

# INSTITUTO TECNOLÓGICO DE TUXTLA GUTIÉRREZ

---



## MEMORIA DE RESIDENCIA

**ASESOR**

**LFM. LESTER ACOSTA MAZA.**

**PROYECTO**

**ESFIGMOMANÓMETRO DIGITAL.**

**PRESENTAN**

**RÍOS BAUTISTA KARLA ALEJANDRA.**

**SEGURA ARGUELLO ENEYDA.**

**TUXTLA GUTIERREZ CHIAPAS A: 12 DE DICIEMBRE DEL  
AÑO 2008.**

## ÍNDICE

TEMA	PÁGINA
<b>1.- INTRODUCCIÓN</b> .....	3
1.1 Antecedentes.....	3
1.2 Justificación.....	3
1.3 Objetivos.....	3
1.4 Planteamiento del problema.....	3
1.5 Delimitación del problema.....	4
<b>2.- FUNDAMENTOS TEÓRICOS</b> .....	4
2.1 Presión arterial.....	4
2.2 Componentes de la presión arterial.....	6
2.3 Medida de la presión arterial.....	7
2.4 El ECG.....	7
2.5 Amplificadores operacionales.....	11
2.6 Etapa de sensado.....	12
2.7 Acondicionamiento de la señal.....	13
2.8 Conversión de datos.....	21
<b>3.- DESARROLLO</b> .....	24
3.1 Etapa de sensado.....	24
3.2 Etapa de amplificación.....	27
3.3 Etapa de filtrado.....	29
<b>4.- RESULTADOS OBTENIDOS</b> .....	34
<b>5.- FUNDAMENTOS DE APOYO</b> .....	36
<b>6.-COMENTARIOS Y COLNCLUSIONES</b> .....	44
<b>7.- BIBLIOGRAFÍA</b> .....	46

# 1.- INTRODUCCIÓN

## 1.1 ANTECEDENTES

La tensión arterial alta o la hipertensión es muy común y una causa importante de muerte prematura en el mundo actual por ello; es importante asegurarse de que no se padezca, el control y la prevención son fundamentales. Los médicos están de acuerdo en que la auto vigilancia diaria de la presión arterial es un importante paso que las personas pueden dar para conservar su salud cardiovascular y prevenir las graves consecuencias de la hipertensión desapercibida y no tratada. Por ello decidimos desarrollar un equipo de monitoreo de la presión arterial de bajo costo, fácil mantenimiento que pueda ser utilizado a diario.

## 1.2 JUSTIFICACIÓN

Se llevara a cabo la construcción de un esfigmomanómetro digital (medidor de presión arterial) que sea capaz de detectar los valores de la presión sistólica y diastólica, que sea lo mas precisa y exacta posible a manera que sus lecturas sean confiables además de que su costo sea considerablemente mas bajo a los existentes en el mercado.

## 1.3 OBJETIVO

Diseñar y construir un dispositivo digital que sea monitor de la presión arterial de precio económico de fácil operación y sobre todo de lecturas confiables.

## 1.4 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

-¿Cómo se podrá obtener la señal de la presión?

-¿Qué sensor se utilizará para el dispositivo?

-¿Qué tipo de amplificadores operacionales se utilizarán y en que configuraciones trabajarán?

-¿Cómo se llevará a cabo el acondicionamiento de la señal?

-¿Cómo se podrá evitar el mayor ruido posible para poder obtener resultados mas precisos?

-¿Cómo se obtendrán los datos de la medición?

-¿Qué dispositivo se utilizará para transformar la señal obtenida en voltaje a dígitos?

-¿Cuál será el lenguaje de programación a utilizar?

## 1.5 DELIMITACIÓN DEL PROBLEMA

Antes que nada hay que aclarar que este proyecto no pretende evitar los padecimientos cardiacos, simplemente será una herramienta útil para la monitorización de la presión arterial, esto se lograra con la construcción de un esfigmomanómetro digital económico, que no solo un medico o especialista pueda utilizar sino que cualquier persona pueda hacer uso de este dispositivo.

## 2.- FUNDAMENTOS TEORICOS

### 2.1 PRESIÓN ARTERIAL

La presión arterial o tensión arterial es la presión que ejerce la sangre contra la pared de las arterias. Esta presión es imprescindible para que circule la sangre por los vasos sanguíneos y aporte el oxígeno y los nutrientes a todos los órganos del cuerpo para que puedan funcionar. Cuando se valora y registra la presión arterial de un individuo, se está determinando una de las resultantes de la interrelación entre el estado anátomo-funcional del corazón, y el sistema arterial. La eyección de sangre desde el corazón se realiza simultáneamente hacia dos grandes circuitos, sistémico y pulmonar, por medio de los ventrículos que actúan como bombas impelentes.

El registro de la presión arterial implica, en primer término, valorar el estado anátomo-funcional de la bomba izquierda. El registro de la presión arterial significa, en segundo término, obtener información acerca de la cuantía del volumen sanguíneo circulante por el

lecho arterial (que en modo alguno representa la volemia total). La circulación de la sangre a través del sistema arterial (sistema de distribución) debe vencer especialmente a nivel de las arteriolas una resistencia vinculada con el estado anátomo-funcional de las mismas.

Cuando se valora la presión arterial, se está también indagando la resistencia periférica arteriolar. Este triple enfoque (bomba izquierda, volumen de sangre arterial y estado arteriolar) siempre debe ser tenido en cuenta cuando se comienza a razonar acerca de la información obtenida al registrar la presión arterial de un paciente. Los aspectos mencionados anteriormente permiten comprender que la presión arterial es la resultante del volumen minuto cardíaco por la resistencia arteriolar periférica.

Presión arterial = Volumen minuto X Resistencia.

El volumen minuto representa la cantidad de sangre que envía a la circulación el ventrículo izquierdo durante un minuto. Depende a su vez de la conjunción entre volumen sistólico y frecuencia cardíaca.

Volumen minuto = Volumen sistólico X Frecuencia

El Volumen sistólico por su parte está en directa relación con el estado del miocardio y con la volemia. A su vez, la resistencia periférica, el restante factor en la determinación de la presión arterial, está condicionada fundamentalmente por el tono y estado arteriolar.

El tono arteriolar tiene regulación neurógena preponderantemente simpático-adrenérgica, y química. El simpático mantiene permanentemente el tono arteriolar. Cuando aumenta, su estímulo produce vasoconstricción por liberación de las aminas (noradrenalina, dopamina, etc.), almacenadas en las terminaciones nerviosas, y eleva la presión arterial al acentuar la resistencia periférica. Si el tono simpático disminuye, se produce vasodilatación arteriolar con descenso de la resistencia periférica y de la tensión arterial.

En la regulación de la actividad simpática y por ende del tono arteriolar interviene el centro vasomotor bulboprotuberancial, que recibe estímulos corticohipotalámicos y también aferencias periféricas recogidas por los barorreceptores y quimiorreceptores, e influencias

químicas directas de la sangre (acidosis, hipoxia). También participan directamente factores químicos en la regulación del tono arteriolar. Las catecoláminas circulantes por su acción sobre los alfarreceptores musculares, la angiotensina y el sodio intracelular por su efecto directo sobre el músculo, actúan como vasoconstrictores arteriolares.

En condiciones fisiológicas, los factores que determinan la presión arterial se mantienen en armónica conjunción gracias a su propia aptitud y sobre la base de los sistemas de regulación que controlan el tono arteriolar, el volumen intravascular y su distribución. Los sistemas de regulación de la presión arterial de acuerdo con las necesidades del organismo pueden actuar en forma inmediata o alejada.

La respuesta inmediata corre por cuenta del centro cardiocirculatorio que se activa al recibir la información de lo que ocurre en los vasos periféricos, transmitida por los barorreceptores y quimiorreceptores.

El mecanismo alejado de regulación se vincula directamente con el riñón a través de respuestas que condicionan la retención o eliminación de agua y sales, con participación activa de hormonas específicas. Cuando se modifica o altera uno o varios de los factores que determinan o regulan la presión arterial, consecuentemente las cifras tensionales se apartan de lo normal, provocando estados de hipertensión o hipotensión arterial.

## 2.2 COMPONENTES DE LA PRESIÓN ARTERIAL

Mediante un esfigmomanómetro se estiman los dos componentes de la presión arterial:

- Presión arterial sistólica: corresponde al valor máximo de la tensión arterial en sístole cuando el corazón se contrae. Se refiere al efecto de presión que ejerce la sangre eyectada del corazón sobre la pared de los vasos.
- Presión arterial diastólica: corresponde al valor mínimo de la tensión arterial cuando el corazón está en diástole o entre latidos cardíacos. Depende fundamentalmente de la resistencia vascular periférica. Se refiere al efecto de distensibilidad de la pared de las arterias, es decir el efecto de presión que ejerce la sangre sobre la pared del vaso.

Cuando se expresa la tensión arterial, se escriben dos números separados por un guión (Figura 1), donde el primero es la presión sistólica y el segundo la presión diastólica. La presión de pulso es la diferencia entre la presión sistólica y la diastólica.



**Figura 1.** Esfigmomanómetro digital

### 2.3 MEDIDA DE LA PRESIÓN ARTERIAL

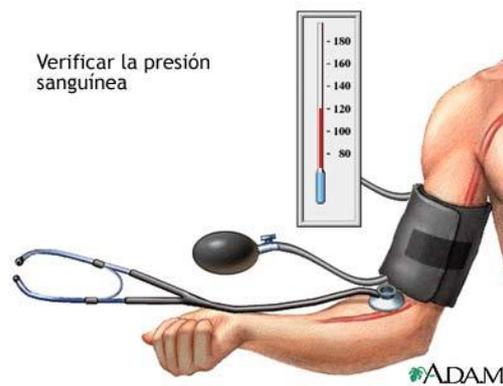
El médico ausculta con un estetoscopio aplicado sobre una arteria en el pliegue del codo.

A medida que el manguito se expande, se comprime la arteria de forma gradual, y el punto en el que el manguito interrumpe la circulación y las pulsaciones no son audibles determina la presión sistólica o presión máxima. Su lectura habitual se realiza cuando al desinflarlo lentamente, la circulación se restablece.

Entonces, es posible escuchar un sonido enérgico a medida que la contracción cardíaca impulsa la sangre a través de las arterias. El primer sonido audible, se corresponde con la presión máxima.

Después, se permite que el manguito se desinfe lentamente, hasta que el sonido del flujo sanguíneo desaparece. La lectura en este último sonido, determina la presión diastólica o

presión mínima, que se produce durante la relajación del corazón. Durante un ciclo cardíaco o latido, la tensión arterial varía desde un máximo durante la sístole a un mínimo durante la diástole. Por lo general, ambas determinaciones se describen como una expresión proporcional del superior sobre el inferior, por ejemplo, 125/80.

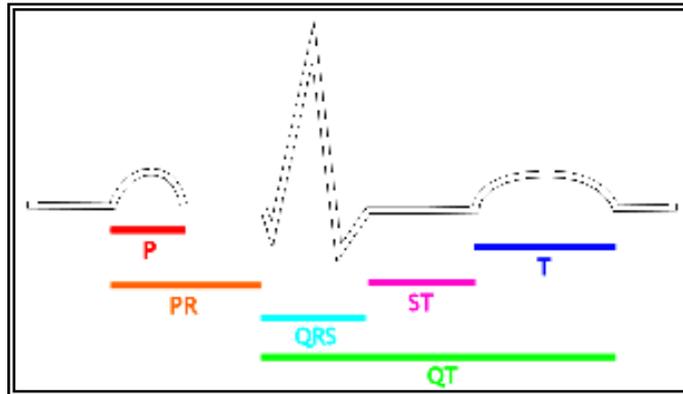


**Figura 2.** Ilustración de la medición  
De la presión arterial

#### 2.4 EL ECG.

El trazado típico de un electrocardiograma registrando un latido cardíaco normal consiste en una onda P, un complejo QRS y una onda T. La pequeña onda U normalmente es invisible.

