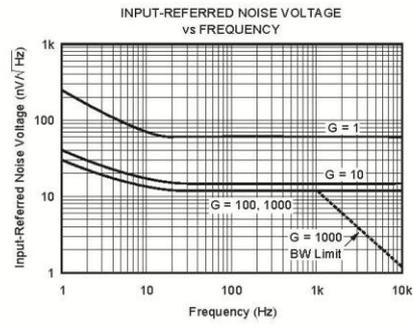
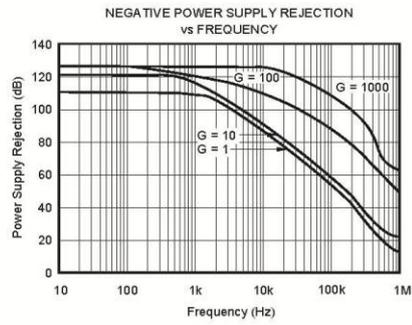
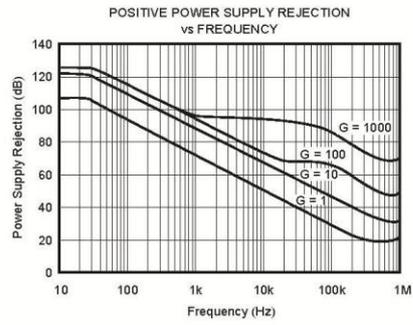
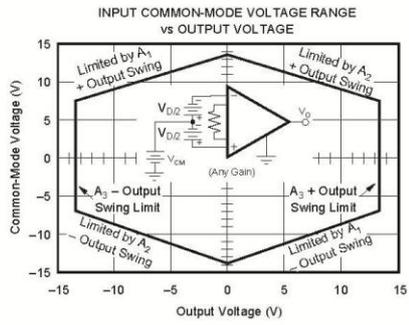
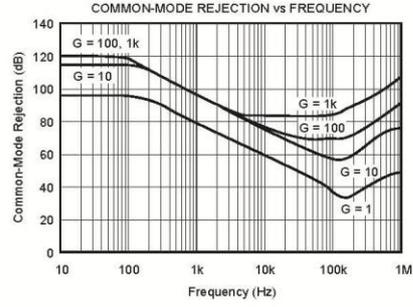
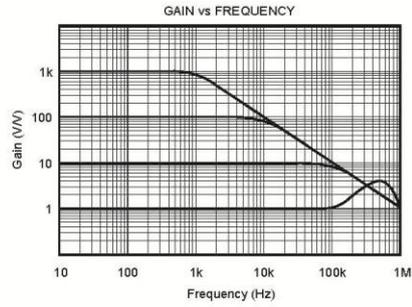
PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
INA114AP	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA114BP	8-Pin Plastic DIP	006	-40°C to +85°C
INA114AU	SOL-16 Surface-Mount	211	-40°C to +85°C
INA114BU	SOL-16 Surface-Mount	211	-40°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

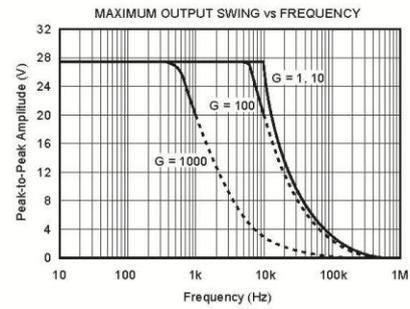
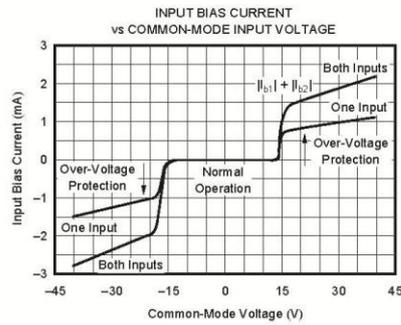
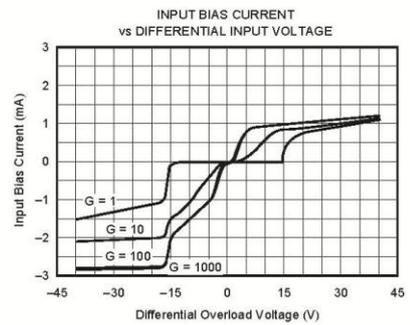
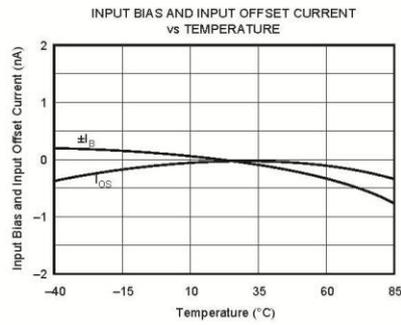
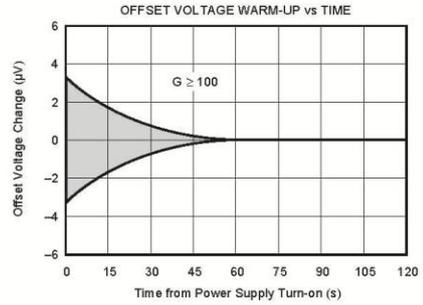
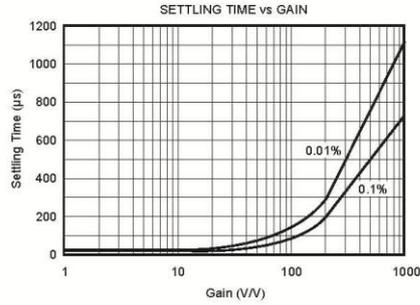
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



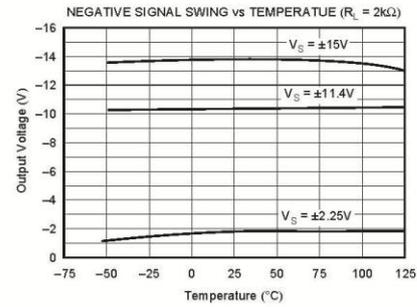
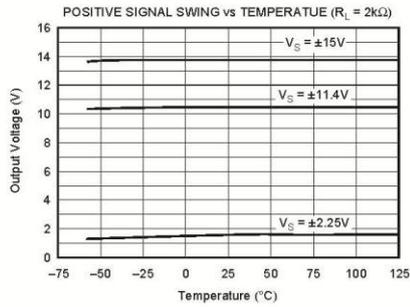
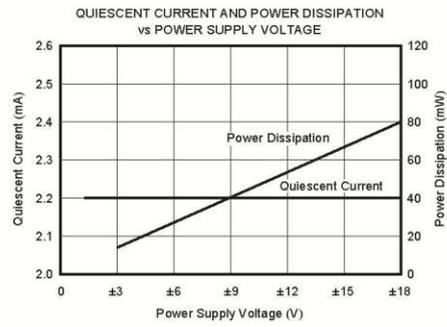
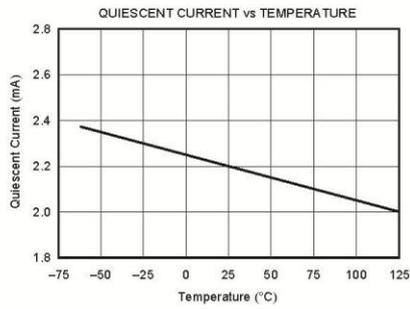
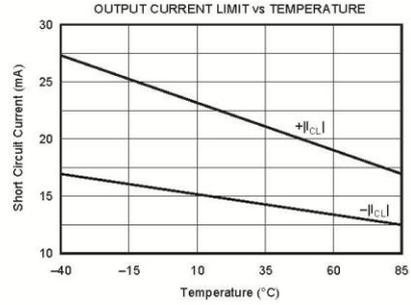
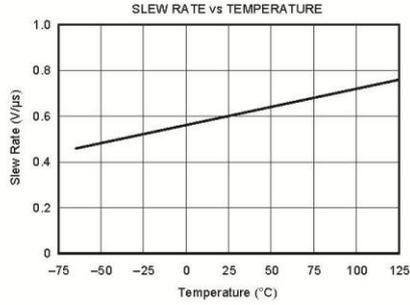
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

