

EL ACELERÓMETRO MONOLÍTICO ADXL05: UN EJEMPLO DE MECATRÓNICA

Federico Miyara

1. INTRODUCCIÓN

La medición de aceleración es importante en varias situaciones que involucran sistemas mecánicos. Tres áreas de aplicación importantes son la medición de vibraciones, la detección de choques de vehículos, y la sismografía. La medición de vibraciones es útil tanto para evaluar los esfuerzos que se producen en diferentes máquinas y su efecto probable sobre el desgaste de diversas partes o sobre el ser humano, como para rastrear el origen de diversos tipos de ruidos. La detección de choques se emplea para disparar el inflado de las bolsas de aire que se utilizan en diversos automóviles para amortiguar el golpe de una eventual colisión. Finalmente, los sismógrafos permiten evaluar la intensidad de un sismo, o inclusive activar una alarma cuando comienzan a detectarse vibraciones de baja frecuencia características de los sismos.

La mayor dificultad encontrada clásicamente en el diseño de estos instrumentos ha sido siempre el elevado costo de los sensores. Esta dificultad ha sido superada, al menos para el sector de aplicaciones de mediana precisión, mediante la introducción de los acelerómetros monolíticos de la familia **ADXL** (**ADXL05** y **ADXL50**).

2. TEORÍA DE OPERACIÓN

La medición de aceleración puede realizarse midiendo la fuerza necesaria para acelerar un objeto de masa conocida, para lo cual a su vez bastará medir la deflexión de un dinamómetro que sostiene a dicha masa. Es éste el principio físico en el que se basa el funcionamiento de la serie **ADXL**. El modelo mecánico correspondiente a esta idea se muestra en la figura 1.

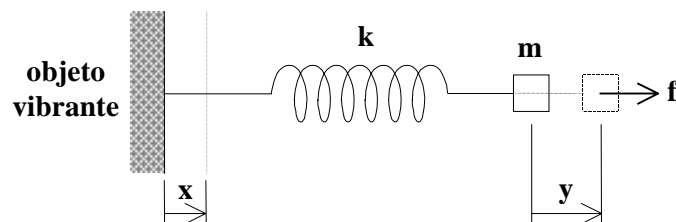


Figura 1. Modelo físico sobre el cual se basa el funcionamiento de los acelerómetros integrados.

La disposición muestra un objeto vibrante cuya aceleración se desea medir. Sobre el mismo está montado el dispositivo de medición formado por una masa **m** y un resorte

con constante elástica k . Lo que se desea medir es la derivada segunda del desplazamiento del objeto vibrante, es decir

$$\mathbf{a}(t) = \ddot{\mathbf{x}}(t). \quad (1)$$

Para ello se medirá, en realidad, la deformación $\mathbf{x}(t) - \mathbf{y}(t)$ del resorte, ya que no es sencillo medir directamente la aceleración respecto a un sistema inercial. Buscaremos, por lo tanto, una relación entre esta deformación y la aceleración $\mathbf{a}(t)$. Llamando \mathbf{f} a la fuerza aplicada por el resorte a la masa \mathbf{m} , tenemos:

$$\mathbf{f} = k(\mathbf{x} - \mathbf{y}) = \mathbf{m} \ddot{\mathbf{x}},$$

de donde se obtiene una ecuación diferencial que relaciona \mathbf{x} e \mathbf{y} :

$$\mathbf{m} \ddot{\mathbf{x}} + k \mathbf{y} = k \mathbf{x}. \quad (2)$$

Aplicando la transformación de Laplace (suponiendo condiciones iniciales nulas), se obtiene:

$$\mathbf{Y}(s) = \frac{\mathbf{X}(s)}{1 + \frac{\mathbf{m}}{k} s^2} = \frac{\mathbf{X}(s)}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2},$$

siendo $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ la frecuencia natural o frecuencia de resonancia del sistema. De aquí podemos obtener $\mathbf{X} - \mathbf{Y}$:

$$\mathbf{X}(s) - \mathbf{Y}(s) = \frac{\mathbf{X}(s) \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \mathbf{A}(s), \quad (3)$$

donde $\mathbf{A}(s)$ es la transformada de la aceleración buscada. Esta ecuación muestra que muy por debajo de la resonancia, es decir para $\omega \ll \omega_0$, la deformación del resorte es aproximadamente proporcional a la aceleración, es decir

$$\mathbf{x}(t) - \mathbf{y}(t) \cong \frac{1}{\omega_0^2} \mathbf{a}(t). \quad (4)$$

