



# Medidor de Presión Digital (3 1/2)

H. E. Aldrete<sup>1</sup>, F. Sandoval, J. Santana  
CINVESTAV-Unidad Guadalajara

Prol. Av. López-Mateos Sur 590, 45140 Guadalajara Jal.

Tel: +52 (3) 684 1580, Fax: +52 (3) 684 1708, Email: haldrete@gdl.cinvestav.mx

## RESUMEN

El presente trabajo muestra la descripción de la arquitectura para el diseño de un sistema medidor de presión digital para fines didácticos, utilizando un sensor de presión diferencial. Se estudian algunas consideraciones del ruido inherente a los sensores de presión con puente piezorresistivo y sus técnicas de filtrado. Se analiza la manera de cómo determinar el número mínimo y máximo de bits necesarios para la selección de un convertidor analógico a digital. Es posible ajustar el circuito a través de dos potenciómetros. La resolución del sistema es de 0.1 kPa y se implementa para uso portátil, alimentado con una batería de 9V.

## ABSTRACT

The present paper shows the description of design architecture for a pressure digital meter system for be used in an educational approach. A differential pressure sensor is used. The noise that is inherent to piezo-resistive bridges pressure sensors becomes a design consideration, beside noise filtering techniques. The minimum and maximum number of bits necessities to select an A/D converter is analyzed here. A couple of potentiometers is used to get the circuit calibration. Pressure meter resolution is 0.1 kPa that is supplied with a 9V battery in order to rise a system portability.

## 1. INTRODUCCIÓN

La mayoría de las propiedades físicas o eléctricas de los fenómenos presentes en la naturaleza que necesitan ser medidas o analizadas se presentan en forma analógica, por lo que es necesario un convertidor para hacer los datos analógicos adecuados y así poder procesarlos en sistemas digitales [1]. Por lo tanto, un ADC se emplea cuando un circuito o un sensor cuya salida es analógica y se debe convertir a un código digital para comodidad y economía en el registro de información y de los cálculos [2]. Una aplicación de este tipo de convertidores para la presentación en segmentos visibles de la característica de salida de un sensor de presión piezorresistivo con fines didácticos es presentada en este documento. El rango de presión varía de 0 a 100 kPa (0 a 14.5 psi).

La medición de presión se ha convertido en el punto de interés en un amplio rango de aplicaciones, por lo cual, ahora se presenta en diversos sistemas como médicos, ambientales, automotores y procesos industriales sólo por mencionar algunos. El elemento para el sensado de presión típico es el que consiste de cuatro piezorresistores de idéntico valor, colocados muy próximos a cada uno de los bordes de la membrana, donde el esfuerzo mecánico es mayor cuando una presión es aplicada. Dos de los resistores están en posición paralela a la dirección del esfuerzo, y sus resistencias aumentan con la presión. Las otras dos resistencias se orientan en forma perpendicular a la dirección del esfuerzo y el valor de sus resistencias se reduce con la presión aplicada. Los cuatro piezorresistores se interconectan para formar un puente de Wheastone (ver Fig. 1). A pesar de las bondades que presenta el silicio para la fabricación de sensores, los semiconductores son sensibles a la temperatura del ambiente, por esta razón, los fabricantes proporcionan sensores completamente integrados y compensados en temperatura [3].

---

<sup>1</sup> Becario CONACyT

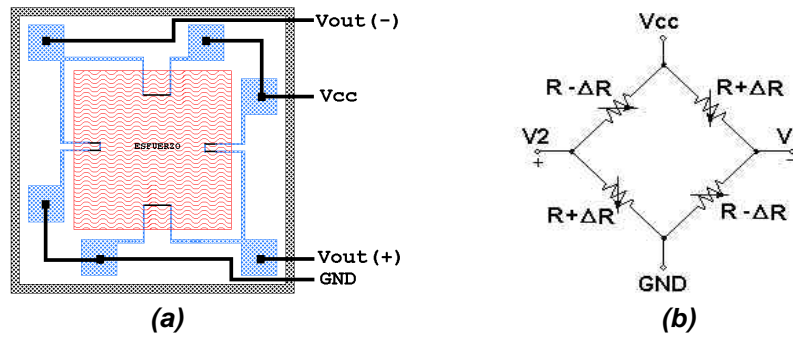


Figura 1. Vista superior de un transductor de presión básico que usa el efecto piezorresistivo sobre un diafragma como principio de operación. (b) Puente de Wheatstone. En esta configuración  $V_{out} = V_2 - V_1$ .

**2. ARQUITECTURA DEL SISTEMA**

En el lenguaje de la tecnología moderna, la combinación de un número (frecuentemente un número considerable) de instrumentos, máquinas, componentes, dispositivos, etc., para un cierto propósito es llamado sistema. Un ejemplo de un sistema simple es un voltímetro digital (DVM: en ingles) [1]. La Fig. 2, muestra la arquitectura total del sistema de medición de presión seleccionada para esta aplicación por medio del cual, será posible desplegar en forma de segmentos visibles la información de la respuesta que el sensor genere al ser excitado por una fuerza externa y obtener una interpretación real para dar una mejor presentación y eficiencia en los resultados. Cada bloque representa una parte fundamental en el funcionamiento del sistema; estos, pueden ser considerados como subsistemas, a partir de los cuales es posible desarrollar sistemas más avanzados.