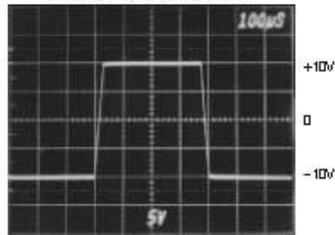
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



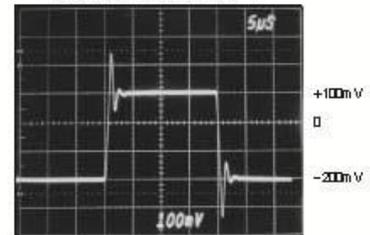
TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_c = +25^\circ\text{C}$, $V_s = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

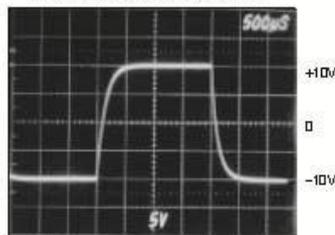
LARGE SIGNAL RESPONSE, $G = 1$



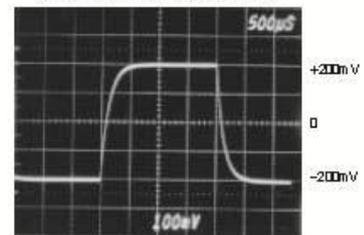
SMALL SIGNAL RESPONSE, $G = 1$



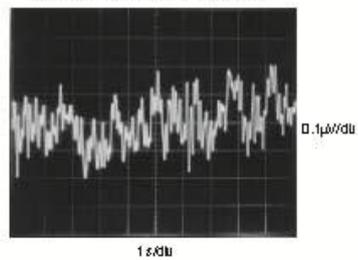
LARGE SIGNAL RESPONSE, $G = 1000$



SMALL SIGNAL RESPONSE, $G = 1000$



INPUT-REFERRED NOISE, 0.1 to 10 Hz



APPLICATION INFORMATION

Figure 1 shows the basic connections required for operation of the INA114. Applications with noisy or high impedance power supplies may require decoupling capacitors close to the device pins as shown.

The output is referred to the output reference (Ref) terminal which is normally grounded. This must be a low-impedance connection to assure good common-mode rejection. A resistance of 5Ω in series with the Ref pin will cause a typical device to degrade to approximately 80dB CMR ($G = 1$).

SETTING THE GAIN

Gain of the INA114 is set by connecting a single external resistor, R_G :

$$G = 1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (1)$$

Commonly used gains and resistor values are shown in Figure 1.

The 50kΩ term in equation (1) comes from the sum of the two internal feedback resistors. These are on-chip metal film resistors which are laser trimmed to accurate absolute val-

ues. The accuracy and temperature coefficient of these resistors are included in the gain accuracy and drift specifications of the INA114.

The stability and temperature drift of the external gain setting resistor, R_G , also affects gain. R_G 's contribution to gain accuracy and drift can be directly inferred from the gain equation (1). Low resistor values required for high gain can make wiring resistance important. Sockets add to the wiring resistance which will contribute additional gain error (possibly an unstable gain error) in gains of approximately 100 or greater.

NOISE PERFORMANCE

The INA114 provides very low noise in most applications. For differential source impedances less than 1kΩ, the INA103 may provide lower noise. For source impedances greater than 50kΩ, the INA111 FET-input instrumentation amplifier may provide lower noise.

Low frequency noise of the INA114 is approximately 0.4μVp-p measured from 0.1 to 10Hz. This is approximately one-tenth the noise of "low noise" chopper-stabilized amplifiers.

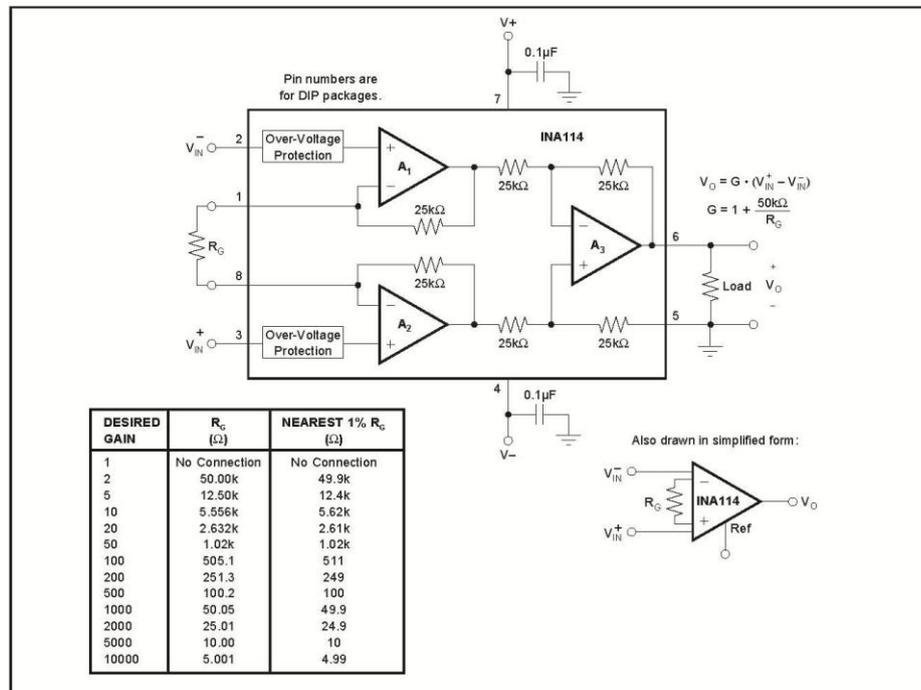


FIGURE 1. Basic Connections.

BURR-BROWN
INA114

OFFSET TRIMMING

The INA114 is laser trimmed for very low offset voltage and drift. Most applications require no external offset adjustment. Figure 2 shows an optional circuit for trimming the output offset voltage. The voltage applied to Ref terminal is summed at the output. Low impedance must be maintained at this node to assure good common-mode rejection. This is achieved by buffering trim voltage with an op amp as shown.

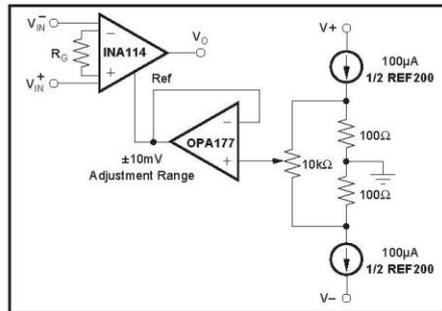


FIGURE 2. Optional Trimming of Output Offset Voltage.

INPUT BIAS CURRENT RETURN PATH

The input impedance of the INA114 is extremely high—approximately $10^{10}\Omega$. However, a path must be provided for the input bias current of both inputs. This input bias current is typically less than $\pm 1\text{nA}$ (it can be either polarity due to cancellation circuitry). High input impedance means that this input bias current changes very little with varying input voltage.

Input circuitry must provide a path for this input bias current if the INA114 is to operate properly. Figure 3 shows various provisions for an input bias current path. Without a bias current return path, the inputs will float to a potential which exceeds the common-mode range of the INA114 and the input amplifiers will saturate. If the differential source resistance is low, bias current return path can be connected to one input (see thermocouple example in Figure 3). With higher source impedance, using two resistors provides a balanced input with possible advantages of lower input offset voltage due to bias current and better common-mode rejection.

INPUT COMMON-MODE RANGE

The linear common-mode range of the input op amps of the INA114 is approximately $\pm 13.75\text{V}$ (or 1.25V from the power supplies). As the output voltage increases, however, the linear input range will be limited by the output voltage swing of the input amplifiers, A_1 and A_2 . The common-mode range is related to the output voltage of the complete amplifier—see performance curve “Input Common-Mode Range vs Output Voltage.”

