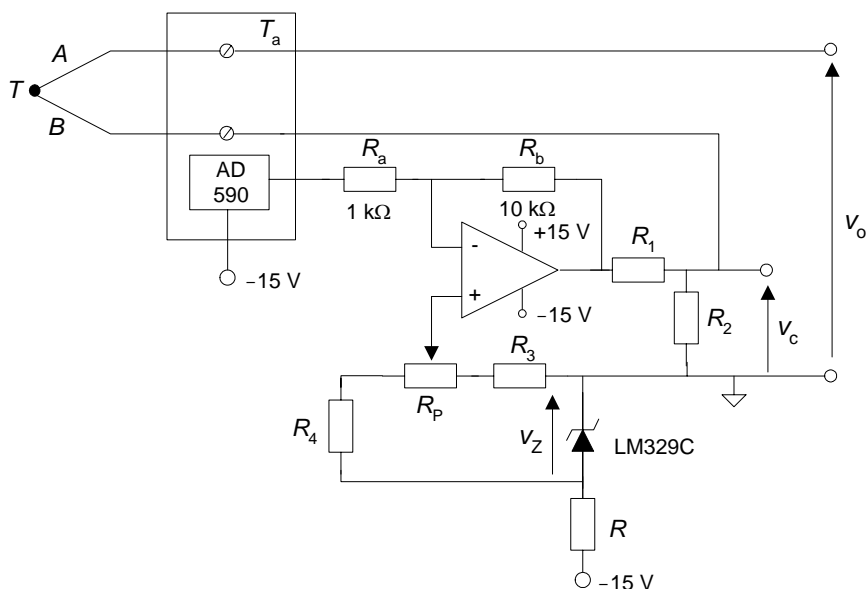


Capítulo 4

Nota: Las ecuaciones, figuras y problemas citados en el desarrollo de los problemas de este capítulo que no contengan "W" en su referencia corresponden al libro impreso.

Problema 4.2.W1 El circuito de la figura 4.W1 es un termómetro basado en un termopar tipo T, con compensación electrónica de la unión de referencia, basada en el AD590. ¿Cuál es la expresión de la tensión de salida en función de las fuerzas termoelectromotrices y la tensión de salida del circuito de compensación, V_c ? En el circuito de compensación, R_a se añade por si el AD590 está alejado del amplificador operacional. ¿Cuál es la expresión de la tensión V_c si el amplificador operacional se considera ideal? ¿Cuáles deben ser los valores de R_1 y R_2 para tener la compensación deseada cuando la temperatura ambiente varía entre $10\text{ }^\circ\text{C}$ y $60\text{ }^\circ\text{C}$, prescindiendo de la condición de cero? Si el diodo Zener ofrece una tensión estable de $6,9\text{ V}$ cuando su corriente inversa está entre $0,6\text{ mA}$ y 15 mA , ¿cuáles deben ser los valores de R , R_3 , R_4 y R_p para que cuando $T = 0\text{ }^\circ\text{C}$ la salida sea nula?



Palabras clave: *termopar tipo T, compensación de la unión de referencia, termómetro, AD590.*

Figura 4.W1 Circuito para medir la temperatura con un termopar tipo T, que incluye compensación electrónica de la unión de referencia basada en el AD590

El AD590 es una fuente de corriente que ofrece $1\text{ }\mu\text{A/K}$. Dado que la corriente a $0\text{ }^\circ\text{C}$ no es nula sino 273 K , es necesario compensar la tensión debida a esta corriente. Si se considera la fuerza termoelectromotriz producida en cada unión obtenemos

$$v_o = -E_{T_a}(A/Cu) + E_T(A/B) + E_{T_a}(B/Cu) + V_c = E_T(A/B) - E_{T_a}(A/B) + V_c$$

