

CAPÍTULO IV:

DISEÑO Y DESARROLLO DEL ESPIRÓMETRO DE FLUJO

En este capítulo, tomando como base las normas que rigen estos instrumentos, así como las recomendaciones técnicas y de funcionamiento que debe cumplir un espirómetro de flujo, se explica el proceso, metodología, funcionamiento y resultado final del espirómetro de flujo diseñado.

4. 1 INTRODUCCIÓN

El espirómetro de flujo que se propone en este trabajo, es un instrumento que mide el cambio instantáneo de volumen y flujo de aire que sale de los pulmones durante la exhalación, mediante el registro y despliegue de los valores numéricos de dichos parámetros.

El esquema empleado para el diseño y desarrollo del espirómetro es el del Espirómetro de Flujo con Neumotacógrafo de Lilly expuesto en el capítulo anterior.

4. 1. 1 Requerimientos técnicos de los espirómetros de flujo

Un requisito médico importante para el empleo de este tipo de instrumentos, es asegurar la conservación aceptable de las condiciones fisiológicas del paciente, esto quiere decir que el neumotacógrafo no debe afectar el aire espirado, añadiéndole calor excesivo o sustancias tóxicas.

Durante la respiración espontánea, el aire inspirado está a la temperatura y humedad ambiente, y normalmente contiene aproximadamente un 21% de

oxígeno. Mientras que en la espiración, el aire está cercano a la temperatura corporal y contiene menos oxígeno y un poco de dióxido de carbono CO₂. De tal forma, es claro que las condiciones del aire varían entre la inspiración y la espiración, por lo tanto, las características del neumotacógrafo no deben verse afectadas por cambios en temperatura, humedad y/o viscosidad del aire.

La tabla 3 describe las recomendaciones técnicas y de funcionamiento, que debe cumplir un espirómetro de flujo. [6]

Rango de Flujo	Para mediciones de espiración forzada (CVF) se requiere un rango máximo de flujo de 12 L/s. El flujo pico durante la respiración normal es menor de 1 L/s.
Resolución	El flujo mínimo detectable debe estar en el rango de 5 a 10 mL/s.
Precisión	Para mediciones de Capacidad Vital (CV) y Capacidad Vital Forzada (CVF), la precisión en el volumen leído debe ser de $\pm 3\%$ o ± 50 [ml]. Para mediciones de Flujo, $\pm 5\%$ de precisión es recomendable.
Respuesta en Frecuencia	La frecuencia respiratoria debe aceptar rangos de 0-4 Hz
Resistencia al Flujo	Los neumotacógrafos deben representar una mínima resistencia al flujo aéreo, la cual se recomienda sea menor de 1.5 cm H ₂ O/L/s @ 12 L/s

Tabla 3. Recomendaciones técnicas y de funcionamiento, que debe cumplir un espirómetro de flujo.

4.2 ARQUITECTURA DEL ESPIRÓMETRO DE FLUJO

La Sociedad Torácica Americana (ATS, por sus siglas en inglés) sugiere en sus Recomendaciones Normalizativas de Espirometría [8] la estructura básica de los espirómetros. El diagrama de bloques de la arquitectura de un espirómetro de flujo se presenta en la figura 20. Consta de 4 etapas divididas de la siguiente manera: etapa de sensado, etapa de acondicionamiento, etapa de integración y etapa de procesamiento de las señales.