El sistema como tal, debe realizar varias tareas. Primero, se aplica una presión al sensor. Esto produce un voltaje de salida analógico (de .2 a 4.7 V). Esta señal debe ser acondicionada para la entrada de un ADC. Después, es posible desplegar la presión correcta vía segmentos visibles. Este proceso se repite constantemente de acuerdo al cambio que presente la presión en la entrada diferencial del sensor. La etapa de alimentación para cada subsistema se debe considerar como parte integral del diseño, ya sea para propósitos de trabajo fijo o portátil.

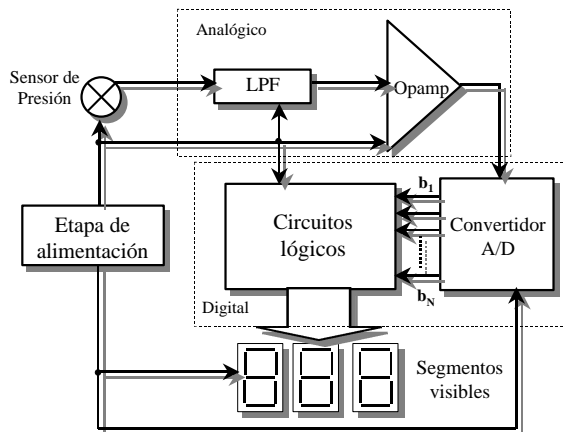


Figura 2. Diagrama a bloques del sistema, Arquitectura.

**3. SENSOR DE PRESIÓN**

El primer y más importante subsistema es el transductor de presión. Este dispositivo convierte la presión aplicada a un voltaje proporcional. El sensor seleccionado para el diseño del sistema de

medición es el MPX5100DP. Este dispositivo produce una salida de voltaje lineal en un rango de presión de 0 a 100 kPa. Es un transductor de presión piezorresistivo monolítico de silicio diseñado para un amplio rango de aplicaciones [4], en particular aquellas que emplean convertidores A/D (analog-to-digital). Provee un nivel de salida analógico, el cual es proporcional a la presión aplicada, cuenta con un error máximo de  $\pm 2.5\%$  sobre un rango de temperatura de  $0^\circ$  a  $85^\circ$  C, se alimenta con 5-V dc para proporcionar 200 mV a 0 presión y 4.7 a 100 kPa (típico) En la Fig. 3 se muestra el diagrama esquemático a bloques del sensor completamente integrado. La integración de la compensación de la temperatura y la calibración en un sólo chip han permitido una mejora significativa en la exactitud y la estabilidad térmica de la señal de salida de los sensores [5].

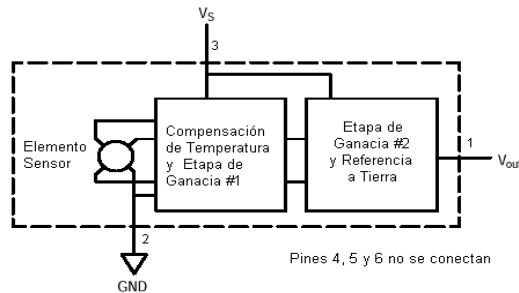


Figura 3. Diagrama esquemático –puerto diferencial–.

### 3.1. Función de transferencia

El valor nominal de transferencia para el MPX5100DP, está expresado por:

$$V_{out} = V_S (P \times 0.009 + 0.04) \pm (\text{Error en presión} \times \text{Mult. Temp.} \times 0.009 \times V_S) \quad (1)$$

$$V_S = 5.0 \text{ V} \pm 5\% \text{ P kPa}$$

Donde  $V_{out}$  es la señal de salida del sensor,  $V_S$  es el voltaje de alimentación, y  $P$  es la presión aplicada. El factor de error de temperatura (Mult. Temp.) es una respuesta lineal desde  $0^\circ$  hasta  $-40^\circ$  C y desde  $85^\circ$  C a  $125^\circ$  C, mientras que es 1.0 en un rango de  $0^\circ$  a  $85^\circ$  C. El llamado error de presión está limitado por la banda de error, que para el MPX5100DP es de  $\pm 2.5$  kPa en el rango de 0 a 100.

La Fig. 4 muestra la señal de salida del sensor con relación a la presión de entrada. Se midió con una manómetro de tubo abierto para comprobar la linealidad de señal de salida y el modulo ASB205 de MOTOROLA tomando como referencia la presión atmosférica. Las curvas que se muestran son la de salida mínima, típica y máxima para una operación sobre una temperatura dentro del rango de  $0^\circ$  a  $85^\circ$  C. Cabe hacer notar que la señal de salida se saturará fuera del rango de presión especificado [4].