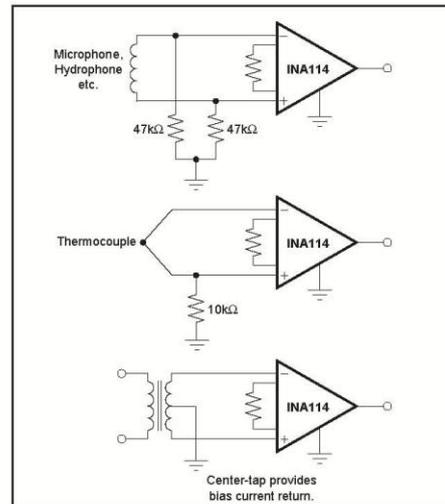


FIGURE 3. Providing an Input Common-Mode Current Path.

A combination of common-mode and differential input signals can cause the output of A_1 or A_2 to saturate. Figure 4 shows the output voltage swing of A_1 and A_2 expressed in terms of a common-mode and differential input voltages. Output swing capability of these internal amplifiers is the same as the output amplifier, A_3 . For applications where input common-mode range must be maximized, limit the output voltage swing by connecting the INA114 in a lower gain (see performance curve “Input Common-Mode Voltage Range vs Output Voltage”). If necessary, add gain after the INA114 to increase the voltage swing.

Input-overload often produces an output voltage that appears normal. For example, an input voltage of $+20\text{V}$ on one input and $+40\text{V}$ on the other input will obviously exceed the linear common-mode range of both input amplifiers. Since both input amplifiers are saturated to nearly the same output voltage limit, the difference voltage measured by the output amplifier will be near zero. The output of the INA114 will be near 0V even though both inputs are overloaded.

INPUT PROTECTION

The inputs of the INA114 are individually protected for voltages up to $\pm 40\text{V}$. For example, a condition of -40V on one input and $+40\text{V}$ on the other input will not cause damage. Internal circuitry on each input provides low series impedance under normal signal conditions. To provide equivalent protection, series input resistors would contribute excessive noise. If the input is overloaded, the protection circuitry limits the input current to a safe value (approximately 1.5mA). The typical performance curve “Input Bias Current vs Common-Mode Input Voltage” shows this input

current limit behavior. The inputs are protected even if no power supply voltage is present.

OUTPUT VOLTAGE SENSE (SOL-16 package only)

The surface-mount version of the INA114 has a separate output sense feedback connection (pin 12). Pin 12 must be connected to the output terminal (pin 11) for proper operation. (This connection is made internally on the DIP version of the INA114.)

The output sense connection can be used to sense the output voltage directly at the load for best accuracy. Figure 5 shows how to drive a load through series interconnection resistance. Remotely located feedback paths may cause instability. This can be generally be eliminated with a high frequency feedback path through C_1 . Heavy loads or long lines can be driven by connecting a buffer inside the feedback path (Figure 6).

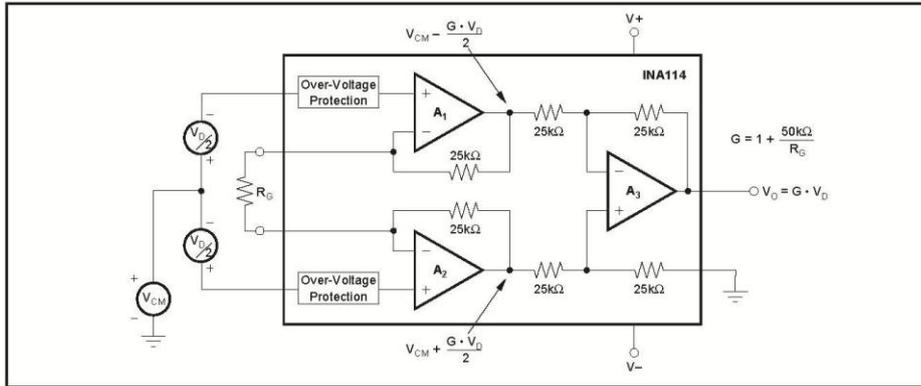


FIGURE 4. Voltage Swing of A_1 and A_2 .

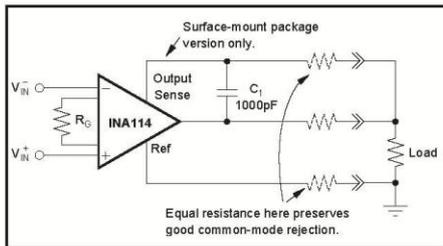


FIGURE 5. Remote Load and Ground Sensing.

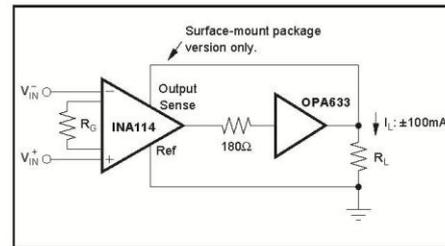


FIGURE 6. Buffered Output for Heavy Loads.

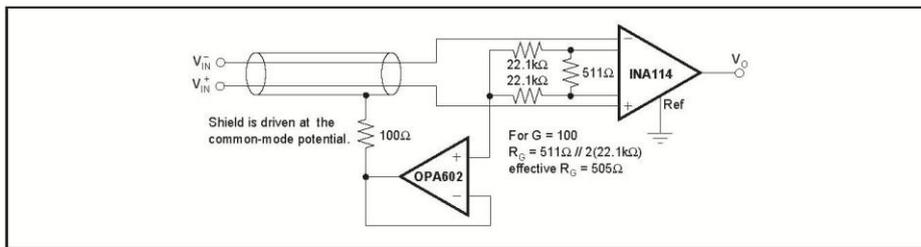


FIGURE 7. Shield Driver Circuit.



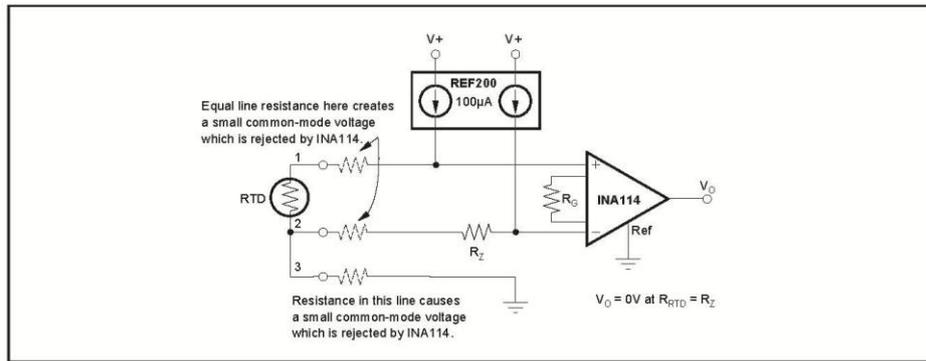


FIGURE 8. RTD Temperature Measurement Circuit.