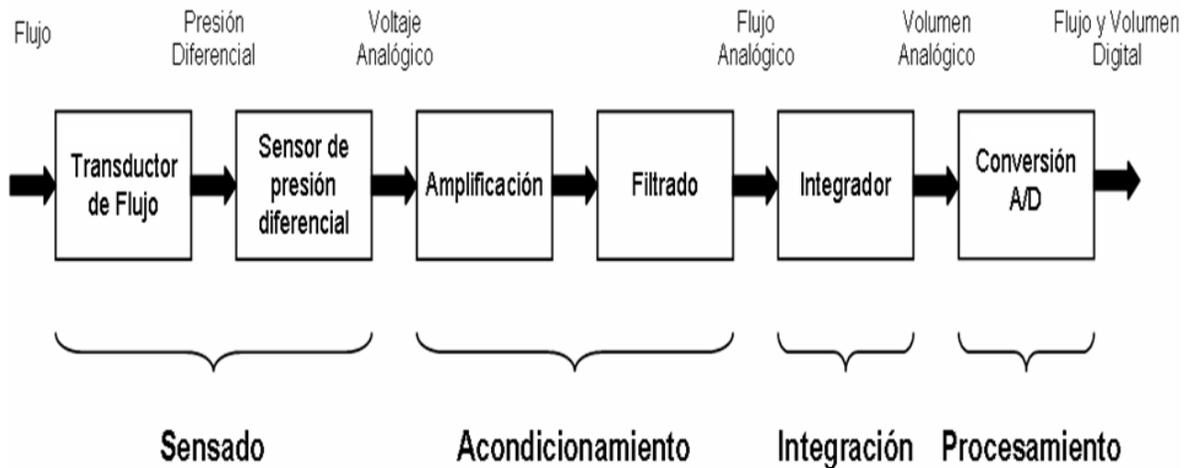


Figura 20. Diagrama de bloques de la arquitectura del Espirómetro de Flujo.

4.3 ETAPA DE SENSADO

La etapa de sensado está constituida por un transductor de flujo tipo neumotacógrafo de Lilly y un sensor de presión diferencial.

4. 3. 1 Neumotacógrafo de Lilly

Como se mencionó en el capítulo anterior, los neumotacógrafos de resistencia neumática son transductores de flujo gaseoso que transforman dicho flujo en presión diferencial proporcional a la cantidad de aire que atraviese por ellos.

En este proyecto el neumotacógrafo empleado fue un *microtach* de la marca *NSpire Health*, el cual se muestra en la figura 21.

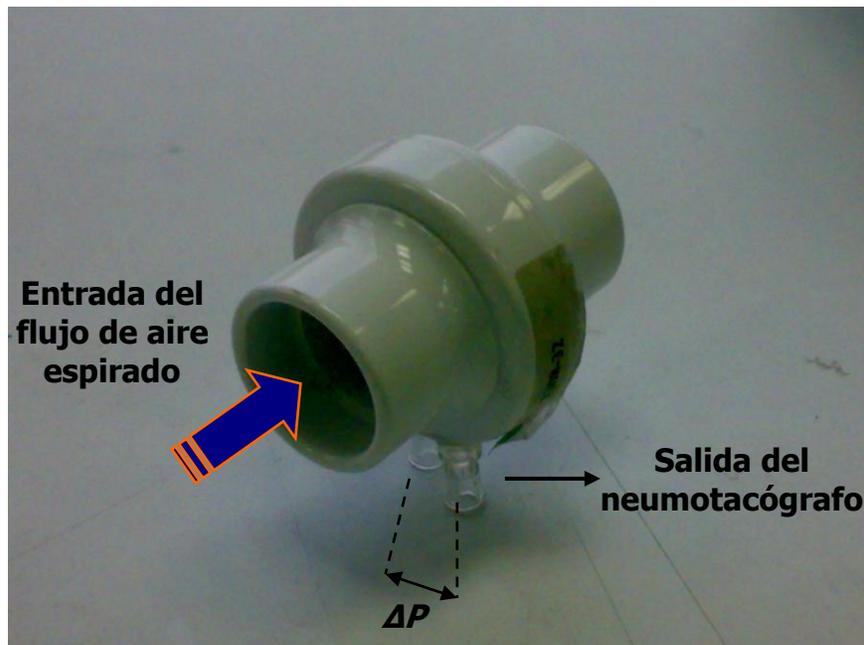


Figura 21. Neumotacógrafo empleado para el desarrollo del espirómetro de flujo

4. 3. 1. 1 Principio de funcionamiento

En el capítulo II, punto 2. 2 se habló un poco de las leyes físicas y el funcionamiento del sistema respiratorio. Al final del capítulo se mencionó que, tanto la ecuación del número de Reynolds, la cual define cuándo un flujo es

turbulento o laminar, como la ecuación de la Ley de Poiseuille, se emplearían posteriormente para explicar el funcionamiento del neumotacógrafo.

Ahora bien, en el capítulo anterior, se dijo que los neumotacógrafos de resistencia neumática están diseñados para convertir el flujo de entrada de turbulento en laminar, por tanto, el número de Reynolds está por debajo de 2100.