### 4. CONSIDERACIONES DE RUIDO

A pesar de que los convertidores A/D de 8 bits son los más comunes, ADC's con una resolución alta están incrementando su disponibilidad. Sin embargo, para estos el ruido inherente a los puentes piezorresistivos se convierte en una consideración de diseño. Los dos tipos dominantes de ruido en un sensor de presión integrado piezorresistivo son el ruido blanco y  $1/f$  (ruido flicker). El ruido blanco, es el resultado del flujo no uniforme de portadores a través de una unión y es independiente de la temperatura. El segundo,  $1/f$ , resulta de los defectos del cristal y también es debido al procesamiento de las obleas. Este ruido es proporcional al inverso de la frecuencia por lo que es más dominante a bajas frecuencias. El ruido también puede ser generado por circuitos externos. En un sistema sensor, la fuente de alimentación, las tierras y el layout en PCB son importantes y necesitan una consideración especial también [6].

**Tabla 1. Datos experimentales sensor de presión**

n	P (KPa) V <sub>out</sub>	Experimental (V)
1	0.197	0
2	0.266	1.46
3	0.369	3.75
4	0.721	11.58
5	0.990	17.55
6	1.150	21.11
7	1.510	29.11
8	1.780	35.11
9	2.010	40.22
10	2.470	50.44
11	2.790	57.55
12	3.150	65.55
13	3.350	70.00
14	3.600	75.55
15	3.76	79.11
16	4.600	99.55

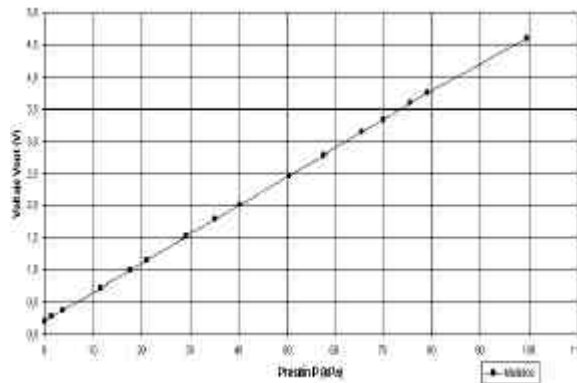


Figura 4. Curva característica, salida vs. presión diferencial

**4.1. Efectos de ruido en el sistema sensor**

El puente en el transductor produce un voltaje diferencial muy pequeño, en el rango de los milivoltios. El amplificador diferencial del chip amplifica y traduce este voltaje a una terminal de salida de típicamente 0.2 voltios a 4.7 voltios. A pesar de que el transductor tiene una respuesta mecánica de aproximadamente 500 Hz, su ruido a la salida se extiende desde 500 Hz hasta 1 MHz. Este ruido es amplificado, el cual es suficiente como para afectar un conteo en un ADC de 8 bits, y cuatro o cinco conteos en un ADC de 10 bits. Es por lo tanto importante considerar el filtrado.

**4.2. Técnicas de Filtrado y consideraciones**

Para mitigar los efectos del ruido, son efectivas dos propuestas generales, filtro pasa-bajas con hardware, y filtro pasa-bajas con software<sup>2</sup> --aquí sólo se hablara del filtro implementado con hardware--. Cuando se realiza el filtrado con hardware se recomienda un filtro RC pasa-bajas con una frecuencia de corte de  $f_0 = 650$  Hz.

Se encuentra que la función de transferencia [7] de la red en la Fig. 5 es

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I}{I + sRC}, \quad \text{si } s = j\omega; \tag{2}$$

<sup>2</sup> En el caso del uso de un microcontrolador con convertidor A/D interno.

$$H(j\omega) = \frac{I}{1 + j\omega RC} \quad (3)$$

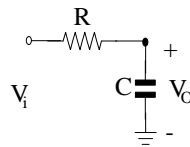


Figura 5. Filtro RC pasa-bajas de una sección

Por tanto, si la frecuencia de corte se designa por  $\omega_o$ , se tiene que

$$\omega_o = \frac{1}{RC} = 2\pi f_o, \quad (4)$$

seleccionando  $R = 750 \Omega$ , resulta  $C = 0.33 \mu\text{F}$  para dar el mejor resultado (ver Fig. 6). Algunos ADC's no trabajaran bien teniendo como impedancia fuente un filtro RC de un polo. En aplicaciones en donde el convertidor A/D es sensible a una impedancia de entrada alta, se debe utilizar un buffer.

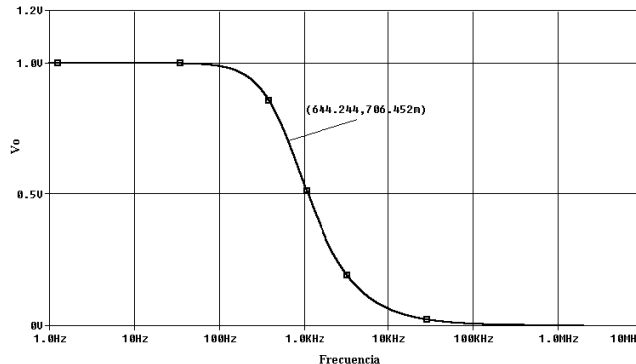


Figura 6. Respuesta del Filtro RC pasa-bajas  $f_{3dB}$  @ 650 Hz.