La tensión de compensación es la tensión de salida del amplificador operacional:

$$V_c = S_{T_a} T_a R_b \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_z \frac{R_3'}{R_3' + R_4'} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

donde T_a debe estar expresada en kelvins y la resistencia del potenciómetro se ha repartido entre R_3 y R_4 (R_3' y R_4'). Si se sustituye esta expresión en la de la tensión de salida y se describe la fuerza termoelectromotriz de cada unión como producto de su sensibilidad por la temperatura correspondiente, obtenemos

$$v_o = S_T \times T - S_{T_a} \times T_a + (1 \mu\text{A/K})(T_a + 273 \text{ K})(10 \text{ k}\Omega) \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_z \frac{R_3'}{R_3' + R_4'} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Para que la salida no dependa de la temperatura ambiente hace falta que se cumpla

$$S_{T_a} T_a = (1 \mu\text{A/K})(T_a + 273 \text{ K})(10 \text{ k}\Omega) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La sensibilidad del termopar T a temperatura ambiente se puede deducir de sus tablas

$$S_{T_a} = \frac{2,467 - 0,391 \text{ mV}}{60 - 10 \text{ }^\circ\text{C}} = 41,52 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

Deberá ser, pues, $R_1 = 240R_2$. Si elegimos $R_2 = 100 \Omega$, necesitamos $R_1 = 24 \text{ k}\Omega$ ($\pm 0,1 \%$). Para tener además salida nula a 0°C , tiene que cumplirse también

$$(1 \mu\text{A/K})(273 \text{ K})(10 \text{ k}\Omega) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_z \frac{R_3'}{R_3' + R_4'} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

que, dada la relación necesaria entre R_1 y R_2 , y $V_z = 6,9 \text{ V}$, lleva a $R_4' = 1,53R_3'$. Si elegimos $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ y $R_4 = 150 \text{ k}\Omega$, podemos tomar $R_p = 10 \text{ k}\Omega$ y ajustar este potenciómetro hasta que la relación entre R_3' y R_4' sea la deseada. R la podemos elegir para tener, por ejemplo, 1 mA a través del diodo Zener, lo que exige $R = 8100 \Omega$. Este valor no es crítico, de manera que se puede tomar $R = 8,06 \text{ k}\Omega$ ($\pm 1 \%$).

Comentarios:

1. La impedancia de salida del circuito no es baja, por lo que la etapa que procese la tensión de salida debe ser de alta impedancia de entrada.
2. El potenciómetro no tiene por qué ajustarse con la unión de medida a 0°C . Se puede ajustar con las dos uniones a temperatura ambiente.

Problema 4.2.W2 Se dispone de un acelerómetro piezoeléctrico cuya sensibilidad es de $1 \text{ pC}/(\text{m/s}^2)$ y que presenta una capacidad de 1 nF en paralelo con una resistencia muy elevada. Para aplicarlo a la medida de aceleraciones variables, con frecuencias de $0,1 \text{ Hz}$ a 1 kHz , se conecta al circuito de la figura 4.W2, donde los amplificadores operacionales se suponen ideales. La banda

pasante se determina con un filtro no incluido en la figura. Si se desea obtener una sensibilidad de salida ajustable entre $1 \text{ mV}/(\text{m}/\text{s}^2)$ y $100 \text{ mV}/(\text{m}/\text{s}^2)$, ¿cuál debe ser el valor de los componentes del circuito?

Palabras clave: *acelerómetro piezoeléctrico, amplificador de carga, ganancia ajustable.*