Una vez reducido el problema de medir aceleración al de medir una deformación geométrica, existen varios enfoques posibles para resolverlo. Uno sería utilizar una celda de carga. Otro, aplicar el efecto piezoeléctrico que exhiben algunos cristales. Otro, transformar la deformación en una variación de capacidad, que luego puede medirse eléctricamente. Este último es el que se ha adoptado en la serie **ADXL**. Para llevar a cabo esta idea, ha sido preciso recurrir a la **mecatrónica**, es decir la construcción de mecanismos microscópicos mediante la tecnología de los circuitos integrados electrónicos.

El mecanismo implementado en la serie **ADXL** se muestra en la figura 2 (fuera de escala). Consta de una espiga central, sujeta sólo a unos anillos rectangulares elásticos, de la cual emerge un total de 46 láminas que actúan como placas centrales de sendos capacitores diferenciales. El sensor completo mide aproximadamente 0,5 mm de lado. La masa del modelo anterior corresponde a la masa de la espiga y de las 46 láminas, y la constante elástica a la elasticidad de los anillos.

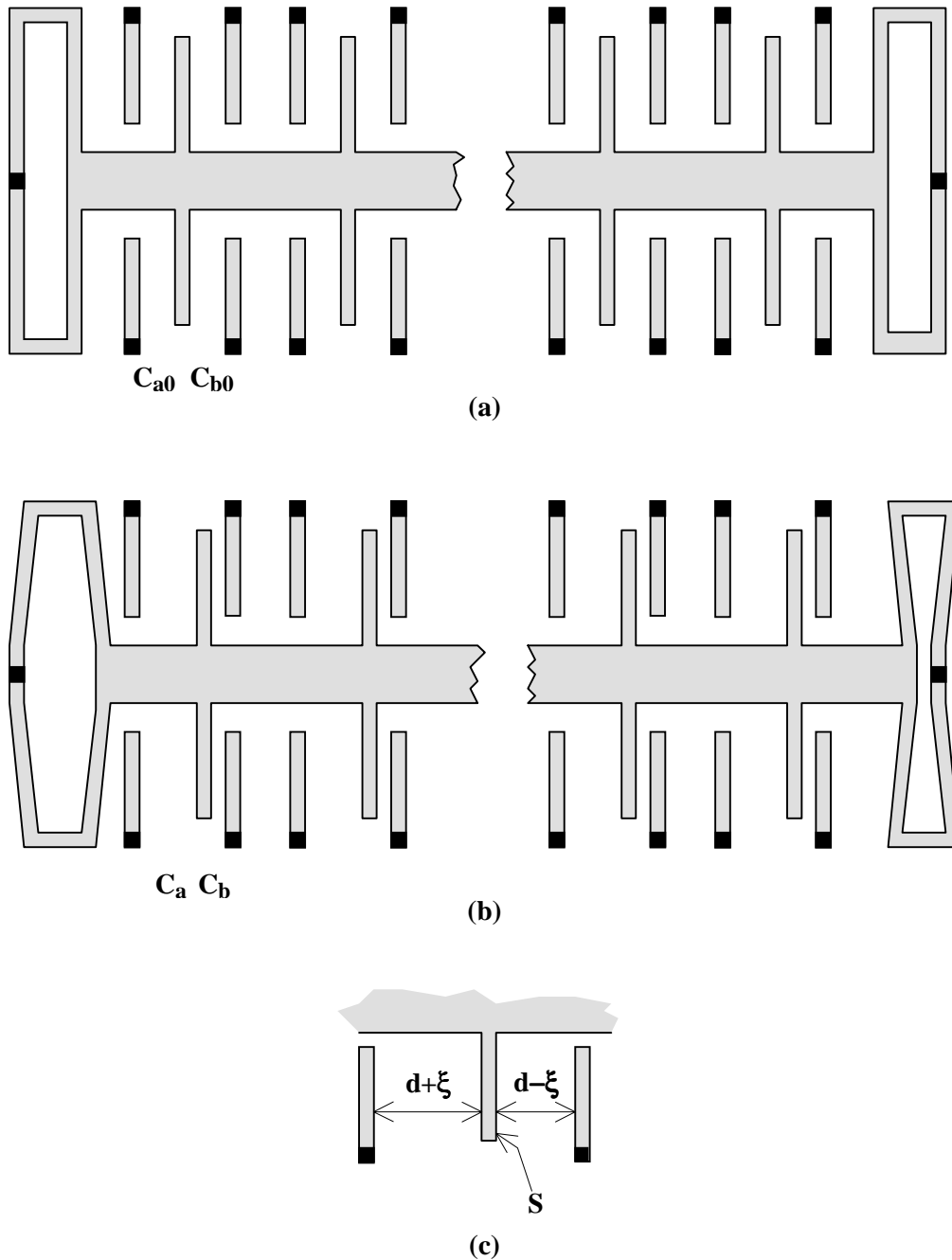


Figura 2. Estructura mecánica del sensor de aceleración del **ADXL05**. **(a)** En reposo. **(b)** En aceleración hacia la izquierda. **(c)** Detalle de la geometría de los capacitores diferenciales. Las zonas oscuras indican puntos de anclaje al sustrato del circuito integrado.

En reposo, ambas capacidades son iguales, es decir $C_{a0} = C_{b0} = C_0$. Cuando se aplica al integrado una aceleración en la dirección de la espiga central, ésta se desplaza, haciendo que uno de los capacitores disminuya y el otro aumente. En efecto, si llamamos d a la distancia en reposo entre la placa central y las placas extremas de cada capacitor diferencial (figura 2c), ξ al desplazamiento relativo entre la placa central y el sustrato del integrado (es decir, $\xi = x - y$ del modelo anterior) y S a la superficie de las placas, tendremos