Teniendo en cuenta lo anterior, sabiendo que el flujo a través del neumotacógrafo es de carácter laminar, para entender su funcionamiento, se retoma la expresión matemática de la Ley de Poiseuille, ecuación (2), la cual dice que:

$$F = \frac{\pi r^4}{8 \mu l} \Delta P \quad (2)$$

Dado que, por la construcción y diseño de los neumotacógrafos de resistencia neumática, el radio r , el largo l y la viscosidad μ del fluido permanecen constantes, la ecuación anterior se puede escribir como:

$$\Delta P = K_1 F \quad (3)$$

Ecuación que significa que la diferencia de presión que se presenta a la salida del neumotacógrafo es directamente proporcional a la cantidad de flujo F que atraviesa por él; donde K_1 es la constante de proporcionalidad del neumotacógrafo.

4. 3. 2 Sensor de Presión Diferencial

Los sensores de presión diferencial son sensores que transforman la presión diferencial de un medio en una señal eléctrica, la cual es directamente proporcional a la cantidad de presión que entra al sensor.

La medición de la presión puede realizarse empleando diversos principios físicos, como lo son el Bombardeo molecular sobre lámina muy fina, Acelerómetros de tecnología integrada y Tecnología integrada piezoresistiva, siendo estos últimos los más utilizados en instrumentos médicos en los cuales se requiera medir o sensar señales de presión. Estos sensores se realizan empleando galgas extensiométricas [10]. Las galgas extensiométricas son una de las herramientas más importantes en la medición eléctrica aplicada al cálculo de magnitudes mecánicas. Como su nombre lo indica, son usados para la medición de estiramiento, y dado que el estiramiento suele ser consecuencia de distintos agentes mecánicos como fuerzas, presiones, torsiones o calor, se emplean para medir estas magnitudes. [9]

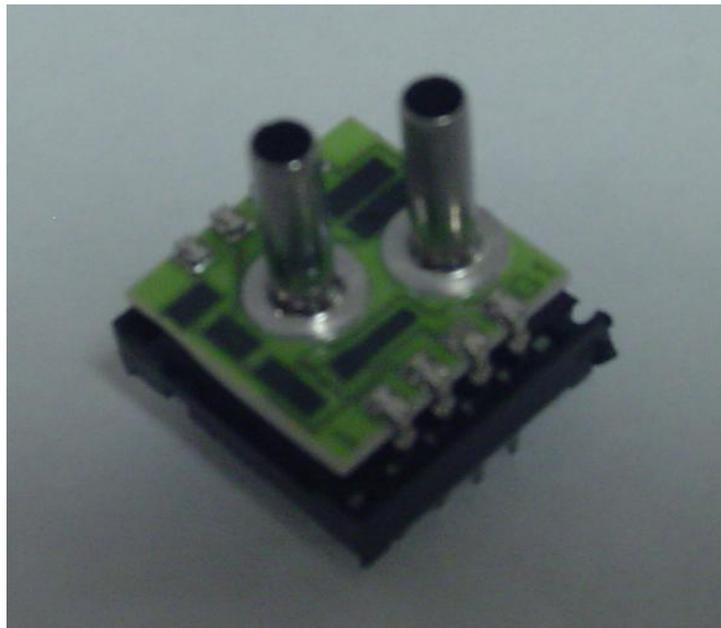


Figura 22. Sensor de presión diferencial.

El sensor de presión diferencial utilizado para este proyecto fue un *NPC-1210-10WD* de la marca *Nova Sensor* como que se muestra en la figura 22. El sensor mide presiones diferenciales en el rango de 0 – 10 [inch H₂O]. Se alimenta con 6 [V] a partir de un circuito de voltaje de referencia y da como salida una señal de voltaje entre 2 [mV] y 70 [mV], proporcional a la presión diferencial que existe entre sus orificios de entrada. [Apéndice C]