Debido que la salida del sensor guarda proporción con la fuente de voltaje, cualquier variación en el voltaje de alimentación aparecerá proporcionalmente en la salida. El sensor está diseñado, caracterizado y compensado para ser alimentado con una fuente de voltaje de  $5 \text{ V} \pm 5\%$  que puede proveer 10 mA de corriente como la máxima requerida. No se recomienda alimentar el sensor con otro voltaje que el especificado porque el offset, la compensación del coeficiente de temperatura del offset (TCO, en inglés) y del coeficiente de temperatura del Span (TCS, en inglés) será inválido y afectarán la exactitud del sensor.

Desde un punto de vista referente al ruido, un capacitor cerámico de  $0.33 \mu\text{F}$  a  $1.0 \mu\text{F}$  en paralelo con un capacitor de  $0.01 \mu\text{F}$  trabaja bien para el propósito de un desacoplo adecuado (ver Fig. 7). También, con respecto al ruido, es preferible el uso de un regulador lineal<sup>3</sup> en lugar de la salida de una fuente de conmutación de 5 V que es relativamente más ruidoso. Una consideración adicional es, que la alimentación del sensor y el voltaje de referencia se debe tomar de la misma fuente. Puesto que la resolución del ADC es también proporcional a su voltaje de referencia; variaciones en el voltaje de alimentación serán canceladas por este sistema.

<sup>3</sup> Por ejemplo, el MC78L05.

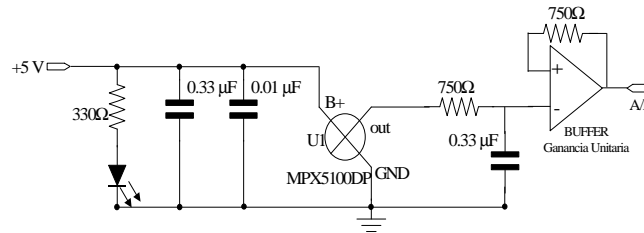


Figura 7. Sensor de Presión con un LPF-RC y un Buffer como entrada a la siguiente etapa.

## 5. RESOLUCIÓN, SENSIBILIDAD Y NÚMERO DE BITS

La resolución es el significado del dígito menos significativo (LSB). Por ejemplo, en un medidor de 3½dígitos, el ½indica que el dígito más significativo (MCB) sólo puede ser un 0 o un 1. La sensibilidad es el cambio incremental más pequeño que puede detectar un medidor. Esto no significa que se deba mostrar el cambio mínimo detectable al usuario. A veces se expresa la sensibilidad de manera alternativa como la relación del cambio incremental en la salida para un cambio incremental en la entrada. Otra característica funcional es el umbral que también está relacionado con la sensibilidad. Este es el cambio mínimo en la entrada que provocará un cambio en la salida [8]. Ahora bien, si consideramos que para nuestro caso el sensor de presión puede medir un mínimo de 0 kPa y un máximo de 100 kPa, si además asumimos que la presión de 100 kPa resulta en +4.5 V, asumiendo este voltaje como el span a escala completa, la sensibilidad que se obtiene es

$$S = \frac{V}{P} = \frac{4.5V}{100kPa} = 45 \text{ mV} / \text{kPa} \quad (5)$$

Si la resolución de presión,  $R_p$  que se necesita es de al menos 0.1 kPa/bit, entonces

$$R_p = \frac{R_v}{S} \quad (6)$$

donde  $R_v$  es la resolución de voltaje o LSB.

$$R_v = R_p \cdot S = 0.1 \frac{kPa}{bit} \cdot 45 \frac{mV}{kPa} = 4.5 \frac{mV}{bit} \quad (7)$$

Otra expresión para encontrar el LSB es

$$LSB = \frac{V_{FS}}{(2^n - 1)} \quad (8)$$

donde  $V_{FS}$ , es el voltaje de salida a escala de presión completa (Span +4.5 V) y n el número de bits de salida del ADC [8-11]. Despejando para n, se tiene,

$$n = \frac{\log_{10} \left( \frac{V_{FS}}{LSB} + 1 \right)}{\log_{10} 2} = \frac{\log_{10} \left( \frac{4.5V}{4.5mV/bit} + 1 \right)}{\log_{10} 2} = 9.96 \quad (9)$$

Es decir, que por lo menos se requiere de un ADC de 10 bits ( $2^{10} = 1024$  pasos). Para determinar el valor máximo de n, es necesario calcular la rapidez de respuesta<sup>4</sup> (SR, en inglés) del sensor. Para ello se usa el modelo eléctrico equivalente del sensor de presión [9]. Se sabe que,

<sup>4</sup> El SR se define como la razón de cambio máxima en el voltaje de salida para un voltaje en forma de escalón aplicado a la entrada.