El eje eléctrico es la dirección general del impulso eléctrico a través del corazón. Normalmente se dirige en forma de vector hacia la parte inferior izquierda, aunque se puede desviar a la derecha en gente muy alta u obesa. Una desviación extrema es anormal e indica un bloqueo de rama, hipertrofia ventricular o (si es hacia la derecha) embolia pulmonar. También puede diagnosticar una dextrocardia o una inversión de dirección en la orientación del corazón, pero esta enfermedad es muy rara y a menudo ya ha sido diagnosticada por alguna prueba más específica, como una radiografía del tórax



**Figura 3.** Dibujo de un ECG con etiquetas

De ondas e intervalos. P=onda P;

PR= segmento PR; QRS= complejo QRS;

QT= intervalo QT, ST=segmento ST;

T= onda T.

#### 2.4.1 ONDA P

La onda P es la señal eléctrica que corresponde a la despolarización auricular. Resulta de la superposición de la despolarización de la aurícula derecha (Parte inicial de la onda P) y de la izquierda (Final de la onda P). La repolarización de la onda P (Llamada Onda T auricular) queda eclipsada por la despolarización ventricular (Complejo QRS). Para que la onda P sea sinusal (Que provenga del Nodo Sinusal) debe reunir ciertas características:

- No debe superar los 0,25 mV (mili Voltios). Si lo supera, estamos en presencia de un Agrandamiento Auricular Derecho.
- Su duración no debe superar los 0,11 segundos en el adulto y 0,07-0,09 segundos en los niños. Si esta aumentado, posee un Agrandamiento Auricular Izquierdo.
- Tiene que ser redondeada, de rampas suaves, simétricas y de cúspide roma.
- Tiene que preceder al complejo ventricular.

## 2.4.2 COMPLEJO QRS

El complejo QRS corresponde a la corriente eléctrica que causa la contracción de los ventrículos derecho e izquierdo (despolarización ventricular), la cual es mucho más potente que la de las aurículas y compete a más masa muscular, produciendo de este modo una mayor deflexión en el electrocardiograma.

La onda Q, cuando está presente, representa la pequeña corriente horizontal (de izquierda a derecha) del potencial de acción viajando a través del septum interventricular. Las ondas Q que son demasiado anchas y profundas no tienen un origen septal, sino que indican un infarto de miocardio.

Las ondas R y S indican contracción del miocardio. Las anomalías en el complejo QRS pueden indicar bloqueo de rama (cuando es ancha), taquicardia de origen ventricular, hipertrofia ventricular u otras anomalías ventriculares. Los complejos son a menudo pequeños en las pericarditis. La duración normal es de 60 a 100 milisegundos

## 2.4.3 ONDA T

La onda T representa la repolarización de los ventrículos. En el complejo QRS generalmente ocurre la onda de repolarización auricular, por lo que la mayoría de las veces no se ve. Eléctricamente, las células del músculo cardíaco son como muelles cargados; un pequeño impulso las dispara, despolarizan y se contraen. La recarga del muelle es la repolarización (también llamada potencial de acción).

En la mayoría de las derivaciones, la onda T es positiva. Las ondas T negativas pueden ser síntomas de enfermedad, aunque una onda T invertida es normal en V1 ( V<sub>2-3</sub> en la gente de color). El segmento ST conecta con el complejo QRS y la onda T. Puede estar reducido en la isquemia y elevado en el infarto de miocardio

## 2.5 AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Estos circuitos se configuran principalmente para:

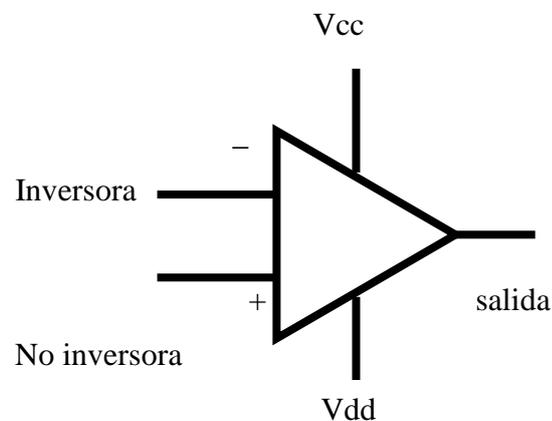
- Sumar
- Multiplicar
- Dividir
- Resta
- Integrador
- Derivar
- Comparar
- Detectar

Algunas de sus aplicaciones para su utilización están en:

- Sensores de temperatura.
- Presión.
- Audio.
- Señales
- Potencia.

Se trabajara acondicionando la señal con un TL082 el cual es un amplificador de bajo ruido.

Por lo general la simbología de un OPAM es:



## 2.6 ETAPA DE SENSADO

Ya que el dispositivo tiene como objetivo detectar el valor de la presión arterial, se tendrá como variable a la misma por lo que será necesario utilizar un sensor que permita detectar la variable requerida, pero recalcando que en su salida sea transducida a un nivel de voltaje ya que con este valor será que se trabajará mas adelante haciendo las manipulaciones necesarias para poder conocer el valor de la presión arterial.

Habiendo dejado claro los requerimientos que se necesitan se concluyo que el sensor más adecuado para el trabajo es el MPX5100 de Motorola. El funcionamiento de los sensores de presión de la serie MPX de Motorola está basado en el diseño patentado del calibrador de fuerza.

A diferencia de los sensores de presión más convencionales que utilizan las Cuatro resistencias exactamente apareadas en una configuración de puente de Wheaststone, la serie MPX utiliza Solamente un único elemento piezoresistivo implantado en un diafragma de silicio que sensa la tensión mecánica inducida en el diafragma por una presión externa.

La salida es un voltaje analógico proporcional a la presión de entrada y al voltaje de alimentación radiométrico. La alta sensibilidad y una excelente repetibilidad a largo plazo hacen que sean las unidades más apropiadas para la mayoría de aplicaciones. La precisión es muy buena debido al ajuste de las resistencias de calibración y compensación con láser controlado por ordenador, dando la medición de presión muy exacta sobre un rango amplio de temperatura. El efecto de la temperatura es típicamente  $\pm 0.5\%$  del fondo de escala sobre un rango de temperatura de 0 a 85 °C, mientras que el efecto sobre la tensión de offset, sobre un rango de temperatura similar, es de  $\pm 1$  mV como Máximo.

Los sensores de presión de Motorola están disponibles en tres diferentes configuraciones que permiten una medición de presión absoluta, diferencial y manométrica.

El sensor que utilizamos es de presión absoluta, dentro de sus principales características encontramos que esta Calibrado y Compensado en Temperatura, con acondicionador de señal de salida de 0-5V.un rango de 10 kPa (1.45 psi) hasta 1000 kPa (150 psi).



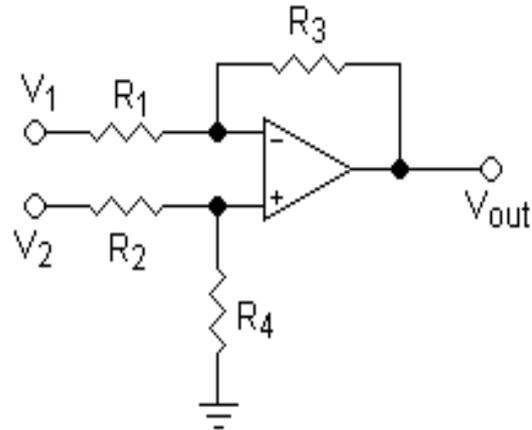
**Figura 4.** Sensor MPX5100AP

## 2.7 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

Ya que el sensor es de presión absoluta entrega a la salida sin carga un voltaje aproximado de 3.7V por lo que es necesario construir un circuito restador de ese voltaje para que la señal empiece desde 0v al momento de la medición y a partir de ahí se implementen filtros el primero para eliminar el mayor ruido posible, otro para eliminar la señal de cd ya que la presión arterial esta dada por una señal de ca, luego realizar un amplificador para la señal que luego será enviada a un convertidor analógico- digital y de ahí será desplegada en el Lcd.

### 2.7.1 CIRCUITO RESTADOR

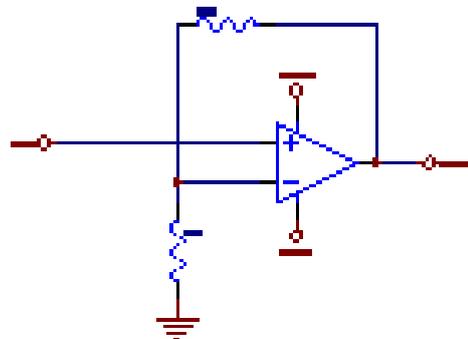
Para trabajar con los circuitos anteriormente mencionados se necesitaran usar amplificadores operacionales operando en sus diferentes configuraciones, el primero de ellos el amplificador restador, su circuito es el siguiente:



**Figura 5.** Configuración del Circuito restador

### 2.7.2 AMPLIFICADOR NO INVERSOR

Este circuito presenta como característica más destacable su capacidad para mantener la fase de la señal.



**Figura 6.** Amplificador no inversor

La diferencia de tensión en las patas de entrada del amplificador operacional ha de ser nula, por lo que la tensión presente en la pata inversora será la misma que la presente en el no-inversor. Por hallarse las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  en serie, la corriente que las atravesará será la misma y conocida, ya que sabemos el valor de  $R_1$  y las tensiones en sus extremos ( $V_{in}$  y 0):

$$I_1 = I_2; \frac{V_{in}}{R_1} = \frac{V_{out} - V_{in}}{R_2}$$

Resulta sencillo despejar de esta expresión la ganancia:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Se puede apreciar como no existe signo negativo en la expresión (no se invierte la señal), siendo además la ganancia siempre superior a la unidad. Este circuito no permite por consiguiente atenuar señales.

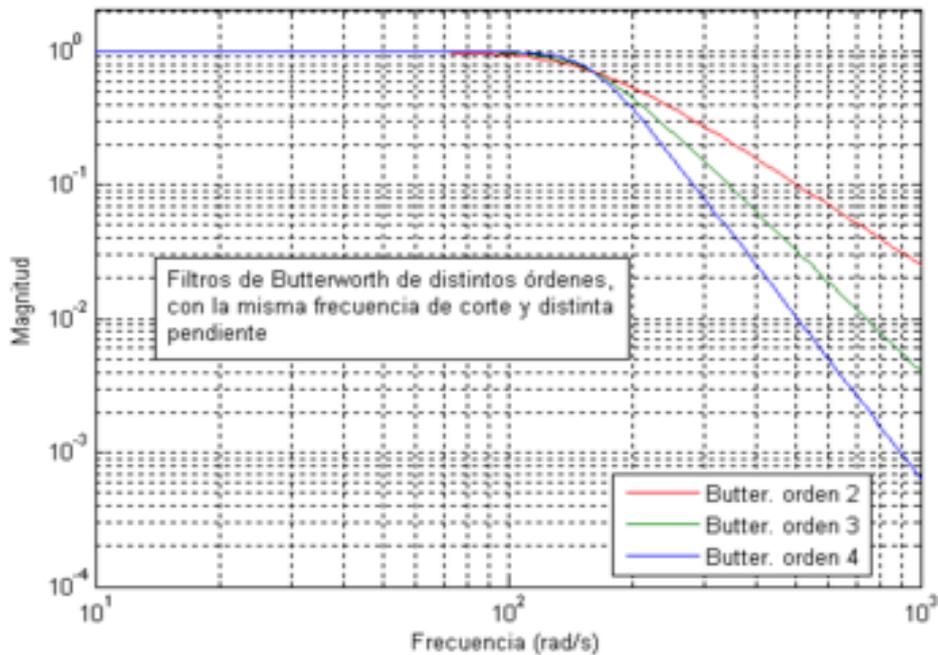
### 2.7.3 FILTRO BUTTERWORTH PASA BAJAS

El filtro de Butterworth es uno de los filtros electrónicos más básicos, diseñado para producir la respuesta más plana que sea posible hasta la frecuencia de corte. En otras palabras, la salida se mantiene constante casi hasta la frecuencia de corte, luego disminuye a razón de  $20n$  dB por década (ó  $\sim 6n$  dB por octava), donde  $n$  es el número de polos del filtro. El filtro de Butterworth más básico es el típico filtro paso bajo de primer orden, el cual puede ser modificado a un filtro pasa alto o añadir en serie otros formando un filtro pasa banda o elimina banda y filtros de mayores órdenes.

Según lo mencionado antes, la respuesta en frecuencia del filtro es máximamente plana (con las mínimas ondulaciones) en la banda pasante. Visto en un diagrama de Bode con escala logarítmica, la respuesta decae linealmente desde la frecuencia de corte hacia menos infinito. Para un filtro de primer orden son  $-20$  dB por década (aprox.  $-6$ dB por octava).