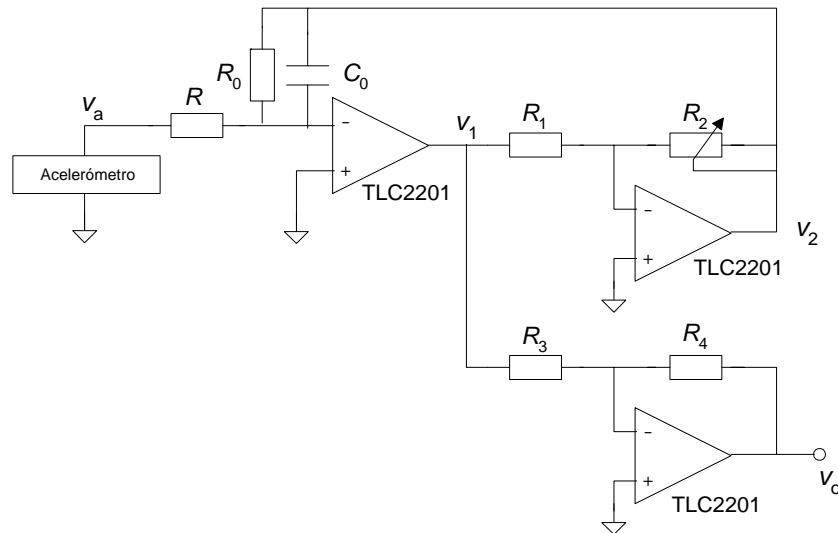


Figura 4.W2 Amplificador de carga con ganancia ajustable mediante una resistencia

En los dos amplificadores inversores de salida tenemos

$$v_o = -v_1 \frac{R_4}{R_3}$$

$$v_2 = -v_1 \frac{R_2}{R_1}$$

que llevan a

$$v_o = v_2 \frac{R_1 R_4}{R_2 R_3}$$

En el acelerómetro, considerando que se drena una corriente hacia R , tendremos

$$I_a = j\omega C_a V_a + \frac{V_a}{R}$$

y en la entrada inversora del amplificador operacional de entrada se cumple:

$$\frac{V_a}{R} = -\frac{V_2}{Z_0}$$

Si se sustituyen las tensiones e impedancias se llega finalmente a

$$V_o = -\frac{I_a}{\frac{1}{R_0} + j\omega C_0} \frac{1}{1 + j\omega RC_a} \frac{R_1 R_4}{R_2 R_3}$$

A frecuencias suficientemente altas como para que la impedancia de C_0 predomine sobre la de R_0 , y suficientemente bajas como para que la impedancia de C_a sea mucho mayor que la de R , la tensión de salida será

$$V_o = -\frac{Q_a}{C_0} \frac{R_1 R_4}{R_2 R_3} = -\frac{S_a \times a}{C_0} \frac{R_1 R_4}{R_2 R_3}$$

La sensibilidad de la salida a la aceleración es entonces

$$\frac{V_o}{a} = -\frac{S_a}{C_0} \frac{R_1 R_4}{R_2 R_3}$$

Los valores extremos de la ganancia deben cumplir

$$\frac{1 \text{ mV}}{1 \text{ m/s}^2} = \frac{1 \text{ pC}}{1 \text{ m/s}^2} \frac{1}{C_0} G_{\min}$$

$$\frac{100 \text{ mV}}{1 \text{ m/s}^2} = \frac{1 \text{ pC}}{1 \text{ m/s}^2} \frac{1}{C_0} G_{\max}$$

que llevan a las condiciones

$$C_0 = G_{\min} \times (1 \text{ nF})$$

$$C_0 = G_{\max} \times (10 \text{ pF})$$

Si elegimos $G_{\min} = 1$, necesitamos $C_0 = 1 \text{ nF}$ y $G_{\max} = 100$. Podemos elegir, por ejemplo, $R_1 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 100 \Omega + 9900 \Omega$ (ajustable, por ejemplo un potenciómetro de $10 \text{ k}\Omega$). Para que R y R_0 cumplan las condiciones supuestas anteriormente deberán cumplir

$$R_0 \gg \frac{1}{2\pi(0,1 \text{ Hz})(1 \text{ nF})} = 1,5 \text{ G}\Omega$$

$$R \ll \frac{1}{2\pi(1000 \text{ Hz})(1 \text{ nF})} = 150 \text{ k}\Omega$$

Podríamos tomar $R = 1 \text{ k}\Omega$ (que ya limita bastante las posibles corrientes de entrada al amplificador operacional) y $R_0 = 10 \text{ G}\Omega$.