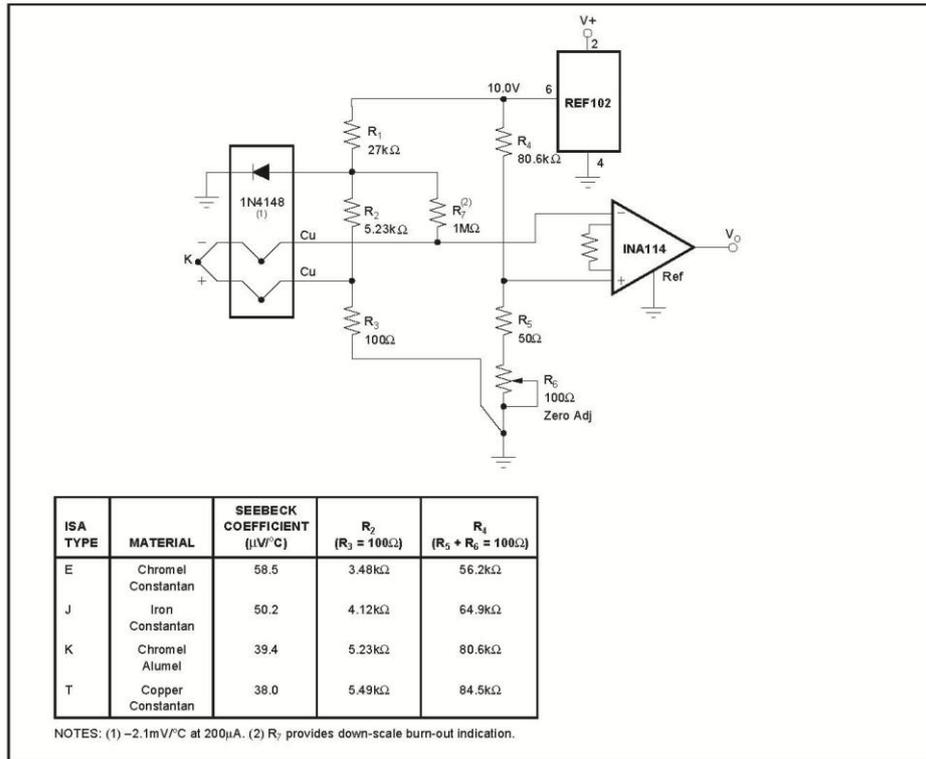


FIGURE 9. Thermocouple Amplifier With Cold Junction Compensation.

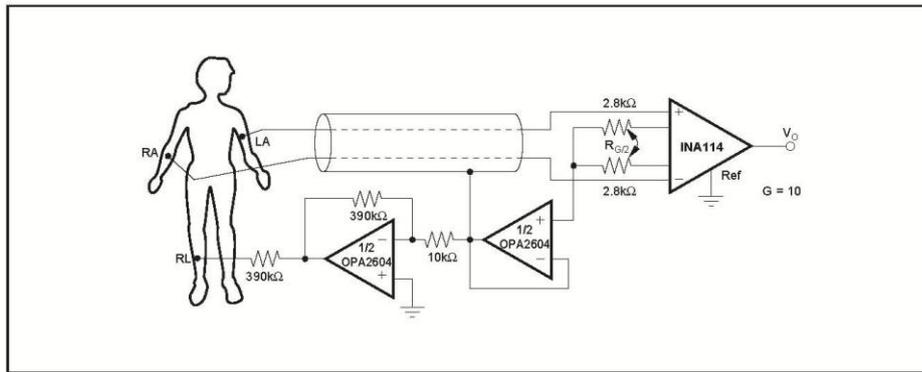


FIGURE 10. ECG Amplifier With Right-Leg Drive.

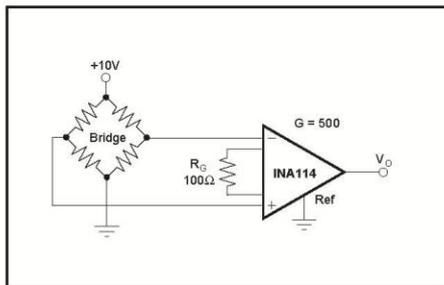


FIGURE 11. Bridge Transducer Amplifier.

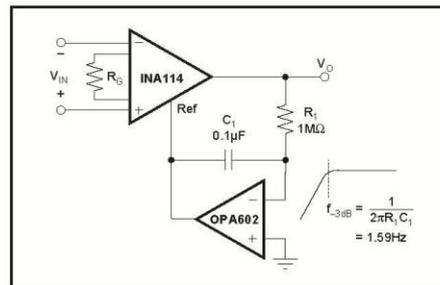


FIGURE 12. AC-Coupled Instrumentation Amplifier.

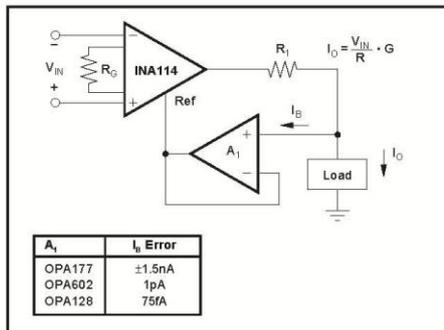


FIGURE 13. Differential Voltage-to-Current Converter.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

Customers are responsible for their applications using TI components.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

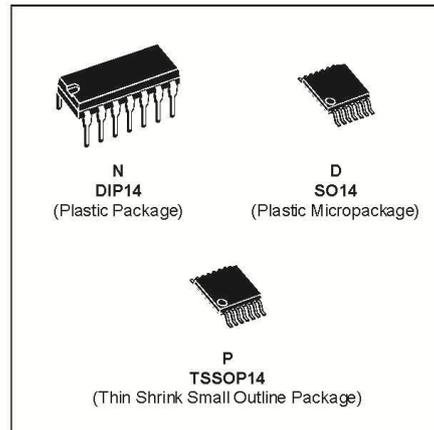
Copyright © 2000, Texas Instruments Incorporated



TL084 TL084A - TL084B

GENERAL PURPOSE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)



DESCRIPTION

The TL084, TL084A and TL084B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

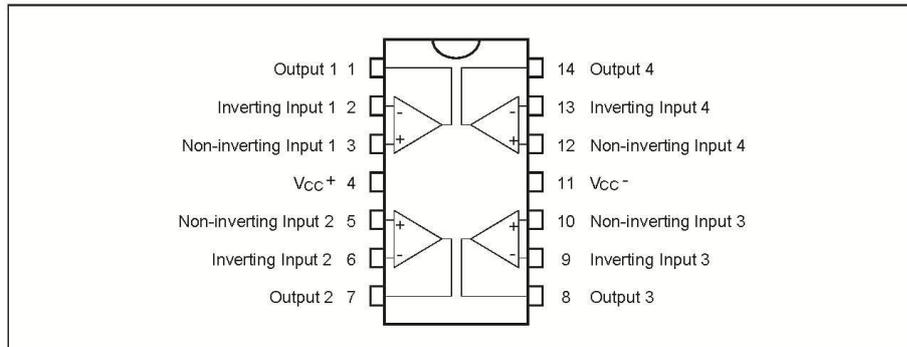
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL084M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL084I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL084C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•

Examples : TL084CN, TL084CD

PIN CONNECTIONS (top view)