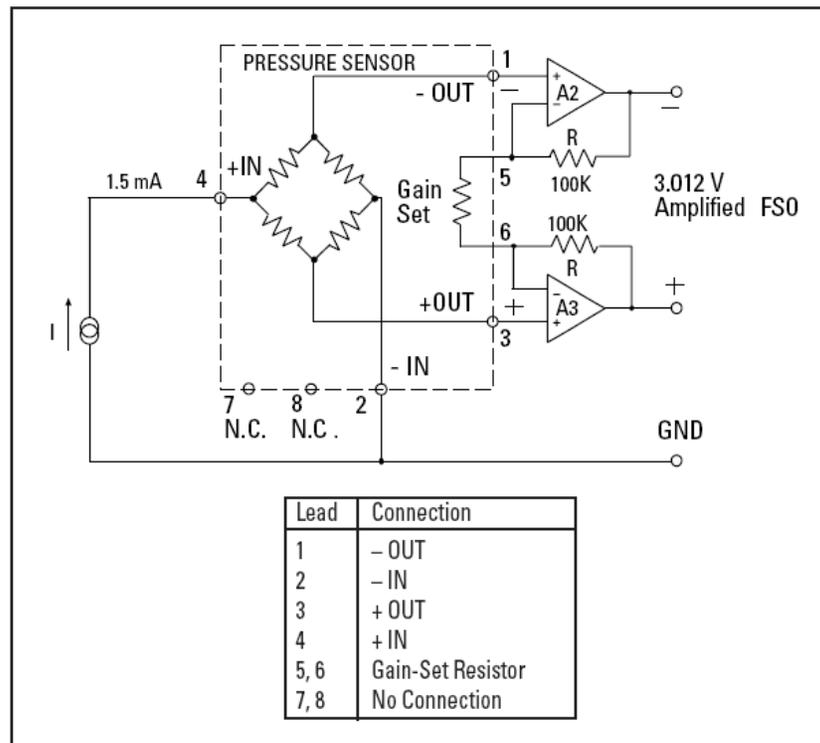


Figura 23. Diagrama esquemático del sensor de presión diferencial empleado en el Espirómetro de Flujo diseñado.

4. 3. 2. 1 Principio de funcionamiento

El estiramiento producido en la galga extensiométrica conlleva a una variación de su resistencia eléctrica, posibilitando así la medida, de manera indirecta, de la presión a la que fue sometido. A este cambio de resistividad se le conoce como efecto piezoresistivo.

La variación de resistencia R de una galga extensiométrica se puede modelar como:

$$\frac{dR}{R} = k\sigma \quad (4)$$

donde σ es el estiramiento relativo de la galga ($\sigma = d/l$), donde l es el largo y k se define como el factor de galga, que depende del material con el cual esta construida la misma.

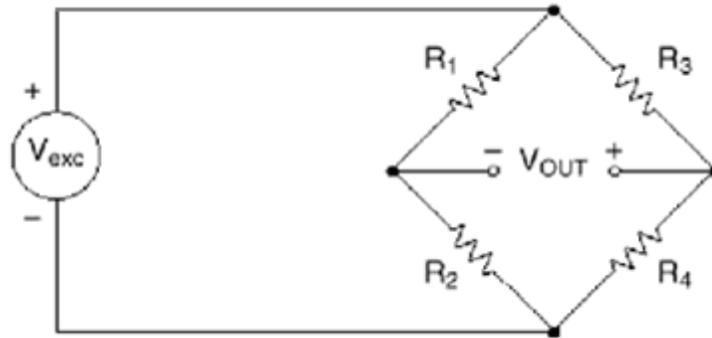


Figura 24. Configuración del Puente de Wheatstone

Para conocer la variación de resistencia de la galga, se configura un circuito conocido como Puente de Wheatstone, cómo el que se muestra en la figura 24. Si el valor de las resistencias es conocido, al variar la resistencia de la galga (R_1) el voltaje del puente es:

$$V_{out} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} V_{exc} \quad (5)$$

Un problema es que las galgas varían su resistencia con la temperatura. Para independizar este factor se colocan cuatro galgas en configuración "Full Bridge" como se muestra la figura 25.

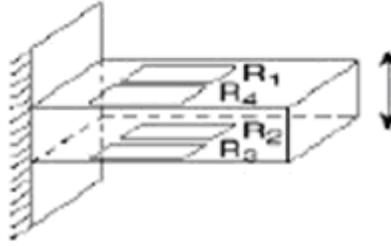


Figura 25. Configuración Full Bridge para el puente de Wheatstone.