Comentarios:

1. Para conseguir el valor deseado para R_0 se puede usar una red en T. Aunque esto conlleva un aumento del efecto de la tensión y corrientes de *offset*, el filtro posterior eliminará esta componente continua.
2. La ganancia se ha repartido de forma muy desigual entre los amplificadores operacionales. Si se desearan ganancias más elevadas, convendría repartir la ganancia de forma más equitativa, pues de lo contrario el ancho de banda limitado de los amplificadores operacionales podría limitar la respuesta a altas frecuencias.

Problema 4.2.W3 En el amplificador de carga de la figura 4.W3, la resistencia R protege al amplificador operacional cuando esté desconectado el sensor y C_1 evita que las corrientes de polarización se superpongan a la señal de entrada. El sensor es un acelerómetro piezoeléctrico con sensibilidad $1 \text{ pC}/(\text{m/s}^2)$ y capacidad 1 nF . Si se desea tener una salida de $-10 \text{ mV}/(\text{m/s}^2)$ e inicialmente se ignora la presencia de R , R_1 y C_1 , ¿cuánto debe valer C_0 ? Si se desea un ancho de banda de 10 Hz a 10 kHz y se acepta que la tensión de salida debida las corrientes de polarización sea hasta un 10% del margen dinámico, ¿cuánto deben valer R , R_1 y C_1 ?

Palabras clave: *acelerómetro piezoeléctrico, amplificador de carga.*

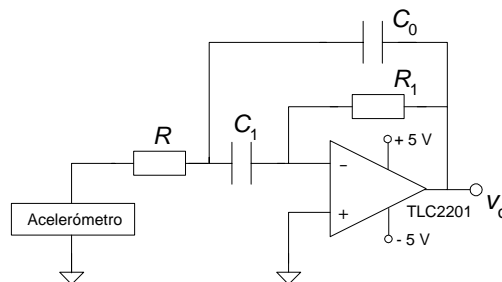


Figura 4.W3 Amplificador de carga modificado para reducir el efecto de las corrientes de polarización en la salida

Si se modela el sensor con una fuente de tensión v_s en serie con un condensador C_s , y en el amplificador sólo se considera C_0 , la tensión de salida se puede expresar como

$$v_o = -v_s \frac{C_s}{C_0} = -\frac{q_s}{C_0}$$

El condensador de ganancia debe ser, pues,

$$C_0 = \frac{1 \text{ pC}/(\text{m/s}^2)}{10 \text{ mV}/(\text{m/s}^2)} = 100 \text{ pF}$$

Si se consideran todos los componentes del circuito, el análisis de las corrientes en los dos nodos de entrada lleva a

$$\frac{V_o}{R_1} = -j\omega C_1 V_1$$

$$j\omega C_0 (V_o - V_1) = j\omega C_1 V_1 + (V_1 - V_s) \frac{j\omega C_s}{1 + j\omega R C_s}$$

Si se despeja V_1 y se sustituye, se obtiene

$$V_o = -V_s \frac{C_s}{C_0} \frac{j\omega R_1 C_1}{(1 + j\omega R C_s) \left(1 + \frac{C_1}{C_0} + j\omega R_1 C_1 \right) + \frac{C_s}{C_0}}$$

donde se puede reconocer la respuesta ideal en los dos primeros factores del segundo miembro. Interesa, pues, que el tercer factor sea 1 en la banda de frecuencias de medida. Para ello es necesario que $\omega R C_s$ sea mucho menor que 1, incluso a la frecuencia más alta, y que $\omega R_1 C_1$ sea mucho mayor que $1 + (C_1 + C_s)/C_0$ incluso a la frecuencia más baja. Además, R_1 viene limitada por el nivel de continua que se acepte a la salida debido a las corrientes de polarización, que para el TLC2201 son de 100 pA como máximo. Tenemos, pues, tres condiciones que se deberán cumplir:

$$R \ll \frac{1}{2\pi f C_s} = \frac{1}{2\pi (10 \text{ kHz})(1 \text{ nF})} = 16 \text{ k}\Omega$$

$$2\pi (10 \text{ Hz}) R_1 C_1 \gg 1 + \frac{C_1 + C_s}{C_0} = 1 + \frac{C_1 + 1 \text{ nF}}{100 \text{ pF}}$$

$$R_1 < \frac{0,1 \times (10 \text{ V})}{I_b} = \frac{1 \text{ V}}{100 \text{ pA}} = 10 \text{ G}\Omega$$

Podemos elegir, por ejemplo, $R = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_1 = 1 \text{ G}\Omega$. Necesitamos entonces, $C_1 \gg 208 \text{ pF}$. Podemos elegir $C_1 = 100 \text{ nF}$, que cumplirá con creces la condición y permite reducir el valor de R_1 .

Comentarios:

1. El margen dinámico de salida se ha tomado prácticamente igual al margen de la tensión de alimentación porque el amplificador operacional es de tipo CMOS.
2. Este circuito tiene la ventaja, respecto al amplificador de carga convencional, de independizar la ganancia de la frecuencia de corte en la respuesta a baja frecuencia.

Problema 4.2.W4 Uno de los problemas que se deben tener en cuenta en los ordenadores portátiles son los choques (golpes) que pueden desplazar el cabezal de escritura del disco duro fuera de la zona de destino prevista. Para evitarlo se propone el circuito de la figura 4.W4 donde el sensor es un acelerómetro piezoeléctrico que tiene una sensibilidad de 4,7 mV/g, donde $1 \text{ g} = 9,8 \text{ m/s}^2$, y una capacidad equivalente de 150 pF. El objetivo es detectar los golpes y obtener un impulso de salida que interrumpa la actividad del cabezal de escritura. Si se desea que un choque de 20 g produzca una salida de 1 V, ¿cuál debe ser la ganancia del amplificador? Si el amplificador operacional se considera ideal, ¿qué condiciones deben cumplir las resistencias R_1 a R_6 para tener la ganancia deseada, una frecuencia de corte de 20 Hz y la

tensión de salida del amplificador centrada en la mitad de la tensión de alimentación? Si se desea que a la salida de los comparadores (que son de colector abierto) se obtenga un impulso cuando la aceleración de entrada sea mayor de $+20\text{ g}$ o menor de -20 g , ¿qué valor deben tener las resistencias R_7 , R_8 y R_9 ?

Palabras clave: *acelerómetro, choques, amplificador electrométrico.*

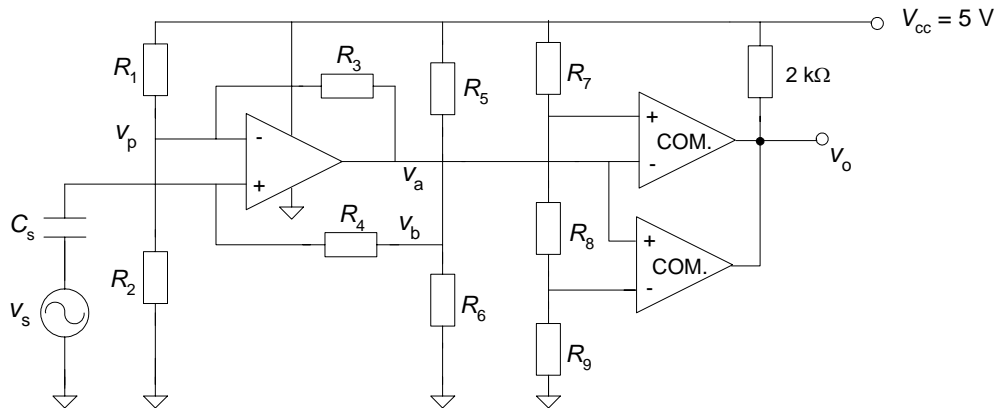


Figura 4.W4 Acelerómetro e interfaz para detectar choques que excedan de uno de dos umbrales preestablecidos