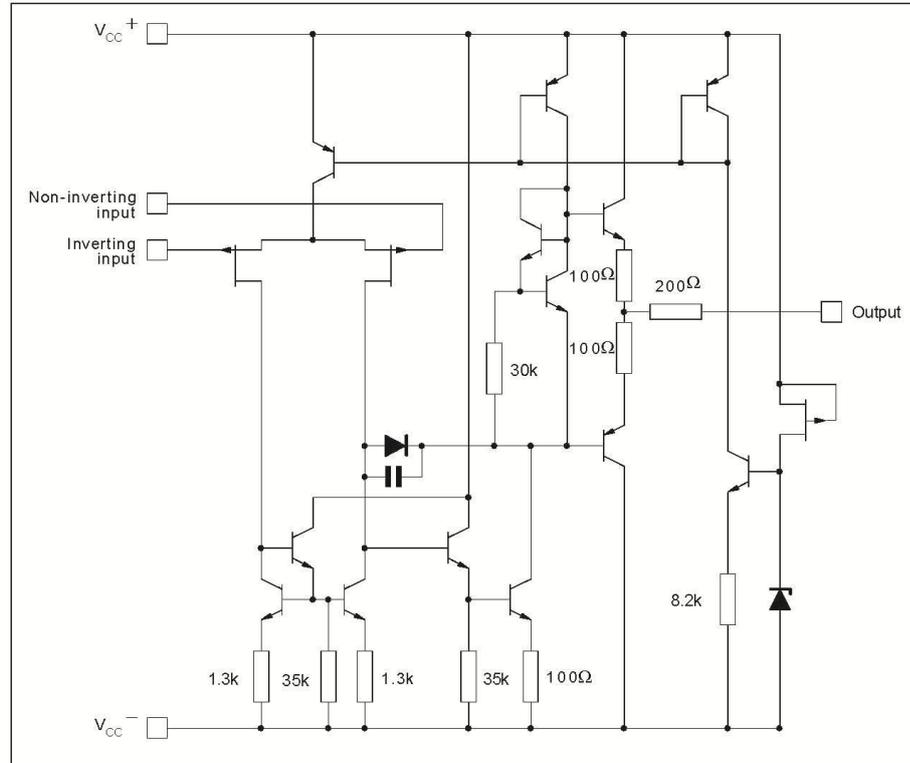


January 1999

1/11

TL084 - TL084A - TL084B

SCHEMATIC DIAGRAM (each amplifier)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{CC}	Supply Voltage - (note 1)	± 18	V	
V_i	Input Voltage - (note 3)	± 15	V	
V_{id}	Differential Input Voltage - (note 2)	± 30	V	
P_{tot}	Power Dissipation	680	mW	
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite		
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	TL084C,AC,BC TL084I,AI,BI TL084M,AM,BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$

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

TL084 - TL084A - TL084B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

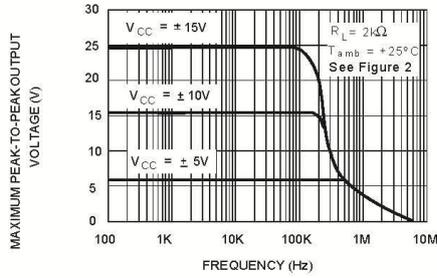
Symbol	Parameter	TL084I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL084C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _{io}	Input Offset Current * T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		5	100 4		5	100 4	pA nA
I _{ib}	Input Bias Current * T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		20	200 20		30	400 20	pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{CC}	Supply Current, per Amp, no Load T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V _{icm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _S = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
±V _{OPP}	Output Voltage Swing T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}			R _L = 2kΩ 10 12 13.5 R _L = 10kΩ 10 10 12 R _L = 2kΩ 10 10 12 R _L = 10kΩ				V
SR	Slew Rate (V _{in} = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		8	16		8	16	V/μs
t _r	Rise Time (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)			0.1		0.1		μs
K _{OV}	Overshoot (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)			10		10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T _{amb} = 25°C, V _{in} = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)	2.5	4		2.5	4		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A _V = 20dB, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, V _O = 2V _{PP})		0.01			0.01		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R _S = 100Ω)		15			15		nV √Hz
∅ _m	Phase Margin		45			45		Degrees
V _{O1} /V _{O2}	Channel Separation (A _v = 100)		120			120		dB

* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

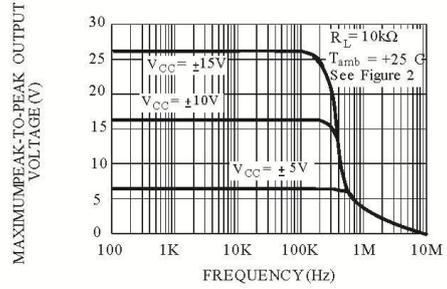


TL084 - TL084A - TL084B

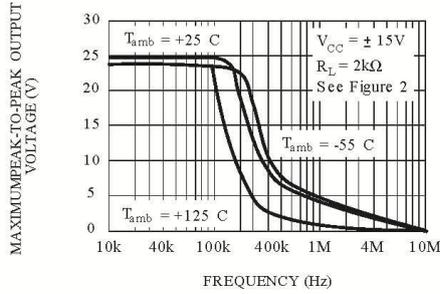
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



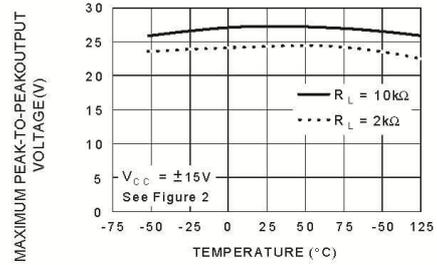
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



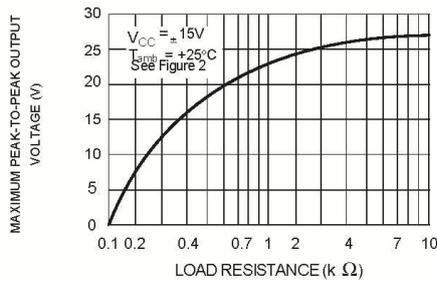
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



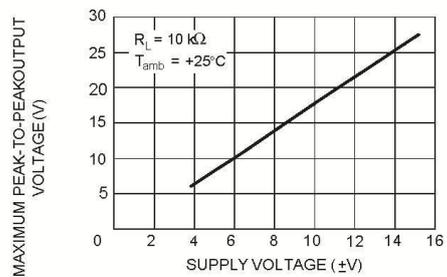
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREE AIR TEMP.



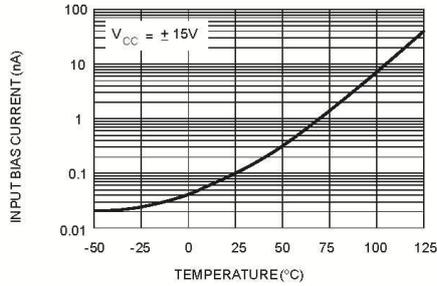
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS LOAD RESISTANCE



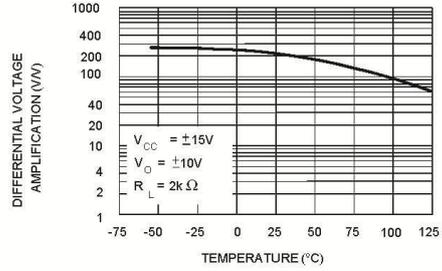
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE



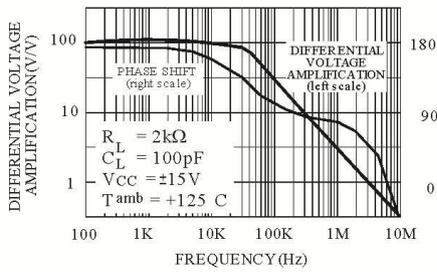
INPUT BIAS CURRENT VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



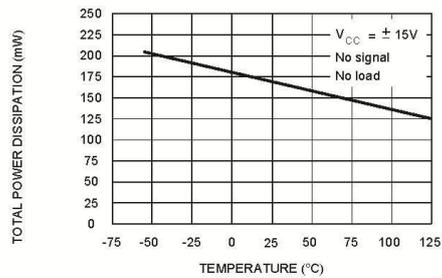
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



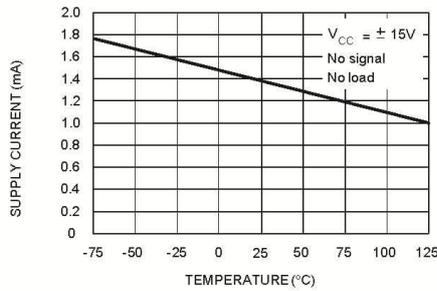
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT VERSUS FREQUENCY



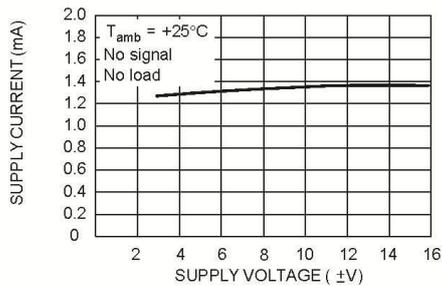
TOTAL POWER DISSIPATION VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER VERSUS FREE AIR TEMPERATURE