Teniendo en cuenta lo anterior, el equilibrio del puente de Wheatstone se alcanza cuando: $R_1 R_4 = R_2 R_3$. Lo interesante de esta configuración es que una variación en cada resistencia debido a cambios de temperatura ΔR_T , no afecta el equilibrio del puente. Sin embargo cuando la modificación sucede debido a un estiramiento mecánico las resistencias quedan de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 R_1 &= R_1 + \Delta R \\
 R_2 &= R_2 - \Delta R \\
 R_3 &= R_3 - \Delta R \\
 R_4 &= R_4 + \Delta R
 \end{aligned} \tag{6}$$

Por ende, la ecuación 3 puede reescribirse de la siguiente manera:

$$V_{out} = \frac{\Delta R}{R} V_{exc} \tag{7}$$

Debido a que el voltaje de excitación V_{exc} y la resistencia interna R del sensor, son constantes, y que, por lo tanto, el cambio en las resistencias ΔR está dado únicamente en función del estiramiento mecánico que sufran debido a la cantidad de presión diferencial a la entrada del sensor, la ecuación (7) la podemos reescribir de la siguiente forma:

$$V_{out} = K_2 \Delta P \tag{8}$$

Como el voltaje V_{out} será el voltaje de salida del sensor, se puede sustituir dicha variable por V_{sensor} , teniendo como resultado la siguiente ecuación:

$$V_{sensor} = K_2 \Delta P \quad (9)$$

Que es la ecuación que relaciona de manera proporcional, la señal eléctrica de salida del sensor de presión diferencial -voltaje-, con la diferencia de presión que existe a la entrada del mismo.

4. 3. 3 Sensado del Flujo

La etapa de sensado se completa de la siguiente manera: se sopla a través de la boquilla de entrada del neumotacógrafo el tiempo que sea necesario, hasta que parezca que no sale más aire de los pulmones; el flujo exhalado F atraviesa la membrana del neumotacógrafo generando una diferencia de presión antes y después de la misma; dicha diferencia de presión, que es proporcional a la cantidad de flujo de entrada, sale del neumotacógrafo para entrar al sensor de presión diferencial. Debido al estiramiento mecánico que sufren en su interior las galgas extensiométricas del puente de Wheatstone, se genera a la salida una señal de voltaje, V_{sensor} , que es proporcional a la diferencia de presión que entra al sensor.

De tal forma, sustituyendo la ecuación (3) en la ecuación (9), se tiene:

$$V_{sensor} = K_1 K_2 F \quad (10)$$

La cual es la expresión matemática que relaciona el voltaje de salida del sensor de presión diferencial con la cantidad de flujo aéreo que entra al neumotacógrafo.

Cabe señalar que, dado que las constantes K_1 y K_2 , el flujo, y por ende la presión diferencial, son valores muy pequeños, el voltaje de salida, V_{sensor} , ronda en las decenas de milivolts. Por lo tanto, la etapa de acondicionamiento resulta imprescindible para el análisis confiable de los datos.

4. 4 ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL

Después de haber sido sensado el flujo, se procede a la etapa de acondicionamiento de señal. Esta etapa esta conformada por 3 partes. La primera de ellas es la de Amplificación de la señal, cuya finalidad es amplificar la señal proveniente del sensor de presión diferencial, ya que ésta se encuentra en el rango de los milivolts, por lo tanto, necesitamos escalar la señal para poder observar mejor los resultados. La segunda parte consiste en el Filtrado de la señal, que está diseñada para eliminar, o atenuar lo más posible, las frecuencias no deseadas y el ruido eléctrico. La tercera parte de esta etapa consiste en un arreglo electrónico que reduce la señal de offset acumulada hasta este punto.

4. 4. 1 Amplificación de la señal

Para amplificar la señal se empleó un amplificador de instrumentación, el cual es un dispositivo creado a partir de amplificadores operacionales, cuya ganancia puede establecerse de forma muy precisa, además de estar diseñados para tener una alta impedancia de entrada y un alto rechazo a señales de modo común (CMRR).

Los amplificadores de instrumentación han sido desarrollados para ser utilizados en sistemas de instrumentación, en los que las características de operación son críticas.

El empleo de los amplificadores de instrumentación es común en aparatos que trabajan con señales muy débiles, tales como la mayoría de los equipos médicos, con el fin de minimizar el error de medida.