$$C_a = \epsilon_0 \frac{S}{d+\xi} = C_0 \frac{d}{d+\xi} \quad (5a)$$

$$C_b = \epsilon_0 \frac{S}{d-\xi} = C_0 \frac{d}{d-\xi} \quad (5b)$$

La idea es detectar esta diferencia conectando los dos capacitores como divisor capacitivo, excitando en ambos extremos con tensiones opuestas de alta frecuencia (figura 3). En ausencia de aceleración, los dos capacitores son iguales, y la salida resulta nula.

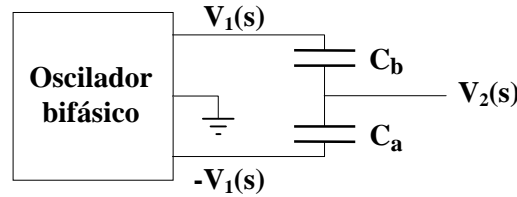


Figura 3. Esquema básico de transducción del ADXL05

En aceleración, $C_b \neq C_a$, y entonces se tiene

$$V_2(s) = V_1(s) \frac{\frac{1}{C_a s}}{\frac{1}{C_a s} + \frac{1}{C_b s}} - V_1(s) \frac{\frac{1}{C_b s}}{\frac{1}{C_a s} + \frac{1}{C_b s}}$$

es decir

$$V_2(s) = \frac{C_b - C_a}{C_b + C_a} V_1(s) \quad (6)$$

Reemplazando según (5a) y (5b),

$$V_2(s) = \frac{\xi}{d} V_1(s) \quad (7)$$

Dado que ξ/d es independiente de s , esta misma relación tiene validez para las variables temporales:

$$v_2(t) = \frac{\xi}{d} v_1(t) = \frac{a(t)}{\omega_0^2 d} v_1(t) \quad (8)$$

Resulta así que la tensión de salida es proporcional a la aceleración. La constante de proporcionalidad está poco sujeta a dispersión y derivas térmicas, dependiendo principalmente de la resonancia mecánica y de la geometría del sensor. El único inconveniente es que para la validez de la ecuación (6), los capacitores deben ser cuasiestacionarios, es decir que su variación debe ser mucho más lenta que la de $v_1(t)$. Esto se logra eligiendo la frecuencia de $v_1(t)$ mucho más alta que la de $a(t)$. La frecuencia adoptada en el **ADXL** es de **1 MHz**.