El filtro de Butterworth es el único filtro que mantiene su forma para órdenes mayores (sólo con una caída de más pendiente a partir de la frecuencia de corte).

Este tipo de filtros necesita un mayor orden para los mismos requerimientos en comparación con otros, como los de Chebyshev o el elíptico.



**Figura 7.** Filtros de Butterworth de varios órdenes

Si llamamos  $H$  a la respuesta en frecuencia, se debe cumplir que las  $2N-1$  primeras derivadas de  $|H(\Omega)|^2$  sean cero para  $\Omega = 0$  y  $\Omega = \infty$ . Únicamente posee polos y la función de transferencia es:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\Omega/\Omega_c)^{2N}}$$

Donde  $N$  es el orden del filtro,  $\Omega_c$  es la frecuencia de corte (en la que la respuesta cae 3 dB por debajo de la banda pasante) y  $\Omega$  es la frecuencia analógica compleja ( $\Omega=j\omega$ ). El diseño es independiente de la implementación, que puede ser por ejemplo mediante células de Sallen-Kay o Rauch, componentes discretos, etc.

Un filtro paso bajo corresponde a un filtro caracterizado por permitir el paso de las frecuencias más bajas y atenuar las frecuencias más altas. El filtro requiere de dos terminales de entrada y dos de salida, de una caja negra, también denominada cuadripolo o bipuerto, así todas las frecuencias se pueden presentar a la entrada, pero a la salida solo estarán presentes las que permita pasar el filtro. De la teoría se obtiene que los filtros están caracterizados por

sus funciones de transferencia, así cualquier configuración de elementos activos o pasivos que consigan cierta función de transferencia serán considerados un filtro de cierto tipo.

En particular la función de transferencia de un filtro paso bajo de primer orden corresponde a

$$H(s) = k \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}}$$

donde la constante  $k$  es sólo una ponderación correspondiente a la ganancia del filtro, y la real importancia reside en la forma de la función de transferencia

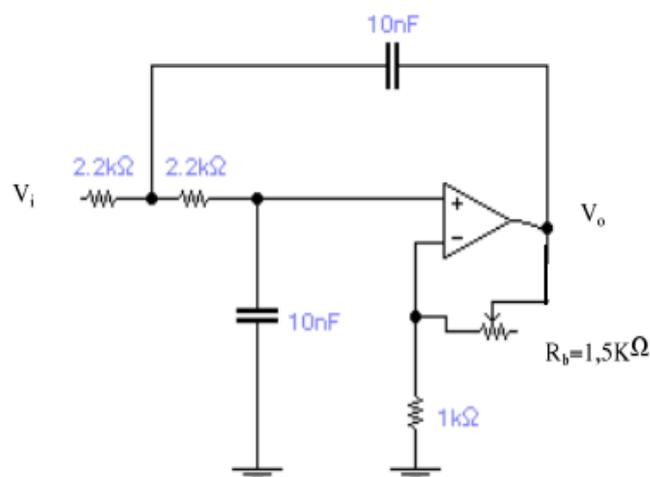
$$\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}}$$

la cual determina el comportamiento del filtro. En la función de transferencia anterior  $\omega_c$  corresponde a la frecuencia de corte propia del filtro, es decir la frecuencia a partir de la cual se empieza a atenuar la señal de entrada.

De forma análoga al caso de primer orden, los filtros de pasa bajo de mayor orden también se caracterizan por su función de transferencia, por ejemplo la de un filtro paso bajo de segundo

$$H(s) = K \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2}$$

orden corresponde a  $\omega_o$  es la frecuencia natural del filtro y  $\xi$  es el factor de amortiguamiento de este.



**Figura 8.** Filtro pasa bajas clásico

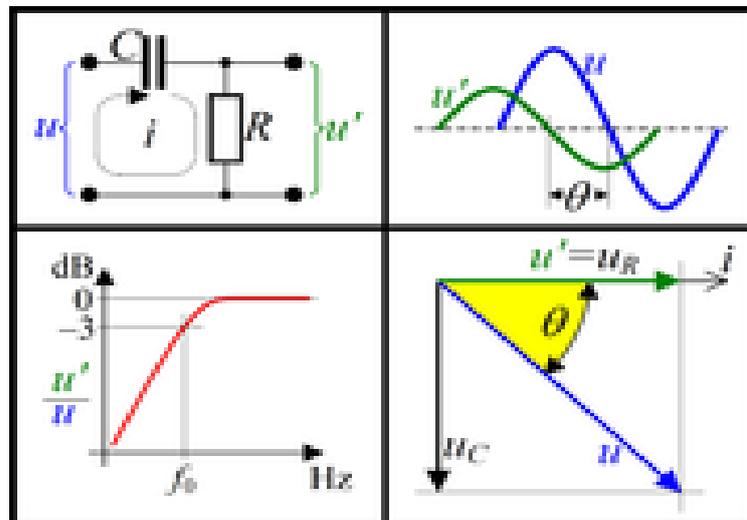
## 2.7.4 FILTRO BUTTERWORTH PASA ALTAS

Este filtro elimina todas las frecuencias que van desde 0 Hz hasta la  $f_c$ , y permite el paso de todas las frecuencias por encima de la  $f_c$ . Un filtro ideal paso alto tiene una atenuación infinita en la banda eliminada, atenuación 0 en la banda pasante y una transición vertical, la banda eliminada comprende las frecuencias entre 0 y la  $f_c$ .

El filtro de Butterworth paso alto de orden  $n$  y con una frecuencia de corte  $D_0$  viene dado por la siguiente función de transferencia:

$$H(u, \nu) = \frac{1}{1 + \left[ \frac{D_0}{D(u, \nu)} \right]^{2n}}$$

Cuanto mayor es  $n$  (orden del filtro) más se parece al ideal (el cambio es más brusco). Los valores que toma el filtro en las regiones de banda pasante y eliminadas siguen siendo 1 y 0, respectivamente, mientras que las regiones entre ambas quedan atenuadas. En la frecuencia de corte, el valor de la respuesta de frecuencia es 0.5, ésta es la definición de la frecuencia de corte usada en diseño del filtro. Este es un tipo de filtro electrónico en cuya respuesta en frecuencia se atenúan las componentes de baja frecuencia pero no las de alta frecuencia, éstas incluso pueden amplificarse en los filtros activos. La alta o baja frecuencia es un término relativo que dependerá del diseño y de la aplicación.



**Figura 9.** Diagrama de Bode, formas

De onda y fase para un filtro pasa altos

El filtro pasa alto más simple es un circuito RC en serie en el cual la salida es la caída de tensión en la resistencia. Si se estudia este circuito (con componentes ideales) para frecuencias muy bajas, en continua por ejemplo, se tiene que el condensador se comporta como un circuito abierto, por lo que no dejará pasar la corriente a la resistencia, y su diferencia de tensión será cero.

Para una frecuencia muy alta, idealmente infinita, el condensador se comportará como un cortocircuito, es decir, como si no estuviera, por lo que la caída de tensión de la resistencia será la misma tensión de entrada, lo que significa que dejaría pasar toda la señal. Por otra parte, el desfase entre la señal de entrada y la de salida sí que varía.

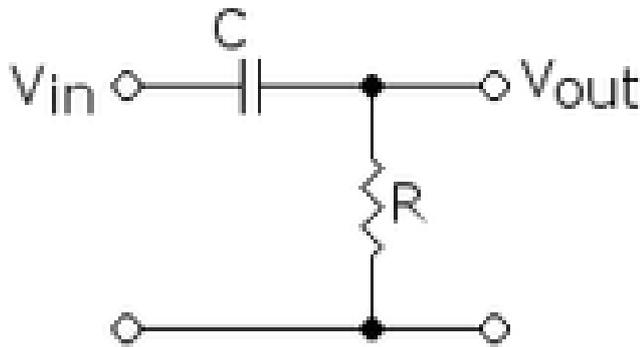
El producto de resistencia por condensador ( $R \times C$ ) es la constante de tiempo, cuyo recíproco es la frecuencia de corte, es decir, donde el módulo de la respuesta en frecuencia baja 3dB respecto a la zona pasante:

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

Donde  $f_c$  es la frecuencia de corte en hercios,  $R$  es la resistencia en ohmios y  $C$  es la capacidad en faradios. El desfase depende de la frecuencia  $f$  de la señal y sería:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{f_c}{f}$$

Una posible aplicación de este tipo de filtro sería la de hacer que las altas frecuencias de una señal de audio fuesen a un altavoz para sonidos agudos mientras que un filtro paso bajo haría lo propio con los graves. Otra aplicación sería la de eliminar los ruidos que provienen de la red eléctrica (50 o 60Hz) en un circuito cuyas señales fueran más altas.



**Figura 10.** Filtro pasivo analógico de primer orden  
Con circuito RC

### 2.7.5 FILTRO CHEBYSHEV

En los filtros de Chebyshev lo que ocurre es que consiguen una caída de la respuesta en frecuencia más pronunciada en frecuencias bajas debido a que permiten más rizado que otros filtros en alguna de sus bandas. Se conocen dos tipos de filtros de Chebyshev los cuales son:

- Filtros de Chebyshev de tipo I

Son filtros que únicamente tienen polos, presentan un rizado constante en la banda pasante y presentan una caída monótonica en la banda no pasante.

la respuesta en frecuencia es:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_N^2\left(\frac{\Omega}{\Omega_c}\right)} \text{ para } 0 \leq \epsilon \leq 1$$

Donde N es el orden del filtro,  $\Omega_c$  es la frecuencia de corte,  $\Omega$  es la frecuencia analógica compleja ( $\Omega = j\omega$ ) y  $T_N(x)$  es el polinomio de Chebyshev de orden N, que se define como:

que pueden escribirse de forma recursiva como  $T_{N+1} = 2 \cdot x \cdot T_N(x) - T_{N-1}(x)$  con  $T_0(x) = 1$  y  $T_1(x) = x$

En estos filtros la frecuencia de corte no depende de N y el módulo de su respuesta en frecuencia oscila (rizado) entre 1 y  $\frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}$ .

- Filtros de Chebyshev de tipo II

Estos filtros a diferencia de los Chebyshev I presentan ceros y polos, su rizado es constante en la banda no pasante y además presentan una caída monotónica en la banda pasante.

Su respuesta en frecuencia es:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \cdot \frac{T_N^2(\Omega_s/\Omega_c)}{T_N^2(\Omega_s/\Omega)}} \text{ para } 0 \leq \epsilon \leq 1$$

En un diagrama de circunferencia unidad, los polos estarían en una elipse y los ceros sobre el eje imaginario.

## 2.8 CONVERSION DE DATOS

En esta etapa del trabajo se convertirá la señal obtenida (un nivel de voltaje de ca) a un dígito que será desplegado en el Lcd. Esto se llevará a cabo mediante un convertidor analógico digital (ADC). El ADC a utilizar será el que trae integrado el PIC 16f877A

### 2.8.1 ADC

En el mundo real las señales analógicas varían constantemente, pueden variar lentamente como la temperatura o muy rápidamente como una señal de audio. Lo que sucede con las señales analógicas es que son muy difíciles de manipular, guardar y después recuperar con

exactitud. Si esta información analógica se convierte a información digital, se podría manipular sin problema. La información manipulada puede volver a tomar su valor analógico si se desea con un DAC (convertidor Digital a Analógico).

Un ADC contiene normalmente una red resistiva divisora de tensión, que tiene una tensión de referencia estable y fija como entrada. Hay que definir que tan exacta será la conversión entre la señal analógica y la digital, para lo cual se define la resolución que tendrá.

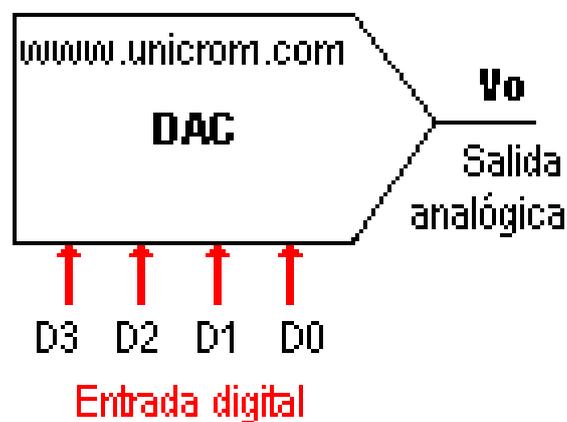


Figura 11. ADC de 4 bits.