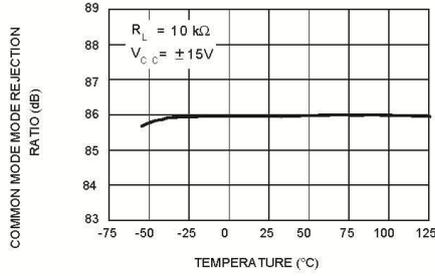


SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER VERSUS SUPPLY VOLTAGE

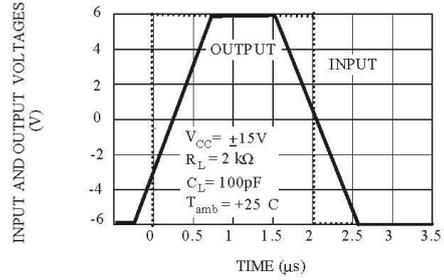


TL084 - TL084A - TL084B

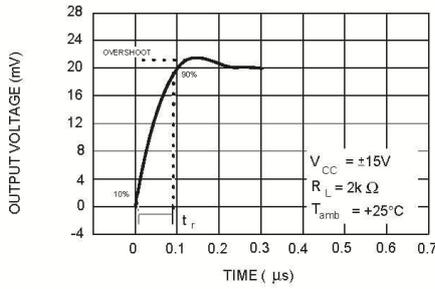
COMMON MODE REJECTION RATIO VERSUS FREE AIR TEMPERATURE



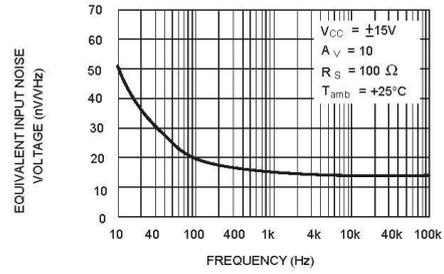
VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



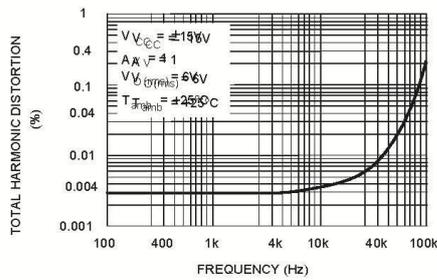
OUTPUT VOLTAGE VERSUS ELAPSED TIME



EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



TOTAL HARMONIC DISTORTION VERSUS FREQUENCY



TL084 - TL084A - TL084B

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1 : Voltage Follower

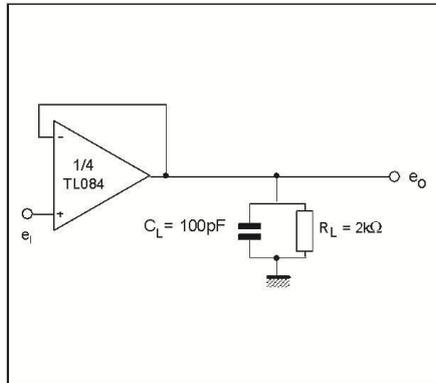
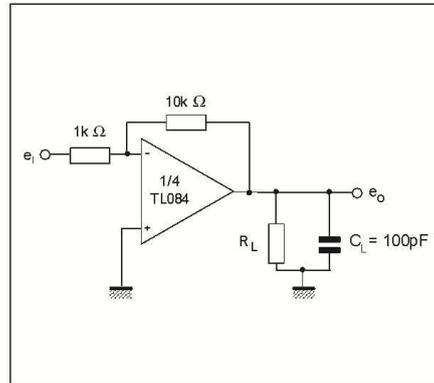
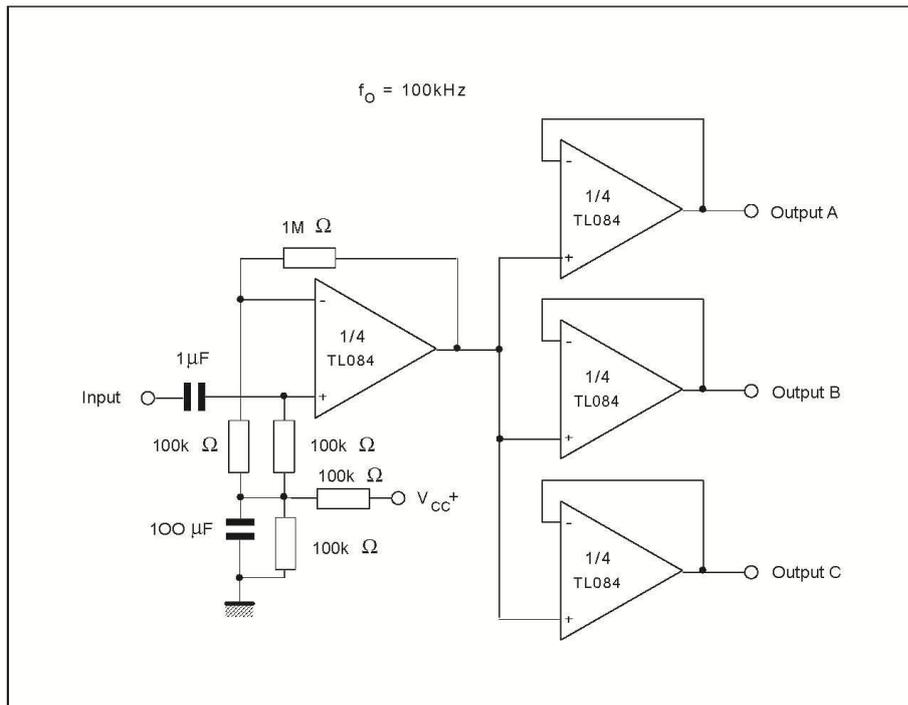


Figure 2 : Gain-of-10 Inverting Amplifier



TYPICAL APPLICATIONS

AUDIO DISTRIBUTION AMPLIFIER

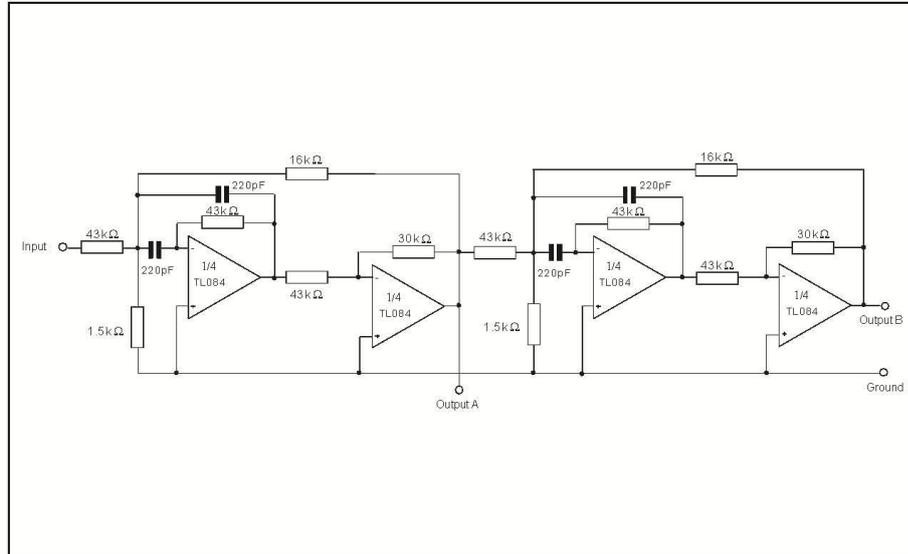


7/11

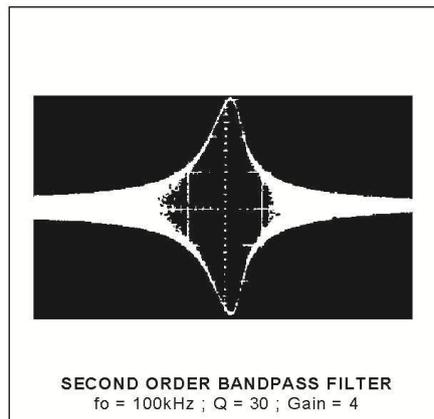
TL084 - TL084A - TL084B

TYPICAL APPLICATIONS (continued)