La ganancia necesaria será

$$G = \frac{1\text{ V}/20\text{ g}}{4,7\text{ mV/g}} = 10,6$$

Si el amplificador operacional se considera ideal ($v_p = v_n$), las ecuaciones obtenidas al analizar la parte de entrada son

$$\begin{aligned} \frac{V_a - V_p}{R_3} + \frac{V_{cc} - V_p}{R_1} &= \frac{V_p}{R_2} \\ (V_s - V_p)j\omega C_s &= \frac{V_p - V_b}{R_4} \\ \frac{V_p - V_b}{R_4} + \frac{V_{cc} - V_b}{R_5} &= \frac{V_b}{R_6} \end{aligned}$$

Si se tiene en cuenta que

$$G = 1 + \frac{R_3}{R_1 \parallel R_2}$$

y se define la resistencia equivalente

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}$$

la tensión de salida del amplificador de entrada se puede expresar como

$$V_a = V_s G \frac{j\omega R_4 C_s}{1 + j\omega R_4 C_s - \frac{R_e}{R_4}} + V_{cc} \left(\frac{R_e}{R_5} \frac{G}{1 + j\omega R_4 C_s - \frac{R_e}{R_4}} - \frac{R_3}{R_1} \right)$$

El enunciado impone tres condiciones: la ganancia, la frecuencia de corte y el nivel de continua. Si $R_e \ll R_4$, la frecuencia de corte aproximada es

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_s}$$

y de aquí

$$R_4 = \frac{1}{2\pi f_c C_s}$$

Para tener una frecuencia de corte de 20 Hz necesitamos

$$R_4 = \frac{1}{2\pi(20 \text{ Hz})(150 \text{ pF})} = 53 \text{ M}\Omega$$

Para que el nivel de continua de la salida del amplificador sea la mitad de su tensión de alimentación deberá cumplirse

$$\frac{V_{cc}}{2} = V_{cc} \left(\frac{R_e}{R_5} G - \frac{R_3}{R_1} \right)$$

Si se sustituyen G y R_e por sus expresiones y se considera $R_e \ll R_4$, la condición anterior se puede expresar como

$$\frac{1}{2} = \frac{R_5 \parallel R_6}{R_5} + R_3 \left(\frac{R_5 \parallel R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 \parallel R_2} - \frac{1}{R_1} \right)$$

Para que se cumpla esta condición podemos tomar, por ejemplo, $R_5 = R_6$ y $R_1 = R_2$. La condición impuesta por la ganancia es entonces

$$10,6 = 1 + \frac{2R_3}{R_1}$$

Si elegimos $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ ($=R_2$), entonces $R_3 = 96 \text{ k}\Omega$. Un valor normalizado aceptable es $R_3 = 91 \text{ k}\Omega$ ($\pm 5 \%$) porque el valor de la ganancia no es crítico. Para que R_5 y R_6 sean mucho menores que R_4 (y así lo sea también R_e), podemos elegir $R_5 = R_6 = 10 \text{ k}\Omega$ (o $20 \text{ k}\Omega$ si se desea reducir la cantidad de valores distintos).

La tensión obtenida para un choque de 20 g será $2,5 \text{ V} + 1 \text{ V} = 3,5 \text{ V}$, y para -20 g , $2,5 \text{ V} - 1 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$. El nivel de comparación deberá ser del orden de $2,5 \text{ V}$, dejando un cierto margen para *offset* y derivas. Posemos elegir, por ejemplo, $R_7 = R_9 = 1 \text{ M}\Omega$ y $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$.

Comentarios:

1. Para reducir el tamaño del circuito, se podría emplear un circuito integrado que incluya dos comparadores.
2. Dado que los umbrales de comparación no son críticos, para la mayor parte de los componentes se pueden aceptar tolerancias de $\pm 10 \%$.