$$SR = \frac{DV}{Dt} = 2pfX(\text{Rango de Entrada})$$

$\Delta V$ : cambio de voltaje  
 $\Delta t$ : intervalo de tiempo  
 $f$ : frecuencia

(10)

La Fig. 8a muestra la respuesta del sensor a la aplicación de un tren de pulsos en la entrada con amplitud de 100 V (100 kPa). En ella, se mide el tiempo de respuesta,  $t_R$ , que concuerda con las especificaciones (1ms) para una carga de 5 pF<sup>5</sup>. La Fig. 8b, presenta la sección de la curva para el cálculo del SR, cuyo valor aproximado es:  $SR = 6425.2825=6.425V/ms$  La Fig. 8c es una ampliación de la señal para mostrar la manera de como la señal de salida intenta seguir a la señal de entrada y así establecer la frecuencia mínima. La frecuencia de la señal de salida del sensor, es la entrada al ADC (después de haber sido acondicionada), en donde el settling time se mide una vez que la señal se estabiliza completamente y es aproximadamente 13.383 ms. Este valor, sumado al tiempo de caída desde el valor máximo ( $\approx 4.7$  V) a cero (en este caso  $\approx 200$  mV de Offset) que es de aproximadamente 5.68 ms, la máxima frecuencia es:  $f = (19.063 \text{ ms})^{-1} = 52.45 \text{ Hz}$  Ahora, despejando  $V_{FS}$  y el rango de entrada en 6a y 7 respectivamente es posible encontrara el valor de  $n$  máximo como sigue,

$$n \leq \frac{\log_{10} \left( \frac{SR}{2pf} \cdot \frac{1}{LSB} + 1 \right)}{\log_{10} 2} \qquad n \leq \frac{\log_{10} \left( \frac{6.425V/ms}{2p \cdot 52.45Hz} \cdot \frac{1}{4.5mV/bit} + 1 \right)}{\log_{10} 2} \qquad n \in 12.08 \qquad (11)$$

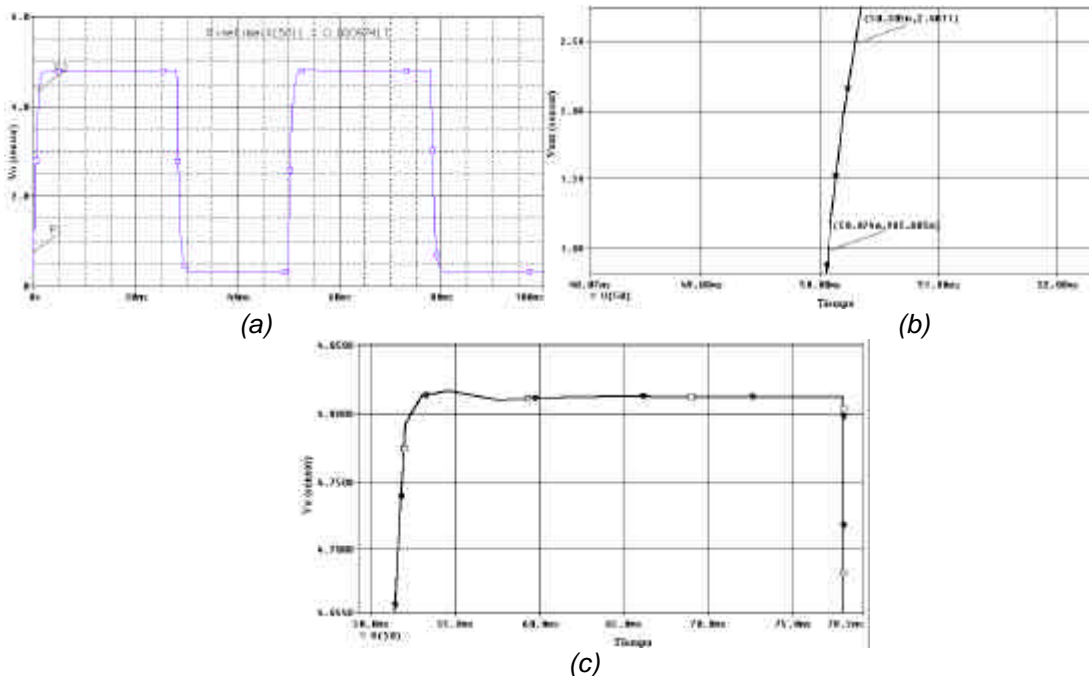


Figura 8. (a)Tiempo de respuesta, (b)Slew Rate y (c)Respuesta amplificada.

De lo anterior se puede decir que el ADC necesario para poder convertir la señal apropiadamente debe ser de 10 ( $2^{10} = 1024$ ) ó 11 bits ( $2^{11} = 2048$ ).

<sup>5</sup> Similar al valor capacitivo de algunas puntas de prueba.