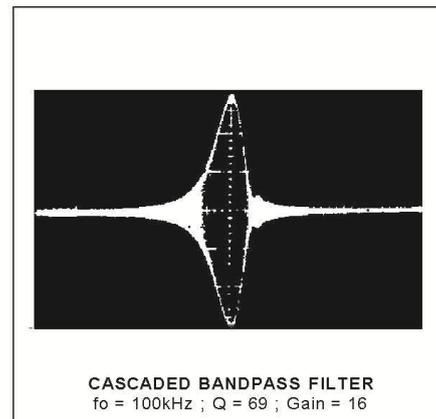
POSITIVE FEEDBACK BANDPASS FILTER



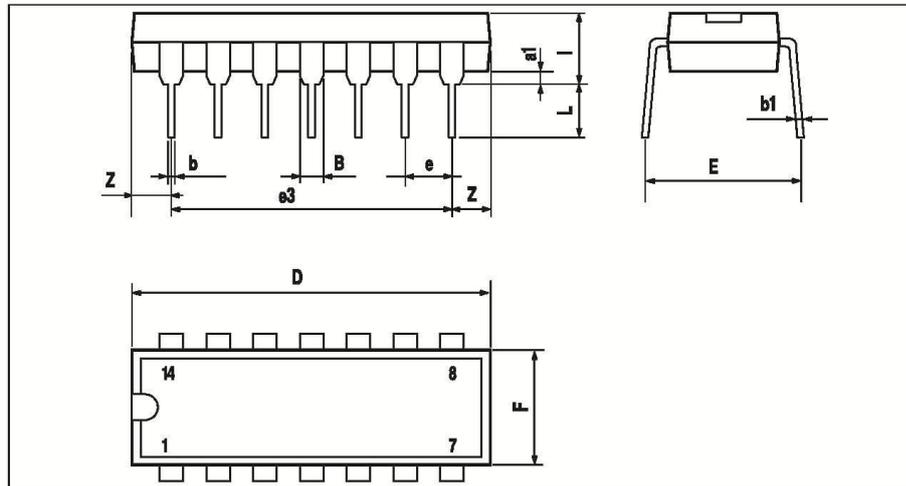
OUTPUT A



OUTPUT B



TL084 - TL084A - TL084B

PACKAGE MECHANICAL DATA
 14 PINS - PLASTIC DIP


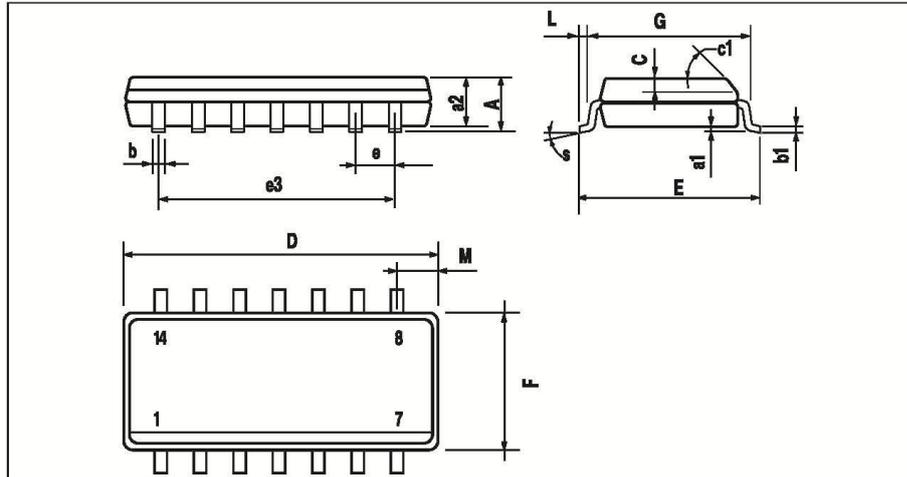
Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
a1	0.51			0.020		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		15.24			0.600	
F			7.1			0.280
i			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100



TL084 - TL084A - TL084B

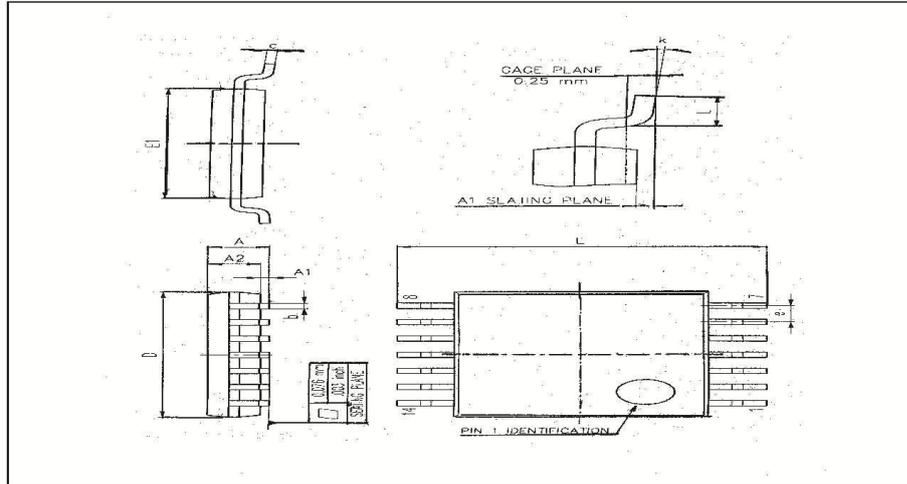
PACKAGE MECHANICAL DATA

14 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.2	0.004		0.008
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D	8.55		8.75	0.336		0.334
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		7.62			0.300	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.68			0.027
S	8° (max.)					

TL084 - TL084A - TL084B

PACKAGE MECHANICAL DATA
 14 PINS - THIN SHRINK SMALL OUTLINE PACKAGE


Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.20			0.05
A1	0.05		0.15	0.01		0.006
A2	0.80	1.00	1.05	0.031	0.039	0.041
b	0.19		0.30	0.007		0.15
c	0.09		0.20	0.003		0.012
D	4.90	5.00	5.10	0.192	0.196	0.20
E		6.40			0.252	
E1	4.30	4.40	4.50	0.169	0.173	0.177
e		0.65			0.025	
k	0°		8°	0°		8°
l	0.50	0.60	0.75	0.09	0.0236	0.030

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 1999 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco
 The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

© <http://www.st.com>



11/11

CEA-13-240UZ-120

CEA-13-240UZ-120

Gage Type

120.0 ±0.3%

Resistance in ohms at 24°C

2.120 ±0.5%

Gage Factor at 24°C

(+0.6 ±0.2)%

Transverse Sensitivity at 24°C

Option

R-A55AF500

Lot Number

072812-6836

Code

Micro-Measurements
DivisionMEASUREMENTS
GROUP, INC.

P.O. Box 27777

Raleigh, North Carolina 27611
(919) 365-3800GENERAL INFORMATION
SERIES CEA STRAIN GAGES

GENERAL DESCRIPTION: CEA-Series Student Gages are in a general-purpose family of constantan alloy strain gages widely used in experimental stress analysis. Extremely thin and flexible [0.0022 in (0.056mm)]. CEA-Series gages feature polyimide-encapsulated grids and exposed copper-coated integral solder tabs to which leadwires may be soldered directly. See Tech-Note TN-505 for assistance in gage selection.

TEMPERATURE RANGE: Normal use temperature range for static strain measurement is -100°F to +350°F (-75°C to +175°C). For special or short-term exposure, an expanded range of -320°F to +400°F (-195°C to +205°C) may be used.