En la figura 11 se representa un ADC de 4 bits cada entrada digital puede ser sólo un "0" o un "1". D0 es el bit menos significativo (LSB) y D3 es el más significativo (MSB). El voltaje de salida analógica tendrá uno de 16 posibles valores dados por una de las 16 combinaciones de la entrada digital.

La resolución se define de dos maneras:

Primero se define el número máximo de bits de salida (la salida digital). Este dato permite determinar el número máximo de combinaciones en la salida digital. Este número máximo está dado por:  $2^n$  donde n es el número de bits.

También la resolución se entiende como el voltaje necesario (señal analógica) para lograr que en la salida (señal digital) haya un cambio del bit menos significativo.(LSB)

Para hallar la resolución se utiliza la siguiente fórmula:

$$\text{Resolución} = \text{VoFS} / [2^n - 1]$$

Donde:

- n = número de bits del ADC

- VoFS = es el voltaje que hay que poner a la entrada del convertidor para obtener una conversión máxima (todas las salidas son "1")

### 2.8.2 PIC 16F877A

Se denomina microcontrolador a un dispositivo programable capaz de realizar diferentes actividades que requieran del procesamiento de datos digitales y del control y comunicación digital de diferentes dispositivos.

Los microcontroladores poseen una memoria interna que almacena dos tipos de datos; las instrucciones, que corresponden al programa que se ejecuta, y los registros, es decir, los datos que el usuario maneja, así como registros especiales para el control de las diferentes funciones del microcontrolador.

El PIC 16F877A es fabricado por Micro Chip familia a la cual se le denomina PIC. Este modelo posee varias características que hacen a este microcontrolador un dispositivo muy versátil, eficiente y práctico.

Algunas de estas características son:

Frecuencia máxima = DX-20MHz

Memoria de programa flash palabra de 14 bits=8KB

Posiciones RAM de datos=368

Posiciones EEPROM de datos=256

Puertos E/S= A, B, C, D, E

Número de pines=40

Interrupciones=14

Timers= 3

Módulos CCP=2

Comunicaciones Serie= MSSP, USART

Comunicaciones paralelo= PSP

Líneas de entrada de CAD de 10 bits=8

Juego de instrucciones=35 Instrucciones

Longitud de la instrucción=14 bits

Arquitectura= Harvard

CPU = Risc

Canales Pwm=2

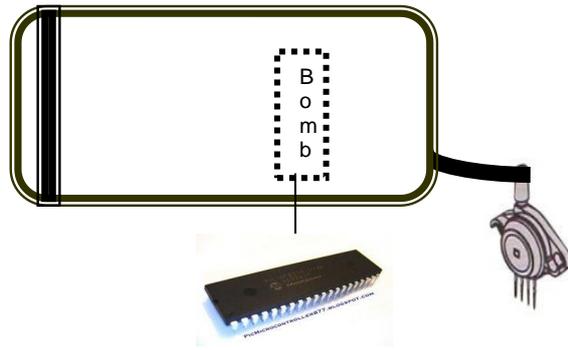


**Figura 12.** PIC 16F877A

### **3.- DESARROLLO**

#### **3.1 ETAPA DE SENSADO**

Contamos con un brazalete inflable al cual se le acoplo una manguerita que lo inflará por medio de una bombita que será activada por el PIC, la otra parte de la manguera está conectada al sensor y al inflar el brazalete el sensor hará su trabajo y podremos conocer la presión arterial de cualquier persona.



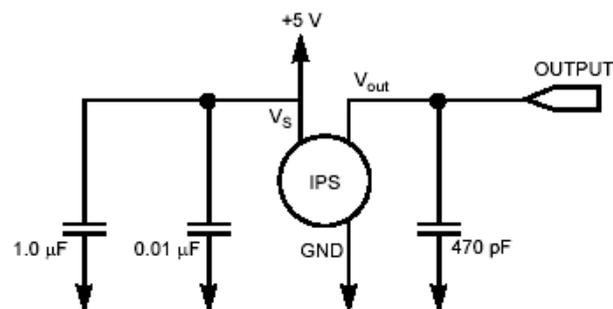
**Figura 13.** Ilustración del sistema

Pero el principal inconveniente con el que nos encontramos fue que debido a la presión atmosférica el sensor entrega un voltaje sin carga de aproximadamente 3.7 volts. Para anular este voltaje utilizaremos un circuito restador de voltaje.

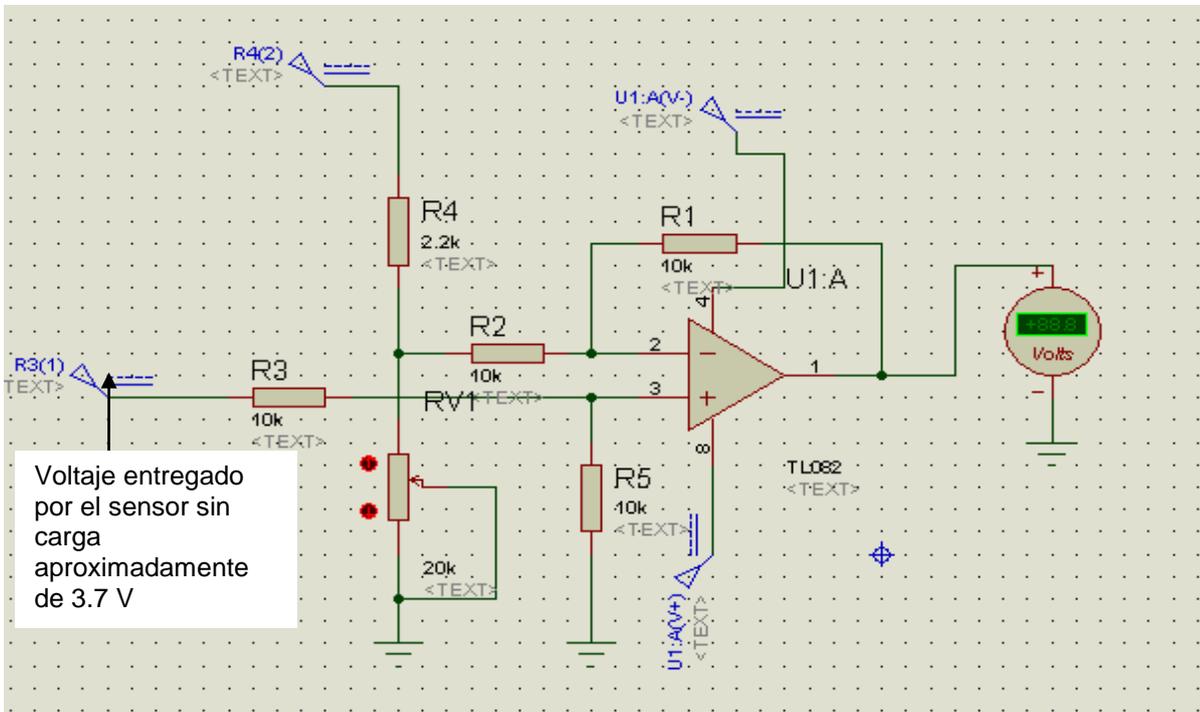
El diagrama de acondicionamiento del sensor también fue necesario de hacer ya que viene indicado por el datasheet, dicho diagrama es el siguiente:

**PIN NUMBER**

1	$V_{out}$	4	N/C
2	GND	5	N/C
3	$V_s$	6	N/C



El diagrama del circuito restador que utilizamos es el siguiente:



El voltaje que el sensor (sin carga) está entregando a la Terminal positiva que es de 3.7V, por lo que a la salida del circuito restador tendremos la diferencia de estos voltajes que será igual a 0v. Cuando el sensor no este en operación (sin carga).

Debido a las características de operación del sensor a la salida del circuito restador tendremos un incremento de 45 mV por cada KPa.

Haciendo los cálculos correspondientes para saber a que cantidad de mm de Hg. Corresponden esos datos tenemos que:

$$1 \text{ mm Hg} = 133.32 \text{ Pa.}$$

Así que:

$$1 \text{ mm Hg} = 0.13332 \text{ Kpa}$$

Y tomando en cuenta lo anteriormente mencionado que el sensor entregará 45mV/Kpa, tenemos que el sensor entregará 5.9994mV por cada mm de Hg:

$$V_o = \frac{133.32Pa}{1000Pa} * 45mV$$
$$= 5.9mV.$$

### 3.2 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN

Anteriormente calculamos el voltaje que obtendremos a la salida pero nos damos cuenta que su valor es muy pequeño y considerando que el brazaletes se inflará hasta 200 mm de Hg, habrá que construir un amplificador de voltaje tomando en cuenta que la ganancia de este será de vital importancia ya que el sistema habrá de conectarse al ADC y estos operan en un rango de 0 a 5 v por lo que la ganancia estará definida por esto, la señal entregada por el amplificador debe estar en este rango para que pueda ser interpretada por el PIC y transformada posteriormente en dígitos.

Si sabemos que la escala máxima a inflar es de 200 mm de Hg y considerando que por cada mm de Hg habrán 5.9994 mV, habremos de encontrar la ganancia adecuada que esté dentro del rango de 0 a 5v.

Haciendo los cálculos pertinentes hallamos que la ganancia es de 4, ya que multiplicando el valor de la ganancia por los 200 mm de Hg que será el máximo a inflar y luego el resultado se multiplica nuevamente por 5.9994 mV tendremos un total de 4.7 V, que ya pueden ser leídos e interpretados por el ADC del PIC.

Teniendo entonces el valor de la ganancia el circuito amplificador no inversor hacemos cálculos pertinentes para la elaboración del diseño y posteriormente la construcción del mismo.

Siguiendo con la fórmula conocida para encontrar el valor de la ganancia:

$$Acl = 1 + \frac{Rf}{R1}$$

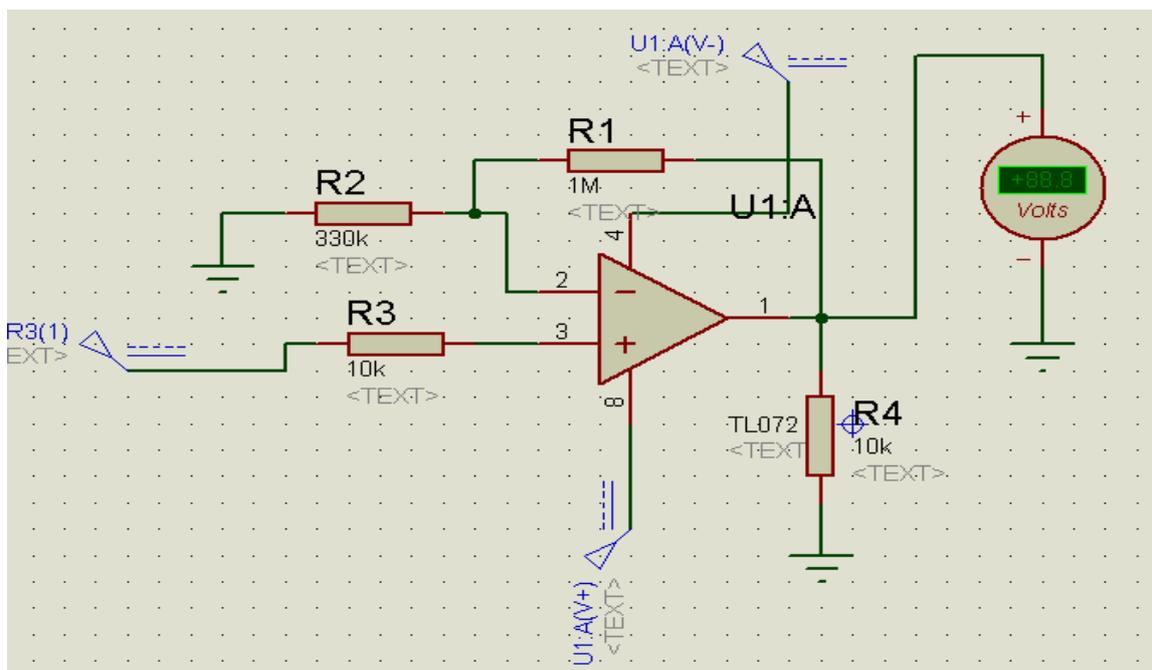
Y sustituyendo el valor de resistencias que nosotras propusimos tenemos que:

$$Acl = 1 + \frac{1M\Omega}{330K\Omega}$$

$$Acl = 1 + 3.03$$

Por lo tanto el valor de la ganancia exactamente será de: 4.03

El diagrama del circuito amplificador no inversor de ganancia 4 es el siguiente:



### 3.3 ETAPA DE FILTRADO

Para que la señal que le llega al ADC esté en óptimas condiciones para ser leída e interpretada debe pasar por un etapa de filtrado que deje a dicha señal libre de cualquier ruido que pudiera afectar la conversión.