### 5. CONVERTIDOR A/D

Un ADC de circuito integrado que cumple en primera instancia con el requerimiento del número de bits, es el ICL1707; es de 3½dígitos lo cual implica un conteo de 0 a (-)1999 (.1999, 1.999, 19.99 ó 199.9) para lo cual son necesarios por lo menos 11 bits (cuanta de 2048). Internamente, el ICL1707 esta dividido en dos secciones, analógica y digital, que incluyen decodificadores BCD a siete segmentos, manejadores de display (de LED), una referencia, y un reloj. [12] La técnica de conversión que emplea el ICL1707 es la de conversión por integración tipo doble rampa. La principal aplicación de éstos convertidores es en equipos de medición de gran resolución de DC ó en baja frecuencia; típicamente en multímetros o equipo médico. Es seleccionar una frecuencia adecuada de acuerdo al tiempo de respuesta del sensor de presión. Ofrece una combinación de alta exactitud, versatilidad, y economía real. La deriva a cero es de menos de 1µV/°C, corriente de polarización de entrada de 10 pA (Max) y un error total de menos de una cuenta. Tiene una baja disipación de potencia (>10 mW). Tiene entradas y referencia diferencial. El rango de temperatura de trabajo va de 0 a 70° C con un coeficiente de temperatura de 80 ppm/°C. Necesita sólo diez componentes pasivos y display para su desempeño (ver Fig. 9).

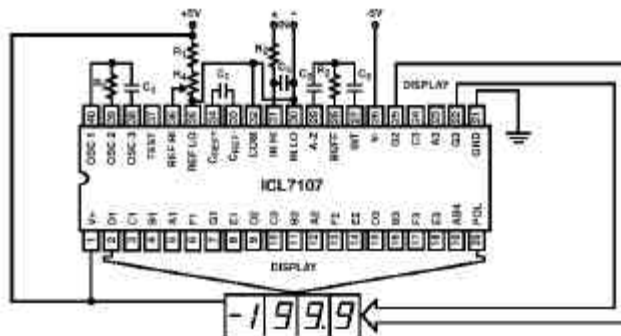


Figura 9. Elementos necesarios para una aplicación típica del ICL1707.

La lectura de salida mostrada por el ADC es:

$$Cuenta = \left( \frac{V_{in}}{V_{REF}} \right) \tag{12}$$

donde Cuenta va de 0 a 1999, así el, voltaje de entrada,  $V_{in}$ , debe de ser siempre doble del voltaje de referencia,  $V_{REF}$ .

#### 5.1. Selección del Valor de los Componentes

Como el voltaje de salida del sensor a escala completa es de 4.5V (con voltaje de offset eliminado), el voltaje analógico de entrada al ADC va desde  $V+$  a  $V-$ ; para ajustarse a los valores típicos según las especificaciones del ADC, para un voltaje a escala completa,  $V_{INFS} = 2V$ , un resistor de integración,  $R_{INT} = 470\text{ k}\Omega$  (R2) es un valor óptimo [12]. El capacitor de integración (C3) debe seleccionarse para proporcionar la máxima excursión de voltaje; con una alimentación de +5V y la terminal analógica COMMON conectada a tierra, la entrada esta referida a tierra y una excursión nominal de  $\pm 3.5V$  a +4V. Para tres lecturas por segundo (48 kHz) el valor nominal de  $C_{INT} = 0.1\ \mu F$  (calculado  $\approx 0.095\ \mu F$  ó  $\approx 0.084\ \mu F$ ).

El valor recomendado por Intersil para capacitor de auto cero es  $C_{AZ} = 0.047\ \mu F$  (C2). Para el capacitor de referencia,  $C_{REF}$  (C1) un capacitor de  $0.1\ \mu F$  da buenos resultados en la mayoría de aplicaciones. Los componentes del oscilador recomendados son  $R_{OSC} = 100\text{ k}\Omega$  (R3) para todos los rangos de frecuencia y el capacitor se calcula para 48 kHz,  $C_{OSC} = 100\text{ pF}$  (C4); los 48 kHz se dividen entre 4 para ser utilizados como reloj del sistema. El periodo interno del reloj es entonces

83.3  $\mu$ s Un filtro simple RC pasa bajas con una frecuencia de corte de  $\approx 16$  Hz ( $R_5 = 1$  M $\Omega$  y  $C_5 = 0.01$   $\mu$ F) presenta un error despreciable de 1  $\mu$ V [13]. El voltaje de referencia diferencial que se debe fijar entre las terminales 35 (REF LO) y 36 (REF HI) del ADC se hace de manera externa a través de trimpot de 10 k $\Omega$  y la terminal de referencia interna (pin 32) conectada a REF LO. El valor nominal de  $V_{REF}$  es de 1V para poder alcanzar la cuenta máxima de 1999.