Un amplificador de instrumentación de alta relación costo/desempeño, es el amplificador AD620 que se muestra en la figura 26, del cual podemos mencionar las siguientes características generales:

- Requiere una sola resistencia externa, o un trimpot, para ajustar la ganancia en un rango entre 1 y 1000.
- Opera con voltajes bipolares de ± 2.3 a ± 18 [V]
- Empaquetado de 8 pines.
- Consumo de 1.3 [mA]
- El desempeño en DC es muy eficiente, ya que solo presenta un máximo de 50 [uV] de offset.
- Desvío máximo de 0.6 [uV/°C]
- En AC tiene un ancho de banda de 120 [kHz] con una ganancia igual a 100.
- Rechazo al Ruido en Modo Común de 120 [dB] con una ganancia igual a 100.
- Ideal para aplicaciones de instrumentación médica y para sistemas que cuenten con un transductor como interfase. [Apéndice C]

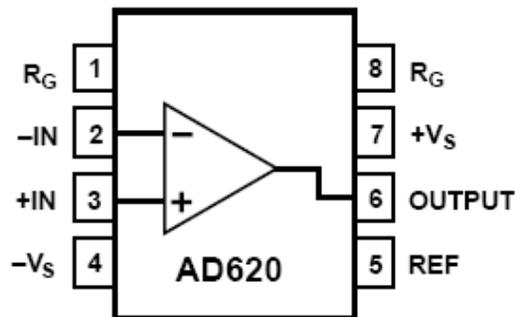


Figura 26. Distribución de pines del amplificador de instrumentación AD620

Internamente, el amplificador de instrumentación está conformado por tres amplificadores operacionales bajo la configuración mostrada en la figura 27.

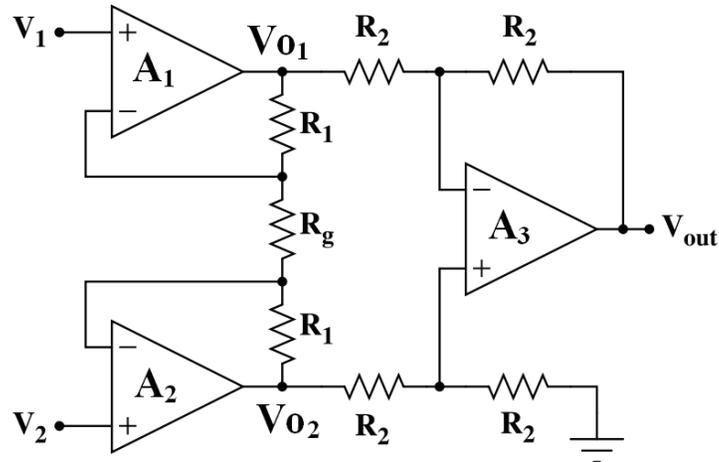


Figura 27. Esquema interno de un amplificador de instrumentación.

La operación que realiza el amplificador de instrumentación es la resta de sus dos entradas, V_1 y V_2 , multiplicada por un factor de amplificación determinado por la resistencia R_g .

Al existir realimentación negativa se puede considerar un cortocircuito virtual entre las entradas, inversora y no inversora, de los amplificadores A_1 y A_2 . Por ello, se tendrán los voltajes de entrada V_1 y V_2 en dichas terminales y, por lo tanto, en los extremos de la resistencia R_g , a través de la cuál circula una corriente I_g igual a:

$$I_g = (V_2 - V_1) \left(\frac{1}{R_g} \right) \quad (11)$$

Debido a la alta impedancia de entrada del amplificador operacional, esa corriente será la misma que atraviesa las resistencias R_1 , por lo tanto el voltaje que cae en toda la rama formada por R_1 , R_g y R_1 es:

$$(V_{O1} - V_{O2}) = \frac{(V_2 - V_1)}{R_g} (R_g + 2R_1) = (V_2 - V_1) \left(\frac{R_g}{R_g} + \frac{2R_1}{R_g} \right) \quad (12)$$

Reduciendo:

$$(V_{O_1} - V_{O_2}) = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) \quad (13)$$

Que será la diferencia de voltaje entre la salida inmediata de los amplificadores A_1 y A_2 (justo antes de las resistencias R_2). El resto del circuito está diseñado como un amplificador diferencial de ganancia unitaria, por lo tanto la salida será exactamente la diferencia de tensión de la entrada (sin añadir ganancia), la cual se define como:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) \quad (14)$$

Como la variable V_{out} es el voltaje de salida del amplificador, se hará referencia a dicha variable como V_{amp} .

Como el valor de la resistencia R_1 es fijo, la magnitud de la salida del Amplificador de Instrumentación, V_{amp} , depende exclusivamente del valor de R_g , por lo tanto, en vez de hacer fijo a R_g , se coloca una resistencia variable, para tener control sobre el rango de amplificación que se desee tener.