Tomando esto en cuenta se concluyó que lo ideal sería la construcción de un filtro Butterworth pasa bajas de 2 orden, que tuviera una frecuencia de corte de 2.98 Hz

Esto es para asegurarnos que solo señales por debajo de esa frecuencia pasaran, también evitará el ruido que la fuente de alimentación pueda producir.

Para hacer el diseño de un filtro es necesario seguir al pie de la letra los pasos aprendidos para el diseño y elaboración de los mismos.

Un filtro se diseña mediante 5 pasos simplificados si se toma en cuenta los valores de las resistencias como  $R_1=R_2=R$ .

Los pasos antes mencionados son los siguientes:

- 1.- Definir la frecuencia de corte,  $\omega_c$  o  $F_c$ .
- 2.- Definir  $C_1$ ; tomando en cuenta que hay que elegir un valor adecuado entre 100pF y  $0.1 \mu F$ .
- 3.- Definir  $C_2=2C_1$ .
- 4.- Calcular:

$$R = \frac{0.707}{\omega_c C_1}$$

O bien:

$$R = \frac{0.707}{2\pi F C_1}$$

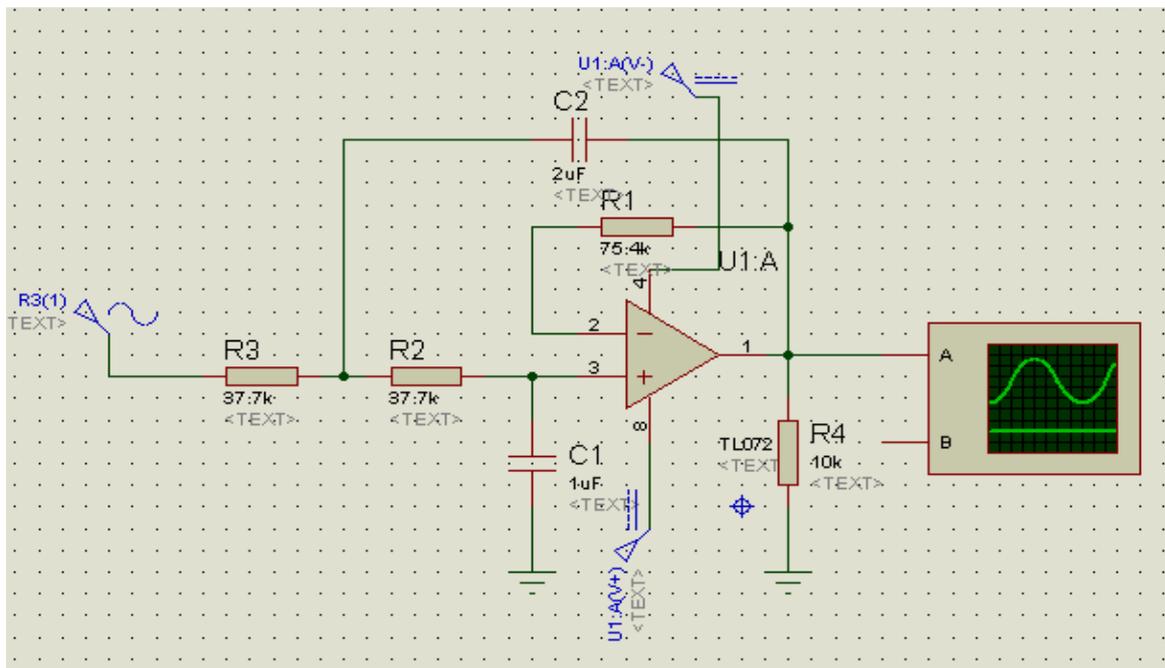
- 5.- Definir que  $R_f= 2R$ .

El capacitor propuesto fue de  $1 \mu F$  y la frecuencia de corte de 2.98 Hz.

Sustituyendo estos valores con la fórmula dada en el paso 4 obtenemos que:

$$R = \frac{0.707}{(2\pi)(1\mu F)2.98} \text{ Por lo tanto tenemos que } R=37.7 \text{ K.}$$

Entonces el diagrama del filtro es el siguiente:



Cabe mencionar que el valor de la resistencia de  $37.7\text{ K}\Omega$  no es comercial por lo que se utilizaron 2 resistencias en serie cuyos valores son de 33 y  $4.7\text{ k}\Omega$  respectivamente, que son valores comerciales.

Sabiendo que la conexión en serie de 2 o más resistencias dará como resultado la suma del valor de cada una, entonces la resistencia total de estos 2 componentes conectados en serie da un total de:

$$R_T = R_1 + R_2$$

$$R_T = 33\text{K}\Omega + 4.7\text{K}\Omega$$

$$R_T = 37.7\text{ K}\Omega$$

Esta resistencia es de igual valor a la requerida por los cálculos anteriores.

Hasta aquí tenemos ya una señal que empezará a partir de cero volts hasta los 200 mm de Hg que se inflarán, la señal será amplificada 4 veces y ya esta filtrada de ruidos.

Pero hay que tomar en cuenta que también tiene incluida una señal de cd que variará con el valor de las diferentes presiones aplicadas al sensor. Dicha señal será aplicada al ADC para obtener los valores de la presión arterial de forma digital y poder presentarlos en el LCD.

Cabe destacar que también se cuenta con una señal de ca, que se encuentra montada sobre el mismo nivel de cd. Esta componente de ca. Aparece cuando la sangre comienza a fluir en el momento que el brazalete se empieza a vaciar.

Además de que el primer y último de estos pulsos son los que indican que se deben tomar las mediciones ya que pertenecen a los valores de la presión arterial (presión diastólica y sistólica). La amplitud de este pulso es de 5mV aproximadamente. Pero la señal de cd. Con la que se cuenta no nos sirve ya que posteriormente se mandará la señal a un comparador de cruce por cero para obtener pulsos cuadrados que serán los que indiquen el momento de la toma de las lecturas y si dejamos la señal de cd., el comparador siempre estará activado, pues la señal de cd. Disparará de manera continua al comparador.

Por esto es necesario hacer un filtro cuya finalidad sea la de eliminar cualquier componente de cd. Y dejar solo la componente de ca. Que es con la que se trabajará.

Para la elaboración del filtro que eliminará la señal de cd hay que recalcar que esta tiene una frecuencia de 0, por lo que se puede utilizar un filtro pasa altas con una frecuencia de corte superior a 0 pero inferior a 1, con lo cual aseguraremos que la señal de cd no pase y que los pulsos generados por el flujo sanguíneo si, los cuales tienen una frecuencia alrededor de 1Hz. Por ello se realizará un filtro Butterworth pasa altas de 2 orden con una frecuencia de corte de .102 Hz.

Para poder calcular el valor de las resistencias, se propone el valor del capacitor y como la frecuencia deseada es de .102 Hz, se utiliza la siguiente relación para el filtro:

$$C1=C2=C.$$

Y que  $R2 = \frac{1}{2} R1$ , donde R1 es la resistencia que va en la parte no inversora del OPAM a tierra y R2 es la resistencia de retroalimentación entre los capacitores que va de la entrada inversora a la salida.

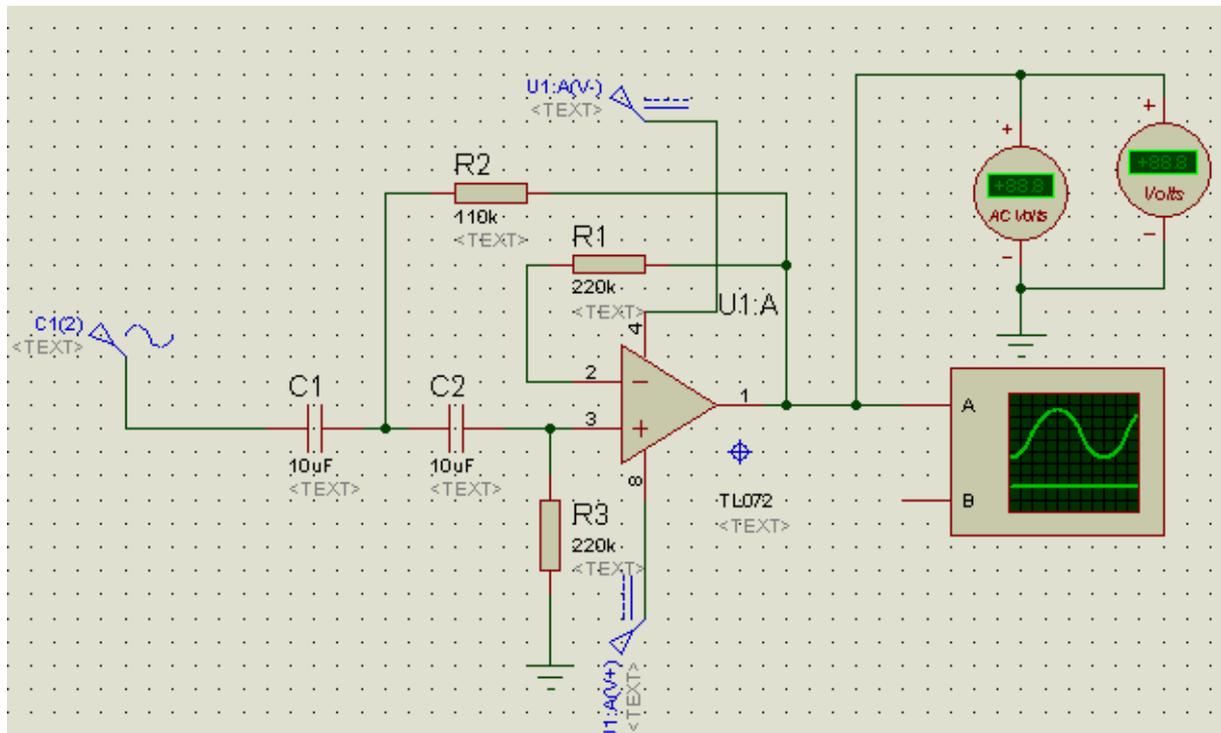
$$R1 = \frac{1.414}{2\pi F_c C}$$

Así que R1 para una frecuencia de corte de .102 Hz, con un capacitor propuesto de 10  $\mu$ F será:

$$R1 = \frac{1.414}{(10\mu F)(2\pi)(0.102)}$$

R1= 220K Ω .