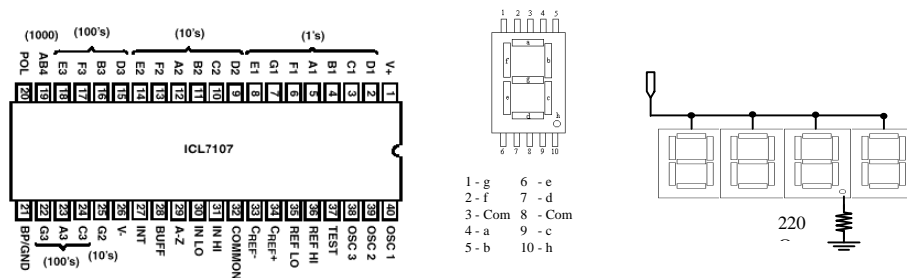
### 5.2. Segmentos Visibles

Como la resolución de presión necesaria es de 0.1 kPa/bit y el rango de presión del sensor es de 0 a 100 kPa, se utilizan los de 3½ dígitos para desplegar 100.0 kPa en cuatro indicadores de segmentos de LED y ajustando el rango con un punto decimal fijo a través de una resistencia de 220 $\Omega$  conectada a tierra (ver Fig. 10). Se utilizan indicadores de segmentos de LED de ánodo común sin resistencia limitadora, es el DUG14A.

Figura 10. Indicadores de segmentos visibles (de LED) indicando el punto fijo para el rango de medición.

### 6. ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

La etapa de acondicionamiento de señal es encargada de convertir y escalar la salida del sensor a un rango de voltaje conveniente para el convertidor AD. Uno de los valores típicos para el voltaje de entrada del ADC es



de 2-V, como se menciono antes, el voltaje de salida típico del sensor es de  $\approx 4.7$ -V en presencia del voltaje de offset. Por esta razón es necesario atenuar la señal. Se usa un opamp TL081CN de bajo costo con entrada JFET de alta velocidad, opera con  $\pm 5$ -V; se emplea en aplicaciones que requieren de un voltaje de entrada de offset bajo, impedancia de entrada alta, slwe rate alto y un ancho de banda amplio, El dispositivo tiene baja sensibilidad al ruido y deriva de voltaje offset. La configuración es un simple opamp inversor (ver Fig. 11) cuya función de transferencia se describe como

$$V_{o1} = - \frac{R_{fa}}{R_{la}} V_{in} \tag{13}$$

Seleccionando  $R_{la} = 27$  k $\Omega$ , el valor de  $R_{fa} = 12$  k $\Omega$ ,  $V_{in}$  es la salida del circuito mostrado en la Fig. 7. De esta manera la señal se adecua al nivel de entrada del ADC, sin embargo aparece un signo negativo. Para eliminar el signo y edemas realizar el ajuste del circuito eliminando el offset que entrega en sensor se emplea otra etapa inversora, pero con un voltaje de referencia en la entrada positiva, que se establece a través del diodo zener CC8069 con ganancia unitaria. Los niveles de voltaje de offset mínimo, típico y máximo son 0.088, 0.2 y 0.313-V respectivamente, el circuito se muestra en la Fig. 11 y la función de transferencia es la siguiente,

$$V_{o2} = \frac{R_{fb} + R_{lb}}{R_{2b}} V_{REF} - \frac{R_{fb}}{R_{2b}} V_{o1}, \text{ si } R_{fb} = R_{2b} \quad V_{o2} = 2V_{REF} - V_{o1} \tag{14}$$

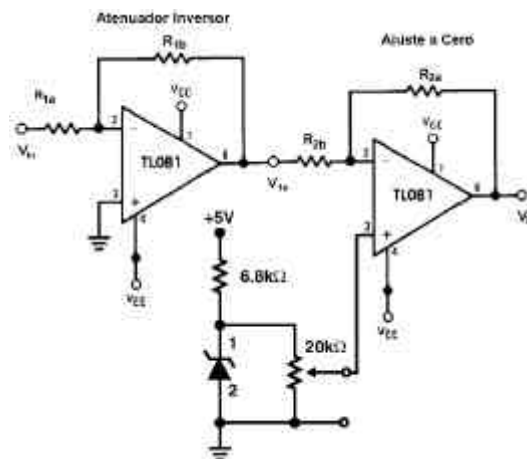


Figura 11. Circuito acondicionamiento de señal.

### 7. ETAPA DE ALIMENTACIÓN

El ICL7107 está diseñado para trabajar con fuente simétrica de alimentación de  $\pm 5$  V. Para dar una portabilidad al medidor de digital de presión es posible alimentarlo con una batería de 9V y a partir de estos, generar un voltaje fijo de +5 V, se utiliza un regulador de voltaje de tres terminales como el MC7805. Se requiere una tierra común entre los voltajes de entrada y de salida. Típicamente el voltaje de entrada debe permanecer en 2.0 V por arriba del voltaje de salida. La corriente proporcionada es de 1.0 A. Se requiere  $C_{in}$ , si el regulador se localiza a una distancia apreciable del filtro de la fuente de alimentación.  $C_o$  no es necesario para la estabilidad; de cualquier forma éste mejora la respuesta transitoria. Valores menores de  $0.1 \mu F$  pueden causar inestabilidad [14]. Una vez generada la fuente de voltaje de +5 V se usa el circuito convertidor de voltaje ICL7660 para generar -5 V a 200 mA. El rango de conversión del ICL7660 para una entrada de +1.5-V a +10.0-V da como resultado una salida de voltaje complementaria de -1.5-V a -10.0-V. Son necesarios sólo dos capacitores externos electrolíticos polarizados de  $10 \mu F$ . Contenidos en el chip se encuentran una fuente reguladora de dc serie, un oscilador RC, un traductor de nivel de voltaje, y cuatro interruptores MOS de potencia en la salida [12, 14,15]. La Figura 12 muestra el circuito para la fuente de alimentación.