STRAIN LIMITS: Approximately 5% for 0.240 in (6 mm) gage length and approximately 3% for 0.120 in (3 mm) and 0.060 in (1.5 mm) gage lengths for single cycle use. See Tech Tip TT-605 for high elongation measurements.

FATIGUE LIFE: Dependent on gage length and method of cycling; 10⁸ cycles at ±1200µε, 10⁸ cycles at ±1500µε. Derate 10% for nonzero mean strains of same absolute (peak-to-peak) values. See Tech Note TN-508 for additional data.

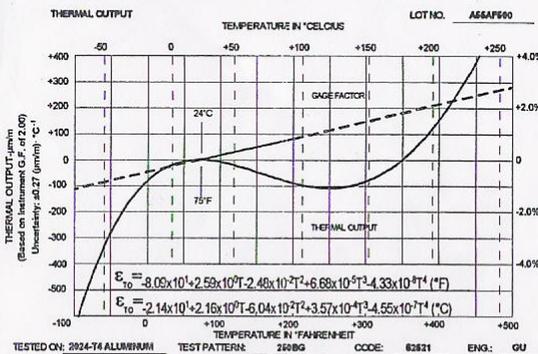
ADHESIVES: M-Bond 200 is an excellent, general purpose adhesive for those learning to bond strain gages (see Instruction Bulletin B-127). M-Bond AE-10 may be used when a wider range of bonding properties is needed (see Instruction Bulletin B-137). Refer to Instruction Bulletin B-129 for proper surface preparation, and to Catalog A-110 for other bonding agents.

SOLDER: M-Line solder type 361 is recommended for leadwire attachment when operating temperatures do not exceed +300°F (+150°C). See Catalog A-110 for higher temperature solders.

PROTECTIVE COATINGS: Because they have fully encapsulated grids, CEA-Series Student Gages require no further protection under most laboratory conditions. When further protection is required, refer to Catalog A-110 for M-Coat protective coatings information.

NOTE: The backing of Student Gages has been specifically treated for optimum bond formation with all appropriate gage adhesives. No further cleaning is necessary if contamination of the prepared surface is avoided during handling. Should contamination occur, clean with a cotton swab slightly moistened with a low residue solvent such as isopropyl alcohol. Allow the gage to dry for several minutes before bonding.

SELF-TEMPERATURE COMPENSATION: These gages have been manufactured with self-temperature compensation (STC) characteristics to minimize thermal output (see Tech Note TN-504). Thermal output data given below are valid only for the indicated test material, since thermal output is a function of the thermal expansion properties of the test specimen.



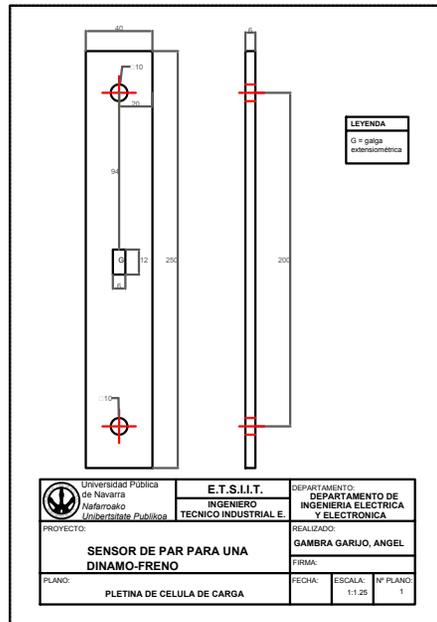
Bibliografía

[1] SENSORES Y ACONDICIONADORES DE SEÑAL- Pallas Areny, Ramón
Editorial Marcombo 4ª Edición (2004).

[2] MEDIDAS ELECTRICAS PARA INGENIEROS- Chacón de Antonio, Francisco
Universidad Pontificia de Comillas de Madrid 2ª Edición (2007)

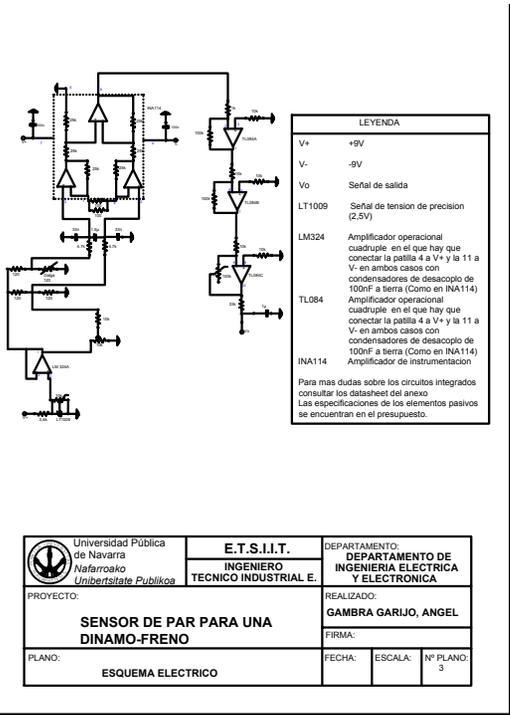
[3] ELECTRONICA- Hambley, Allan
Editorial Prentice Hall 2ª Edición (2001)

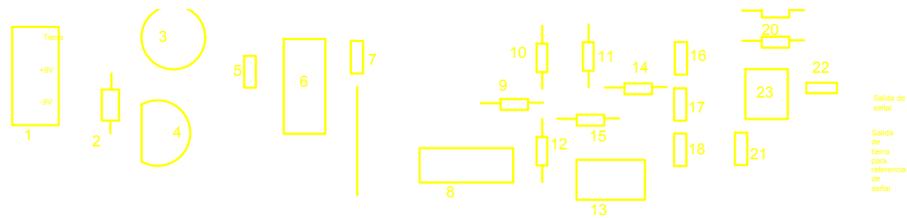
[4] THE ART OF ELECTRONICS-Horowitz, Paul y Hill, Winfield
Cambridge University 2ª Edición (1989)



A	Tornillo de métrica 10 x 60 con el espárrago recortado a 42 mm	x2 unidades
B	Tuercia de métrica 10	x2 unidades
C	Arandela plana	x3 unidades

Universidad Pública de Navarra Nafarroako Unibertsitate Publikoa	E.T.S.I.I.T. INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL E.	DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
	PROYECTO: SENSOR DE PAR PARA UNA DINAMO-FRENO	REALIZADO: GAMBRA GARJO, ANGEL
PLANO: TORNILLERÍA DE LA CELULA DE CARGA	FECHA:	ESCALA: 1:1 Nº PLANO: 2





- 1 Regleta de entrada de fuerza, antes de ella esta colocado un conmutador de dos polos que corta +9V y -9V
- 2 Resistencia de $3,6k\Omega \pm 5\%$ y 0,4W
- 3 Trimmer de 10k Ω
- 4 LT1009
- 5,7,21 y22 Condensador cerámico de 100nF
- 6 LM324
- 8 Regleta de entrada potenciometro de 10k Ω
- 9 Resistencia 10k $\Omega \pm 5\%$ y 0,25W
- 10,11 y 12 Resistencia de $120\Omega \pm 1\%$ y 0,6W
- 13 Regleta de entrada a galga extensiométrica
- 14 y 15 Resistencia de $4,7k\Omega \pm 1\%$ y0,4W
- 17 Condensador cerámico de 1,5 microfaradios
- 16 y 18 Condensador cerámico de 33nF
- 19 y20 Resistencia de $100\Omega \pm 1\%$ y0,25W
- 23 INA114

C:\Users\angel\Desktop\Proyecto\usb\placa23 - copia.bmp



1y7	Resistencia 100k Ω \pm 5% y 0,25W
2,3,5,6,9,10	Resistencia 10k Ω \pm 5% y 0,25W
4y8	Condensador cerámico de 100nF
11	Trimmer de 10k Ω
12	Resistencia 33k Ω \pm 5% y 0,4W
13	Condensador cerámico de 1 microfaradio