Con estos valores encontrados se armó el siguiente circuito:



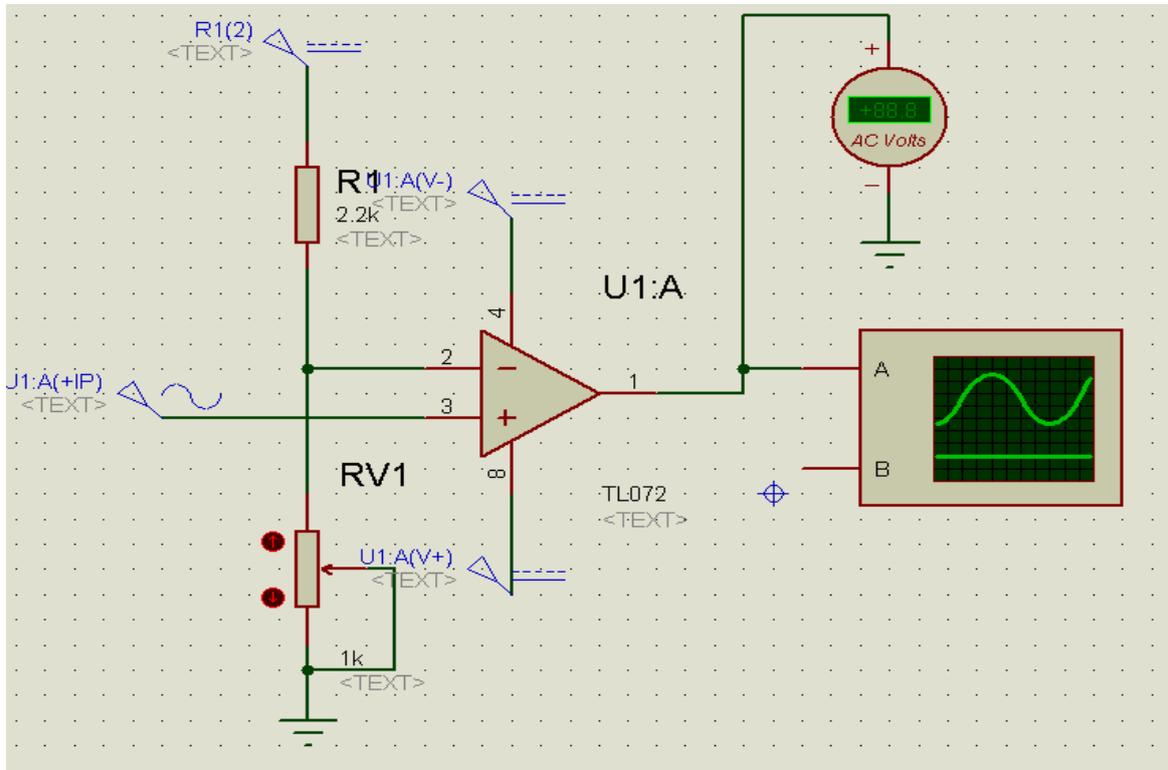
A la salida de este filtro tenemos una señal de ca. De amplitud igual a 5mV que carece de componente de cd. La cual ya está lista para entrar a la etapa del circuito de cruce por cero, este circuito es vital ya que es quien indicará al PIC que debe tomar esas mediciones e interpretarlas en dígitos para luego desplegarlos en el LCD.

La operación del circuito de cruce por cero es la siguiente:

Cuando el brazalete se empieza a desinflar habrá una señal lineal, la cual no tomará en cuenta el detector, al momento que la presión sistólica aparece, el detector mostrará esa señal y mandará pulsos, cuando estos pulsos dejan de aparecer es señal de que sea la presión diastólica.

Cabe señalar que estos serán voltajes y que el encargado de interpretarlos es el PIC.

El circuito de nuestro detector es el siguiente:

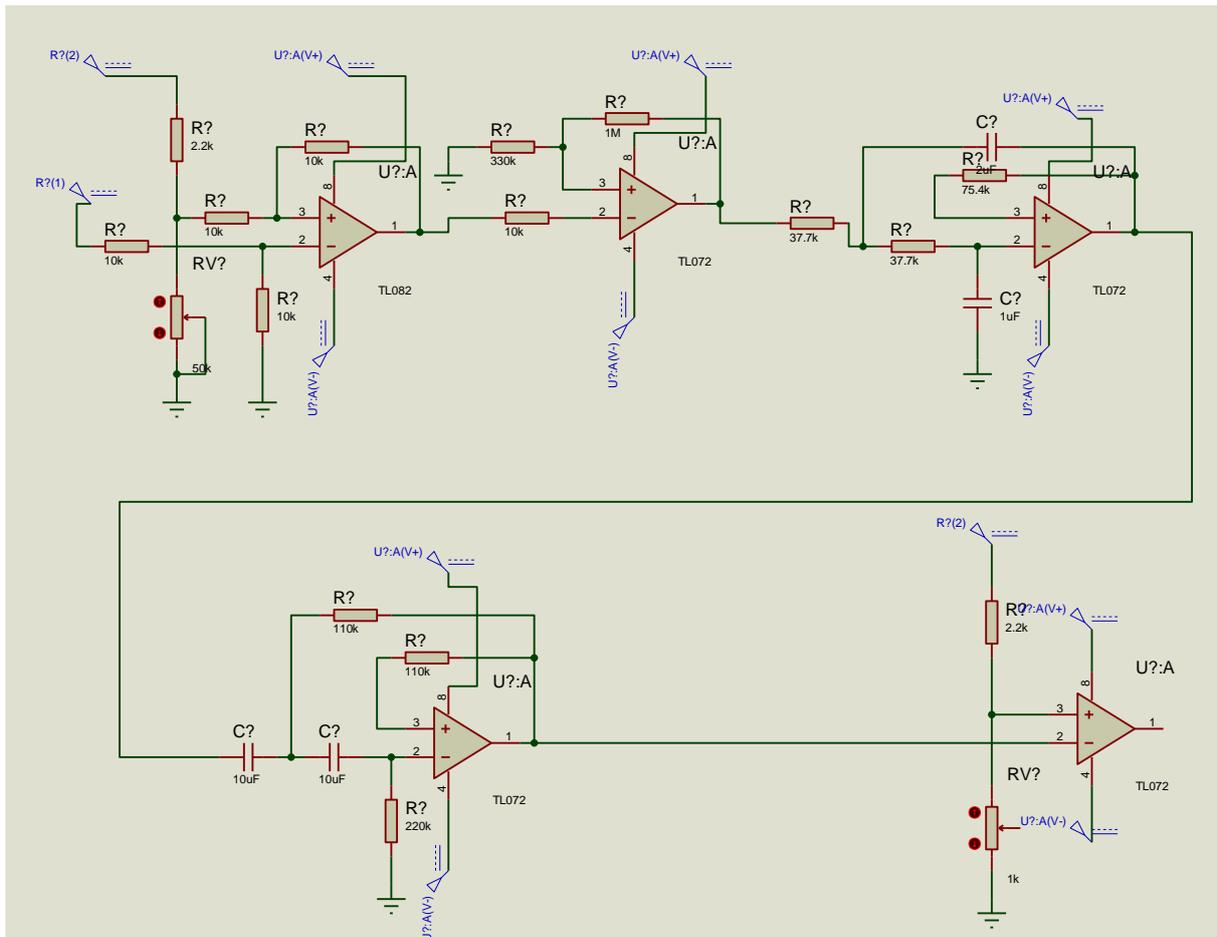


Los cálculos del circuito anterior fueron:

$$5.9 \text{ mV} = \frac{R * 5}{R + 220K\Omega}$$

Se propuso el valor de una resistencia para encontrar el valor de la otra, así obtuvimos el valor de  $260 \Omega$

Así pues el diagrama completo del circuito es e siguiente:



#### 4.- RESULTADOS OBTENIDOS

El principal problema al momento de realizar este proyecto fue la obtención de la señal, esto se debió a la presencia del ruido que afectaba demasiado el funcionamiento y operación del cto. Y por tanto al procesamiento de la señal ya que se estaban trabajando con señales provenientes del cuerpo que ya tienen ruido y que además son dadas en mili volts por eso cualquier ruido por mas mínimo que fuera afectaba de sobre manera nuestro trabajo.

Otro factor que influyó mucho fueron los aparatos del laboratorio ya que son muy viejos, inestables y están muy mal calibrados, a veces necesitábamos un voltaje por así decirlo de 5v para hacer pruebas pero este valor variaba demasiado, o cuando se alimentaban los amplificadores operacionales que trabajan con  $\pm 18V$  después de un rato el voltaje bajaba hasta 17v.

Dejando a un lado esos problemas, después de acondicionar la señal por medio de filtros y amplificadores, se logro obtener la señal adecuada para su procesamiento.

Primeramente se obtuvo la señal del sensor, que tenía una señal de cd. Ejercida por la presión atmosférica. Este nivel de voltaje fue reducido a 0 mediante la integración de un cto. Restador de voltaje, que a su salida ya arrojaba la lectura de 0 v.

Después de esto se amplifico la señal con una ganancia de 4 y la salida esta señal de ganancia 4 fue enviada a un filtro pasa bajas de frecuencia de corte de 2.98 Hz que eliminó el ruido, después se filtro la señal de cd que tenía mediante un filtro pasa altas de 0.102 Hz de fc. Después de esto la señal fue llevada a un detector que sería quien indicaría al PIC cuando habría de tomar las lecturas.

Los resultados fueron satisfactorios ya que en efecto logramos después de todo obtener la medida de la presión arterial.

En principio fue muy difícil saber que método se utilizaría para la detección de los pulsos pero se llegó a la conclusión que el utilizado era el mas adecuado, para las pruebas en el laboratorio visualizábamos la señal en el osciloscopio, mediamos el voltaje entregado y hacíamos los cálculos pertinentes para saber el valor de la presión arterial, pero se simplificó de gran manera cuando el PIC lo hizo.

## 5.- FUNDAMENTOS DE APOYO

### Freescale Semiconductor, Inc.

MOTOROLA

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order number: MPX5100D

Rev 9, 3/2004

## Integrated Silicon Pressure Sensor On-Chip Signal Conditioned, Temperature Compensated and Calibrated

The MPX5100/MPXV5100 series piezoresistive transducer is a state-of-the-art monolithic silicon pressure sensor designed for a wide range of applications, but particularly those employing a microcontroller or microprocessor with A/D inputs. This patented, single element transducer combines advanced micromachining techniques, thin-film metallization, and bipolar processing to provide an accurate, high level analog output signal that is proportional to the applied pressure.

### Features

- 2.5% Maximum Error over 0° to 85°C
- Ideally suited for Microprocessor or Microcontroller-Based Systems
- Patented Silicon Shear Stress Strain Gauge
- Available in Absolute, Differential and Gauge Configurations
- Ideal for Automotive and Non-Automotive Applications

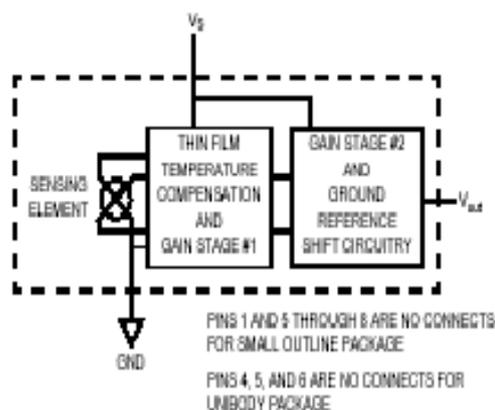


Figure 1. Fully Integrated Pressure Sensor Schematic

## MPX5100/MPXV5100 SERIES

### INTEGRATED PRESSURE SENSOR

Differential 0 to 100 kPa (0 to 14.5 psi)  
Absolute 15 to 115 kPa (2.18 to 16.68 psi)  
0.2 to 4.7 Volts Output

#### SMALL OUTLINE PACKAGE



MPXV5100GC6U  
CASE 482A

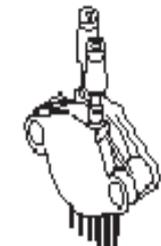


MPXV5100GC7U  
CASE 482C

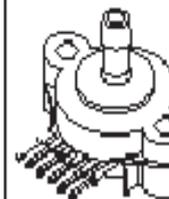
#### UNIBODY PACKAGE



MPX5100D  
CASE 867



MPX5100DP  
CASE 867C



MPX5100GSX  
CASE 867F

#### PIN NUMBER

1	NC	5	NC
2	V <sub>s</sub>	6	NC
3	GND	7	NC
4	V <sub>out</sub>	8	NC

NOTE: Pins 1, 5, 6, 7, and 8 are internal device connections. Do not connect to external

#### PIN NUMBER

1	V <sub>out</sub>	4	NC
2	GND	5	NC
3	V <sub>s</sub>	6	NC

NOTE: Pins 4, 5, and 6 are internal device connections. Do not connect to external circuitry or ground. Pin 1 is noted for the notch in the

Rating	Symbol	Value	Unit
Maximum Pressure (P1 > P2)	$P_{max}$	400	kPa
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40° to +125°	°C
Operating Temperature	$T_A$	-40° to +125°	°C