Como consecuencia de lo anterior, se obtiene una señal de alta frecuencia modulada por la aceleración. La señal $v_1(t)$ es en realidad una onda cuadrada, lo cual simplifica el proceso de demodulación que puede así realizarse mediante un demodulador sincrónico. En la figura 4 se muestra un diagrama de bloques eléctrico del dispositivo.

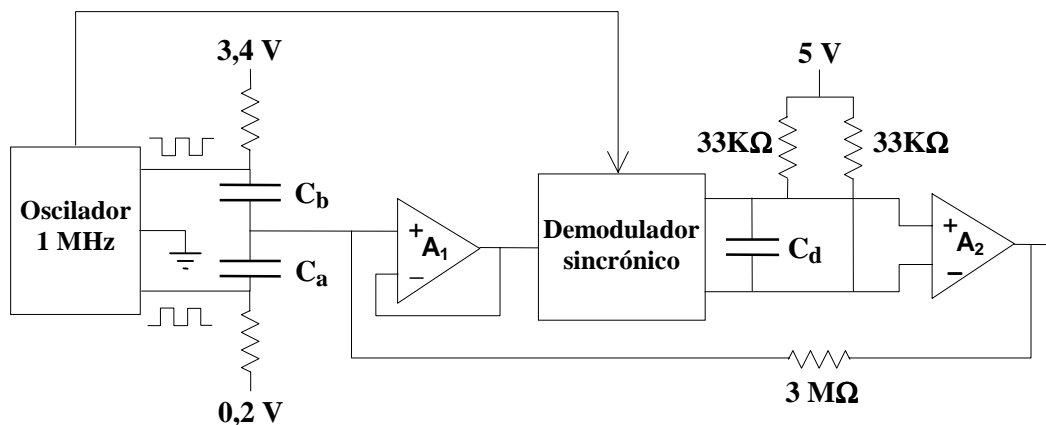


Figura 4. Diagrama de bloques eléctrico del **ADXL05**

El amplificador A_1 es un seguidor a fin de que el demodulador no cargue excesivamente a las pequeñas capacidades del sensor. El amplificador A_2 , por su parte, es un diferencial que toma la salida del demodulador filtrada por el capacitor C_d . Su salida está polarizada en un punto de reposo (ausencia de aceleración) de **1,8V**. En la figura se aprecia una resistencia de **3 MΩ** realimentando la salida hacia el sensor. Este lazo de realimentación se basa en el carácter reversible del fenómeno electromecánico dentro del sensor, agregando una carga electrostática que compensa el desplazamiento debido a la aceleración. Dado que la ganancia del lazo es **10**, de esta manera se reduce en **10** veces el desplazamiento de la espiga, lo cual mejora la linealidad global del dispositivo.

3. RESPUESTA EN FRECUENCIA

La frecuencia de resonancia f_0 del **ADXL05** es nominalmente **12 KHz**, lo cual implica que la utilización de estos dispositivos queda restringida a aplicaciones de frecuencias considerablemente menores que dicha frecuencia. De acuerdo con la ecuación (3), la respuesta teniendo en cuenta sólo el sensor aumenta hasta hacerse

idealmente infinita en la resonancia. En realidad, debido a la disipación de energía por fricción la resonancia tiene un **Q** entre **3** y **4**. Para una frecuencia igual a $f_0/2$ la respuesta es del orden de **3 dB** mayor que en continua. Este incremento puede corregirse agregando un filtro adicional, constituido por el capacitor C_a . Este capacitor cumple además la función de eliminar los picos originados durante la detección sincrónica debido a pequeñas asimetrías del reloj y a corrimientos de fase de la señal modulada en el seguidor A_1 . Por razones de estabilidad del lazo de realimentación, su valor debe ser mayor que **0,01 μF** , con el cual la frecuencia de corte resulta del orden de **4 KHz**. El valor recomendado, no obstante, asciende a **0,022 μF** , resultando la frecuencia de corte típicamente de **1,6 KHz**. Si se requieren frecuencias de corte menores, en lugar de seguir aumentando C_a , se recomienda utilizar post-filtrado, es decir el agregado de un filtro de primer o segundo orden a la salida, que puede implementarse con un amplificador operacional libre incluido en el propio circuito integrado (dicho amplificador tiene el terminal de entrada no inversor polarizado con una fuente de referencia de **1,8 V**).