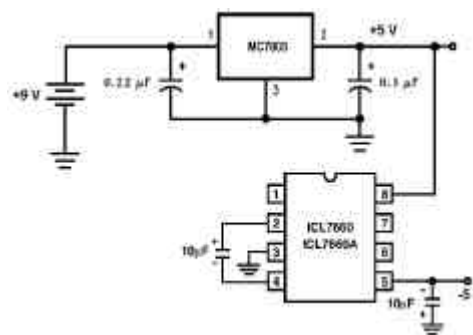


Figura 12. Fuente de alimentación simétrica - 5-V.

### 8. CONCLUSIONES

El conocer la mayoría de las características de operación de los sensores a ser utilizados en ciertas aplicaciones es una gran ventaja; sin embargo, se puede contar con esta información y no tener las herramientas de análisis y comprensión necesarias para la justificación en el empleo y especificaciones de ciertos dispositivos. Uno de los tantos aspectos de importancia en el diseño de un sistema de medición que utiliza convertidores A/D, es el ruido. La importancia de su filtrado



para su minimización radica en el hecho de no acarrear errores en la conversión (conteo) y la selección del LSB. La rapidez de respuesta del sensor de presión es lenta, esto se puede tomar como ventaja con respecto al SR que pueda tener el opamp empleado para acondicionar la señal. El convertidor A/D seleccionado (ICL7107) resulta muy práctico y versátil, con pocos elementos externos para su desempeño, lo que beneficia al diseño compacto del PCB. Sus entradas diferenciales permiten aplicaciones donde la entrada y la referencia no están referenciadas a tierra. Se resalta el hecho de contener integrada la etapa digital con salidas a siete segmentos. Para la fuente de alimentación, los +5 V se generan a partir de una batería de 9 V a través de un regulador lineal, MC7805 y un convertidor monolítico, ICL7660, alimentado con +5V para generar -5 V, así se consigue una fuente simétrica de  $\pm 5$  V necesaria para la polarización del circuito medidor de presión, el paso siguiente es implementar la fuente de alimentación a partir del voltaje de línea (127-V 60H-z)

### REFERENCIAS

- [1] A. J. Bouwens, *Digital Instrumentation*, (Ed, McGraw-Hill, USA), cap. 3 y 7 (1984).
- [2] L. M. Faulkenberry, *Introducción a los amplificadores operacionales con aplicaciones a IC lineales*, (Ed. Limusa, Noriega Editores, México), 464, (1994).
- [3] E. Aldrete-Vidrio, F. Sandoval-Ibarra, y Juan Santana, *Modelo Eléctrico Equivalente para Sensores de Presión de Efecto Piezorresistivo*, Memorias CONCI'2000, ITP Puebla, pp: 15-19, Mayo 2000.
- [4] MOTOROLA, Inc., Semiconductor Technical Data, *Integrated Silicon Pressure Sensor On-Chip Signal Conditioned, Temperature Compensated and Calibrated*, Rev 6 (1998).
- [5] C. Winkler & J. Baum, MOTOROLA, Inc., Semiconductor Application Note, *Barometric Pressure Measurement Using Semiconductor Pressure Sensors*, Rev 1, (1997).
- [6] A. Reodique and Warren Schultz, MOTOROLA, Inc., *Semiconductor Application Note*, "Noise Considerations for Integrated Pressure Sensors", Rev 1, (1998).
- [7] J. G. Holbrook, *Transformada de Laplace para ingenieros en Electrónica*, (Ed. Limusa-Noriega, México), 226, 1990.
- [8] W. Stanley & R. F. M. Smith, *Guía para Mediciones Electrónicas y Practicas de Laboratorio*, (Ed. Prentice Hall Hispanoamericana, México), (1992).
- [9] <http://www.mot-sps.com/models/bin/sensor2.html>
- [10] E. Pasahow, *Principles of Integrated Electronics*, (Ed. Breton Publishers, USA), cap. 5, (1982).
- [11] MOTOROLA, Inc., Semiconductor Application Note, *Analog to Digital Converter Resolution Extension Using a Motorola Pressure Sensor*, Rev 6, (1998).
- [12] Intersil Corporation, ICL1706, ICL1707 Data Sheet.
- [13] AN023 Application Note, Intersil Corporation, *Low Cost Digital Panel Meter Designs and Complete Instructions for LCD and LED Kits*, (1999).
- [14] MOTOROLA Inc., MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA, *Three-Terminal Positive Voltage Regulators*, (1996).
- [15] Intersil Corporation, ICL7660 Data Sheet, 1999.