**NOTE:** Exposure beyond the specified limits may cause permanent damage or degradation to the device.

**Table 2. OPERATING CHARACTERISTICS** ( $V_S = 5.0$  Vdc,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted, P1 > P2. Decoupling circuit shown in Figure 4 required to meet electrical specifications.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Pressure Range <sup>(1)</sup> Gauge, Differential: MPX5100D/MPX5100G/MPXV5100G Absolute: MPX5100A	$P_{OP}$	0 15	— —	100 115	kPa
Supply Voltage <sup>(2)</sup>	$V_S$	4.75	5.0	5.25	Vdc
Supply Current	$I_o$	—	7.0	10	mAdc
Minimum Pressure Offset <sup>(3)</sup> (0 to 85°C) @ $V_S = 5.0$ Volts	$V_{off}$	0.088	0.20	0.313	Vdc
Full Scale Output <sup>(4)</sup> Differential and Absolute (0 to 85°C) @ $V_S = 5.0$ Volts	$V_{FSO}$	4.587	4.700	4.813	Vdc
Full Scale Span <sup>(5)</sup> Differential and Absolute (0 to 85°C) @ $V_S = 5.0$ Volts	$V_{FSS}$	—	4.500	—	Vdc
Accuracy <sup>(6)</sup>	—	—	—	± 2.5	% $V_{FSS}$
Sensitivity	WP	—	45	—	mV/kPa
Response Time <sup>(7)</sup>	$t_R$	—	1.0	—	ms
Output Source Current at Full Scale Output	$I_{o+}$	—	0.1	—	mAdc
Warm-Up Time <sup>(8)</sup>	—	—	20	—	ms
Offset Stability <sup>(9)</sup>	—	—	± 0.5	—	% $V_{FSS}$

**NOTES:**

1. 1 kPa (kiloPascal) equals 0.145 psi.
2. Device is ratiometric within this specified excitation range.
3. Offset ( $V_{off}$ ) is defined as the output voltage at the minimum rated pressure.
4. Full Scale Output ( $V_{FSO}$ ) is defined as the output voltage at the maximum or full rated pressure.
5. Full Scale Span ( $V_{FSS}$ ) is defined as the algebraic difference between the output voltage at full rated pressure and the output voltage at the minimum rated pressure.
6. Accuracy (error budget) consists of the following:
  - + Linearity: Output deviation from a straight line relationship with pressure over the specified pressure range.
  - + Temperature Hysteresis: Output deviation at any temperature within the operating temperature range, after the temperature is cycled to and from the minimum or maximum operating temperature points, with zero differential pressure applied.
  - + Pressure Hysteresis: Output deviation at any pressure within the specified range, when this pressure is cycled to and from minimum or maximum rated pressure at 25°C.
  - + ToSpan: Output deviation over the temperature range of 0° to 85°C, relative to 25°C.
  - + ToOffset: Output deviation with minimum pressure applied, over the temperature range of 0° to 85°C, relative to 25°C.
  - + Variation from Nominal: The variation from nominal values, for Offset or Full Scale Span, as a percent of  $V_{FSS}$  at 25°C.
7. Response Time is defined as the time for the incremental change in the output to go from 10% to 90% of its final value when subjected to a specified step-change in pressure.
8. Warm-up Time is defined as the time required for the product to meet the specified output voltage after the Pressure has been stabilized.
9. Offset Stability is the product's output deviation when subjected to 1000 hours of Pulsed Pressure, Temperature Cycling with Bias Test.

**Table 3. MECHANICAL CHARACTERISTICS**

Characteristics	Typ	Unit
Weight, Basic Element (Case 867)	4.0	grams
Weight, Basic Element (Case 482)	1.5	grams

## ON-CHIP TEMPERATURE COMPENSATION, CALIBRATION AND SIGNAL CONDITIONING

Figure 2 shows the sensor output signal relative to pressure input. Typical, minimum, and maximum output curves are shown for operation over a temperature range of 0° to 85°C using the decoupling circuit shown in Figure 4. The output will saturate outside of the specified pressure range.

Figure 3 illustrates both the Differential Gauge and the Absolute Sensing Chip in the basic chip-carrier (Case 867). A fluoro-silicone gel isolates the die surface and wire bonds from the environment, while allowing the pressure signal to be transmitted to the sensor diaphragm.

The MPX5100/MPXV5100 series pressure sensor operating characteristics, and internal reliability and qualification tests are based on use of dry air as the pressure media. Media, other than dry air, may have adverse effects on sensor performance and long-term reliability. Contact the factory for information regarding media compatibility in your application.

Figure 4 shows the recommended decoupling circuit for interfacing the output of the integrated sensor to the A/D input of a microprocessor or micro-controller. Proper decoupling of the power supply is recommended.

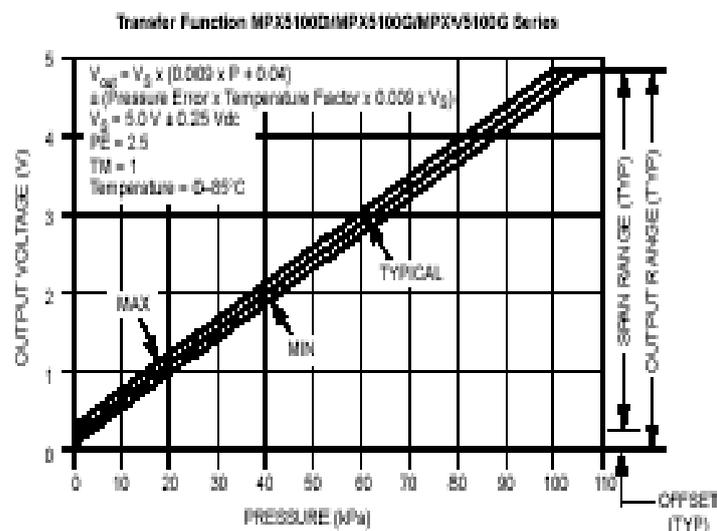


Figure 2. Output versus Pressure Differential

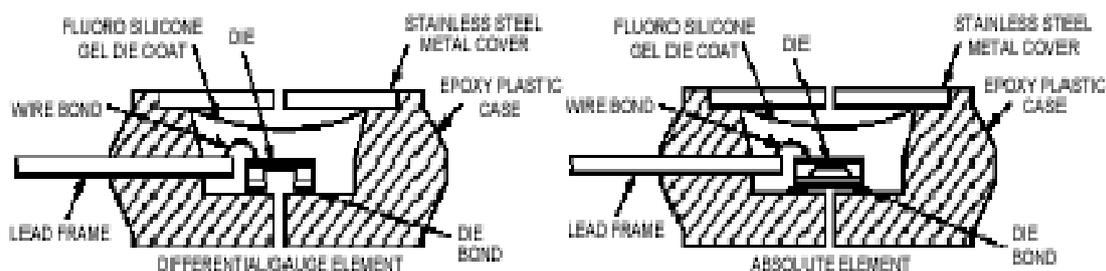
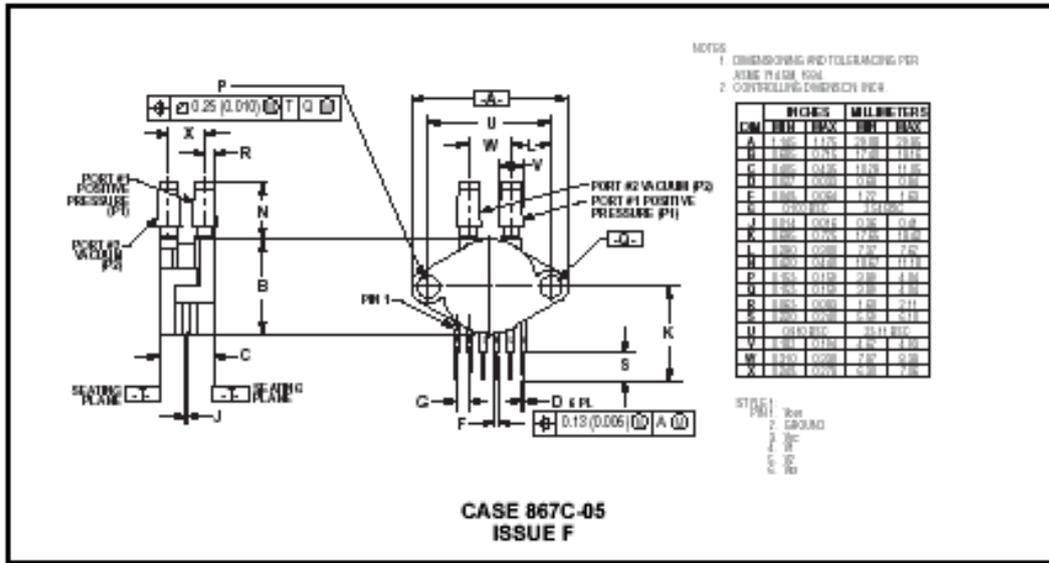
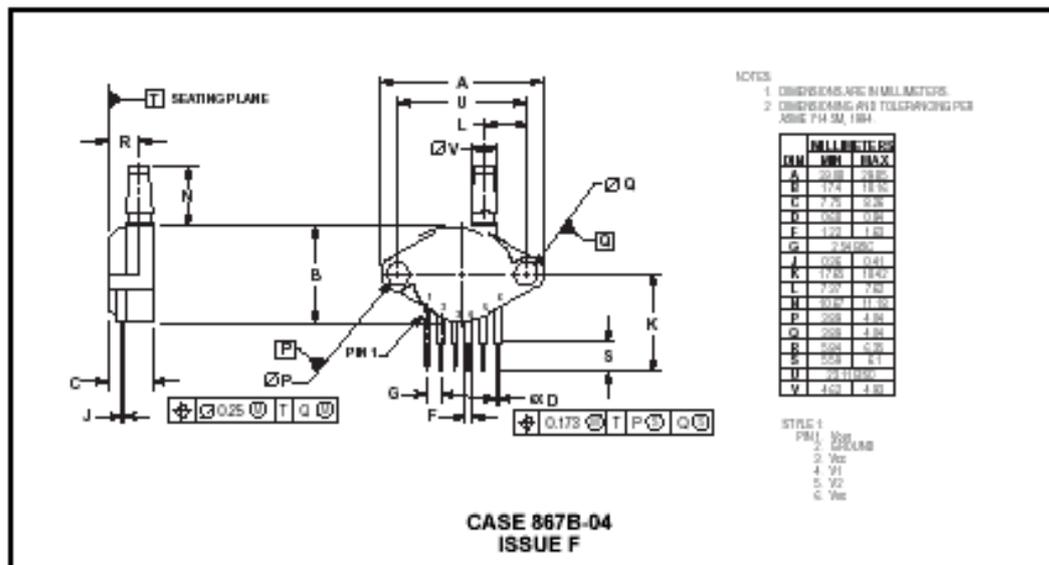


Figure 3. Cross-Sectional Diagrams  
(Not to Scale)

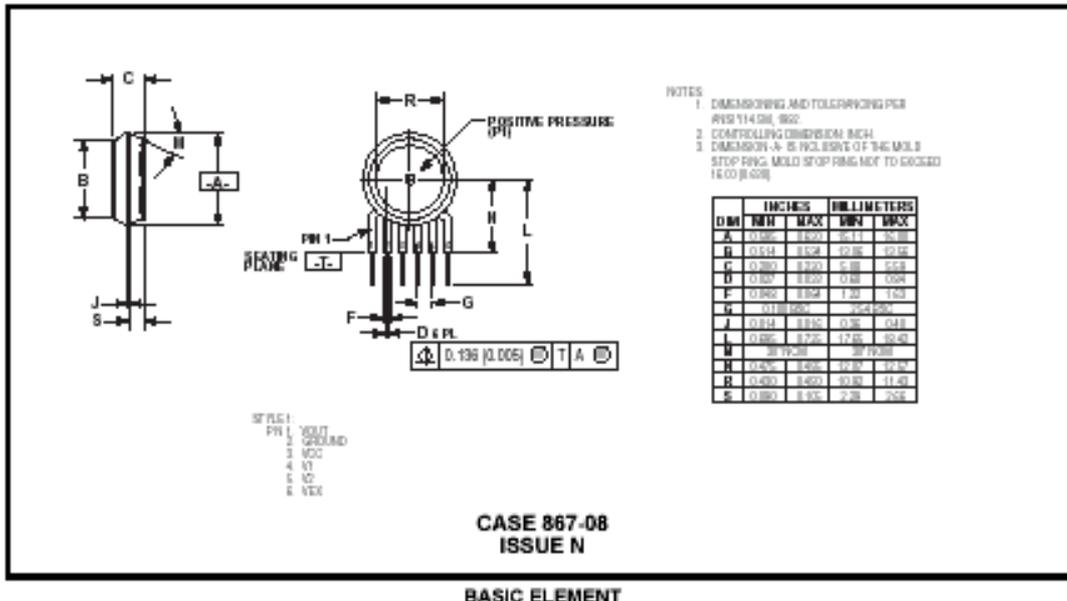


PRESSURE AND VACUUM SIDES PORTED (DP)



PRESSURE SIDE PORTED (AP, GP)

## PACKAGE DIMENSIONS



### PRESSURE (P1)/VACUUM (P2) SIDE IDENTIFICATION TABLE

Motorola designates the two sides of the pressure sensor as the Pressure (P1) side and the Vacuum (P2) side. The Pressure (P1) side is the side containing fluoro silicone gel which protects the die from harsh media. The Motorola MPX pressure sensor

is designed to operate with positive differential pressure applied,  $P1 > P2$ .