4. EJES DE REFERENCIA

La orientación de este dispositivo puede considerarse referenciada a tres ejes perpendiculares entre sí: un eje sensible y dos ejes transversales, como se muestra en la figura 5. La sensibilidad es máxima en la dirección del eje sensible, siendo nominalmente de **200 mV/g**, donde g es la aceleración de la gravedad terrestre ($g = 9,807 \text{ m/s}^2$). En los ejes transversales, por pequeños errores de alineación del chip dentro del encapsulado, se tiene una sensibilidad no nula de $\pm 4 g$. Esta sensibilidad residual se debe al error de

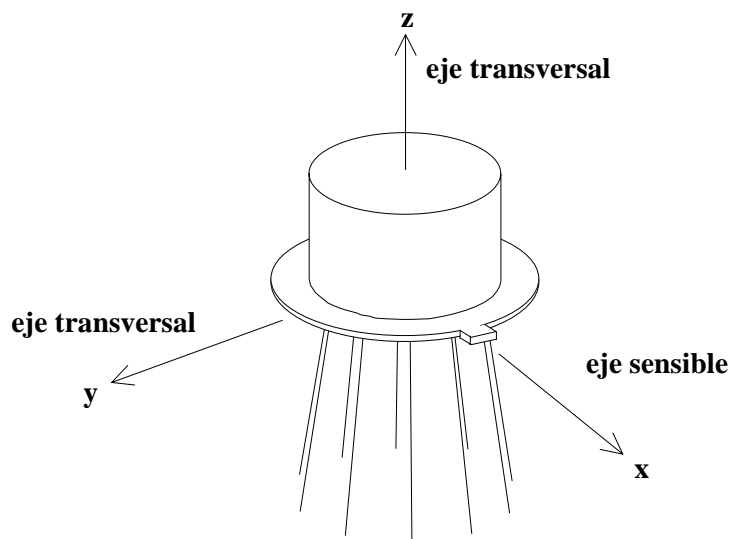


Figura 5. Ejes de referencia para la orientación del **ADXL05**

alineación (es decir el ángulo entre el eje real del sensor y el eje nominal del encapsulado) y al error intrínseco del sensor, originado en que la espiga puede vibrar transversalmente además de longitudinalmente. La sensibilidad puede modificarse por medio del amplificador de uso libre incluido en el circuito.

En otras direcciones dentro del plano paralelo a la base del circuito integrado la sensibilidad puede calcularse por medio de la ecuación

$$\mathbf{k}_\theta = \mathbf{k} \cos \theta, \quad (9)$$

donde \mathbf{k} es la sensibilidad en la dirección del eje sensible y θ el ángulo respecto a dicho eje. Si además se agrega un ángulo de elevación η respecto al plano de la base

$$\mathbf{k}_{\theta,\eta} = \mathbf{k} \cos \theta \cos \eta. \quad (10)$$

Estas ecuaciones no contemplan el error residual en las direcciones transversales al eje sensible.

4. RUIDO

Estos dispositivos tienen un ruido residual que es aproximadamente blanco entre **4 Hz** y **1 KHz**, con una densidad espectral de $500 \mu\text{g} / \sqrt{\text{Hz}}$. El ruido total a la salida puede reducirse considerablemente utilizando el amplificador libre como filtro. Si la frecuencia superior de corte es f_s y la frecuencia inferior de corte, f_i , entonces la aceleración equivalente al ruido total viene dado por

$$A_{\text{ruido ef}} = 500 \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} f_s^2}{f_i + f_s}} \quad [\mu\text{g}]. \quad (11)$$

Este ruido impone un límite a la mínima aceleración que es posible medir, es decir la resolución del sistema. Dicha resolución puede mejorarse restringiendo la banda de paso a lo estrictamente necesario. Si, por ejemplo, se desea medir vibraciones en el rango de **20 Hz** a **40 Hz**, un filtro con frecuencias de corte de **10 Hz** y **80 Hz** proporcionará resultados dentro de un margen de error de **1 dB**, siendo el ruido correspondiente de **5,3 mg**.