The Pressure (P1) side may be identified by using the Table below:

Part Number	Case Type	Pressure (P1) Side Identifier
MPX5100A, MPX5100D	867	Stainless Steel Cap
MPX5100DP	867C	Side with Part Marking
MPX5100AP, MPX5100GP	867B	Side with Port Attached
MPX5100GSX	867F	Side with Port Attached
MPXV5100GC6U	482A	Side with Port Attached
MPXV5100GC7U	482C	Side with Port Attached

### ORDERING INFORMATION

The MPX5100/MPXV5100 pressure sensor is available in absolute, differential, gauge, and vacuum configurations. Devices are available in the basic element package or with pressure port fittings that provide printed circuit board mounting ease and barbed hose pressure connections.

Device Name	Options	Case Type	MPX Series	
			Order Number	Device Marking
Basic Element	Absolute	867	MPX5100A	MPX5100A
	Differential	867	MPX5100D	MPX5100D
Ported Elements	Differential Dual Ports	867C	MPX5100DP	MPX5100DP
	Absolute, Single Port	867B	MPX5100AP	MPX5100AP
	Gauge, Single Port	867B	MPX5100GP	MPX5100GP
	Gauge, Axial PC Mount	867F	MPX5100GSX	MPX5100D
	Gauge, Axial Port, SMT	482A	MPXV5100GC6U	MPXV5100G
	Gauge, Axial Port, DIP	482C	MPXV5100GC7U	MPXV5100G

### INFORMATION FOR USING THE SMALL OUTLINE PACKAGE (CASE 482)

#### MINIMUM RECOMMENDED FOOTPRINT FOR SURFACE MOUNTED APPLICATIONS

Surface mount board layout is a critical portion of the total design. The footprint for the surface mount packages must be the correct size to ensure proper solder connection interface between the board and the package. With the correct footprint,

the packages will self align when subjected to a solder reflow process. It is always recommended to design boards with a solder mask layer to avoid bridging and shorting between solder pads.

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B  
 TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y  
**JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SL08081E – FEBRUARY 1977 – REVISED FEBRUARY 1999

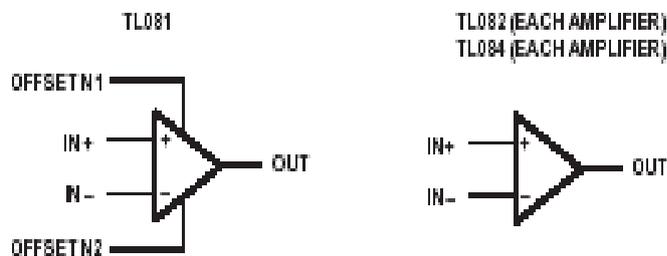
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ $\mu$ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes  $V_{CC+}$

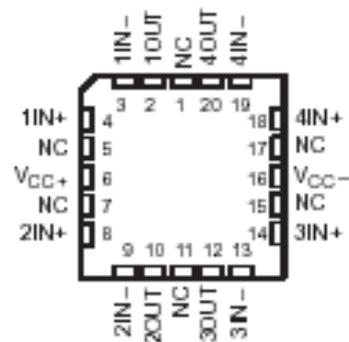
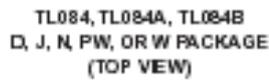
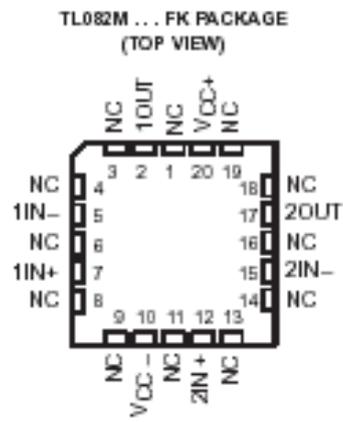
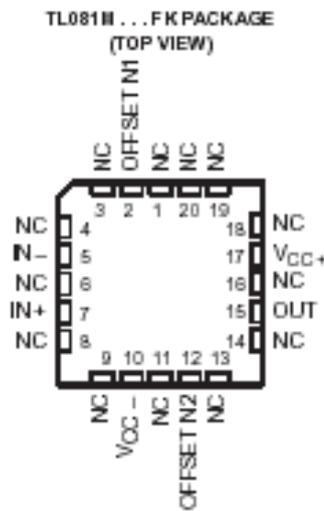
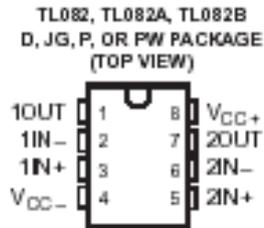
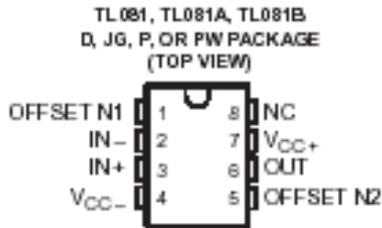
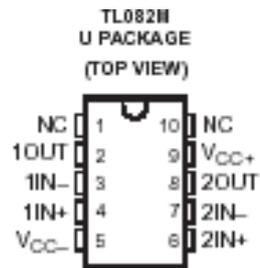
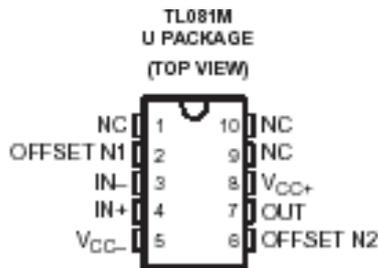
description

The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET 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. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

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

symbols





## TYPICAL CHARACTERISTICS

Table of Graphs

		FIGURE	
V <sub>OM</sub>	Maximum peak output voltage	vs Frequency	5, 6, 7
		vs Free-air temperature	8
		vs Load resistance	9
		vs Supply voltage	10
A <sub>VD</sub>	Large-signal differential voltage amplification	vs Free-air temperature	11
		vs Frequency	12
	Differential voltage amplification	vs Frequency with feed-forward compensation	13
P <sub>D</sub>	Total power dissipation	vs Free-air temperature	14
I <sub>CC</sub>	Supply current	vs Free-air temperature	15
		vs Supply voltage	16
I <sub>IB</sub>	Input bias current	vs Free-air temperature	17
	Large-signal pulse response	vs Time	18
V <sub>CO</sub>	Output voltage	vs Elapsed time	19
CMRR	Common-mode rejection ratio	vs Free-air temperature	20
V <sub>n</sub>	Equivalent input noise voltage	vs Frequency	21
THD	Total harmonic distortion	vs Frequency	22

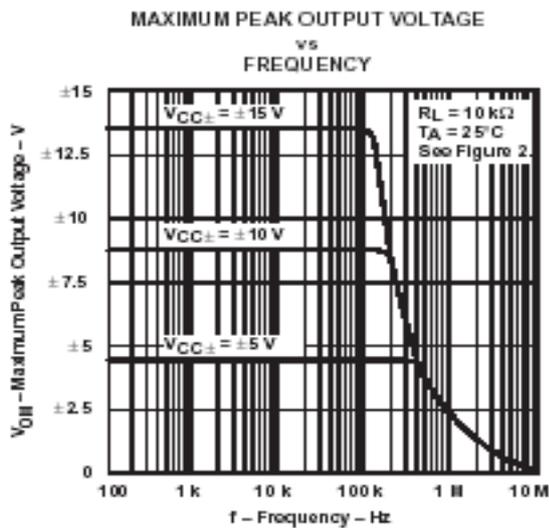


Figure 5

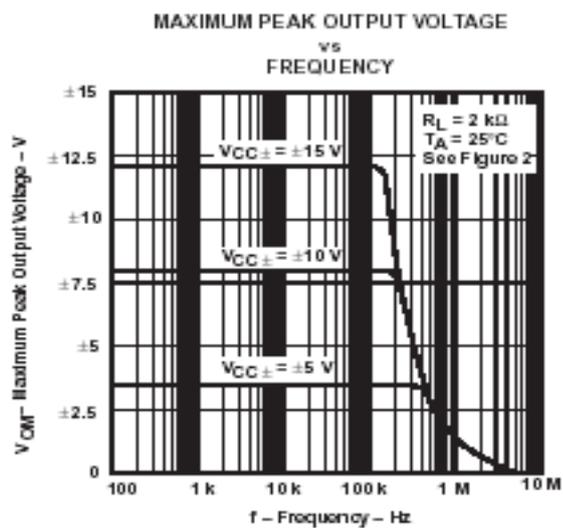


Figure 6

## 6.- COMENTARIOS Y CONCLUSIONES

El proyecto realizado fue hecho buscando que las lecturas obtenidas fueran lo mas precisas posible, ya que esto es muy importante y en algunos casos vital para saber si la presión de una persona esta en niveles óptimos, bajos o inclusive altos.

La importancia de la presión arterial es grande ya que en la actualidad los padecimientos de hipertensión se han acrecentado en nuestra sociedad debido a diferentes factores ya sea por la falta de ejercicio, mala alimentación estrés e inclusive por la edad, esta muchas de las veces es sintomática, es decir, que podemos padecer de hipertensión sin sentir ninguna molestia y esto es aun peor por que cuando comienzan a aparecer síntomas de que se esta padeciendo de la presión arterial puede ser demasiado tarde ya y en algunos casos pueden traer graves riesgos para la salud e inclusive llegar hasta la muerte.

Por o anterior es muy sano hacer chequeos constantes de la presión arterial, llevar un control y monitoreo de la misma para saber como esta nuestro nivel de presión, es aquí donde podemos darnos cuenta de que función tan importante tienen los dispositivos que miden la presión y de que tan importante es contar con un dispositivo en casa que pueda sernos útil, confiable y cómodo para tenerlo en casa y llevar así nuestro monitoreo.

Nuestro dispositivo cumple con dicho cuestionamiento ya que cualquier persona lo puede usar, es seguro, confiable y por lo tanto podría ser utilizado ya sea en la casa, la oficina, etc.

Por lo que respecta a la implementación del sistema, podemos comentar que al principio desconocíamos el valor tan importante que tiene el uso de herramientas electrónicas para el procesamiento de las señales bioeléctricas, así como de su acondicionamiento y presentación.

Es muy importante aclarar que logramos dar una gran aplicación a los conocimientos adquiridos durante el transcurso de los 8 semestres de la carrera de ingeniería electrónica ya que hicimos uso de cada uno de ellos para la realización del proyecto de residencia del 9 semestre que en nuestro caso fue el esfigmomanómetro digital.

También es importante destacar el apoyo que el asesor del proyecto brindo para que este proyecto fuera realizado, ya que uno nunca termina de aprender y fue muy grato aprender un poco mas de una persona tan conocedora en este tema en particular.

Por último cabe comentar que estamos muy satisfechas de los resultados obtenidos, orgullosas de que nuestro esfuerzo dio frutos exitosos y muy contentas de ver como nuestro proyecto al fin está terminado.

Antes de finalizar nos gustaría dejar unas líneas para agradecer a los catedráticos del ITTG por compartir con nosotras sus conocimientos, al encargado del laboratorio de ing. Electrónica del turno vespertino agradecemos su paciencia y ayuda, a nuestros padres por todo su esfuerzo y ayuda durante el largo trayecto de la carrera y sobre todo a DIOS ya que El fue quien nos guió.

**GRACIAS.**

## **7.- REFERENCIAS BIBLIOGRÀFICAS.**

Electrónica: Teoría de circuitos

Robert L. Boylestad

Louis Nasshelsky

Sexta edicion

Edit. Prentice Hall

Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales

Robert F. Coughlin

Frederick F. Driscoll

Quinta edicion

Edit. Prentice Hall

Microchip. Pic data book, (USA).

Datasheet.com