El filtro pasabanda puede implementarse como se muestra en la figura 6. Todos las resistencias y capacitores indicados son externos. La tensión de salida del transductor

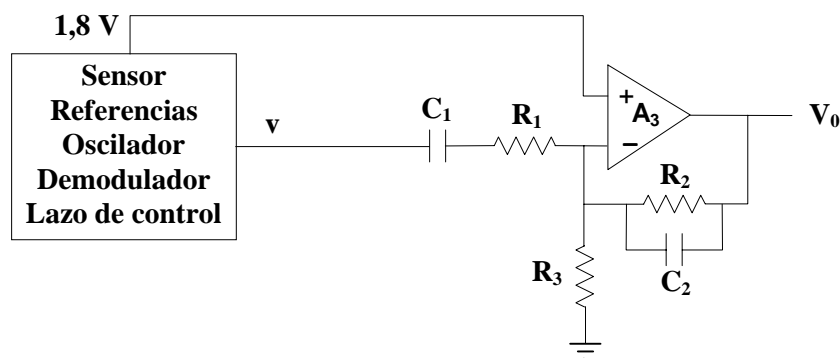


Figura 6. Filtro para restringir la banda de paso del acelerómetro.

viene dada por

$$v = 1,8 \text{ V} + 200 \frac{\text{mV}}{g} \cdot a . \quad (12)$$

La tensión de salida del filtro es

$$V_o = 1,8 \text{ V} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) - 200 \frac{\text{mV}}{g} \frac{R_2}{R_1} \frac{R_1 C_1 s}{(1 + R_1 C_1 s)(1 + R_2 C_2 s)} a \quad (13)$$

Se obtienen las frecuencias inferior y superior de corte siguientes:

$$f_i = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} , \quad f_s = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} , \quad (14)$$

siendo la sensibilidad en la banda de paso

$$k = 200 \frac{\text{mV}}{g} \frac{R_2}{R_1} . \quad (15)$$

Las ecuaciones (14) y (15) pueden utilizarse como ecuaciones de diseño. Normalmente, la resistencia R_3 se elige después de adoptada R_2 , de tal manera que la tensión de reposo a la salida sea de $2,5 \text{ V}$, es decir la mitad de la tensión de alimentación de 5 V .

BIBLIOGRAFÍA

1. Analog Devices. "Applications Reference Manual". Norwood, MA, USA, 1993.
2. Analog Devices. "Designer's Reference Manual". Norwood, MA, USA, 1996.
3. Analog Devices. " $\pm 1 \text{ g}$ to $\pm 5 \text{ g}$ Single Chip Accelerometer with Signal Conditioning." Norwood, MA, USA, 1996.
4. Ouellette, Jennifer. "MEMS: Mega promise for micro devices". The Industrial Physicist, Sept 1996, pp 9-12
5. Analog Devices. "Using Accelerometers in Low-g Applications" Application Note AN-374.
6. Analog Devices. "Increasing the Frequency Response of the ADXL Series Accelerometers". Application Note AN-377.
7. Analog Devices. "Reducing the Average Power Consumption of Accelerometers". Application Note AN-378.
8. Analog Devices. "Mounting Considerations for the ADXL Series Accelerometers". Application Note AN-379.
9. Analog Devices. "Compensating the 0-g Offset Drift of the ADXL50 Accelerometer". Application Note AN-380.
10. Analog Devices. "Embedded Shock and Temperature Recorder". Application Note AN-383.
11. Analog Devices. "Make Wide Temperature Range, Ultralow Drift Accelerometers Using Low Cost Cristal Ovens". Application Note AN-385.
12. Analog Devices. "Understanding Accelerometer Scale Factor and Offset Adjustments". Application Note AN-396.