La ganancia, G , del amplificador de instrumentación AD620 está dada por la siguiente relación:

$$G = 1 + \left(\frac{49.4k\Omega}{R_g} \right) \quad (15)$$

Por lo tanto, para escalar la señal eléctrica de salida del sensor de presión diferencial, la cuál se encuentra en el rango de las decenas de milivolts, se requiere tener una ganancia que permita elevar esa señal al rango de los volts. Para esto, se ajustó el amplificador de instrumentación a una ganancia de 100 colocando un trimpot de 1 [k Ω] entre los pines 1 y 8 del amplificador AD620 al valor de 498 [Ω] de impedancia.

El voltaje a la salida del amplificador de instrumentación esta dada por:

$$V_{amp} = V_{sensor} \times G \quad (16)$$

Sustituyendo la ecuación (10) en esta expresión se tiene:

$$V_{amp} = K_1 K_2 G F \quad (17)$$

Debido a que, como ya se vio, las literales K_1 , K_2 y G , son valores que permanecen constantes durante toda la prueba, se pueden sustituir por una sola constante K , de tal forma que la ecuación (17) se puede reducir a la siguiente expresión:

$$V_{amp} = KF \quad (18)$$

4. 4. 2 Filtrado de la señal

Tomando en cuenta la información contenida en la tabla 4, referente a las frecuencias respiratorias en condiciones normales, se obtiene el rango aproximado de frecuencias dentro del cual debe trabajar el espirómetro.

EDAD	RESPIRACIONES POR MINUTO (rpm)
Niños	30 – 40
Adultos	14 – 20
Ancianos	12 – 16

Tabla 4. Valores promedio de respiraciones por minuto para niños, adultos y ancianos.

El rango respiratorio se encuentra entre 12 y 40 respiraciones por minuto bajo condiciones de respiración normal, lo que indica que, para 12 respiraciones por minuto, la frecuencia que debe detectar el espirómetro es de 0.2 Hz, y para 40 respiraciones por minuto, la frecuencia correspondiente es 0.6 Hz, sin embargo, limitar el funcionamiento del espirómetro a este rango resultaría inadecuado, dado que, bajo condiciones de respiración forzada, durante la actividad física o en respiraciones particularmente lentas, dichas frecuencias respiratorias pueden aumentar o disminuir considerablemente.

Por lo tanto, teniendo en cuenta esta información, y lo que indican las recomendaciones técnicas y de funcionamiento que debe cumplir un espirómetro de flujo contenidas en la tabla 3 mostrada al inicio de éste capítulo, para lograr atenuar lo más posible las señales no deseadas, así como el ruido de 60 Hz, se diseñó un Filtro tipo Butterworth paso bajas, que permite el paso de las frecuencias que se encuentren en el rango de 0 – 5 Hz para asegurar que cualquier espiración, por lenta que esta sea, pueda ser procesada por el espirómetro diseñado.

4. 4. 2. 1 Diseño del Filtro

Se diseñó un filtro tipo Butterworth, debido a que este tipo de filtros no presentan rizo durante la banda de paso, además de ser un filtro de Magnitud Máximamente Plana, y dado que la señal leída es muy pequeña, cualquier distorsión o ruido añadido causarían mediciones erróneas.

El primer paso para diseñar el filtro Butterworth adecuado, es obtener el orden, n_B , del mismo. Esto se logra mediante la siguiente ecuación:

$$n_B = \frac{\log \left(\frac{\sqrt{10^{0.1A_s}} - 1}{\sqrt{10^{0.1A_p}} - 1} \right)}{\log \left(\frac{f_s}{f_p} \right)} \quad (19)$$

Donde:

A_s = atenuación en dB en la banda de rechazo. = 40 dB
 A_p = atenuación en dB en la banda de paso. = 3 dB
 f_p = frecuencia en la cual se presenta A_p . = 5 Hz
 f_s = frecuencia en la cual se presenta A_s . = 60 Hz

[11]

Para el caso de este proyecto, se tienen los siguientes valores a emplear:

$A_p = 3 \text{ dB @ } f_p = 5 \text{ Hz}$

$A_s = 40 \text{ dB @ } f_s = 60 \text{ Hz}$

Sustituyendo estos datos en la ecuación anterior, se tiene el siguiente resultado:

$$n_B = \frac{\log\left(\frac{\sqrt{10^{0.1(40)} - 1}}{\sqrt{10^{0.1(3)} - 1}}\right)}{\log\left(\frac{60}{5}\right)} = 1.85 \quad (20)$$

Dado que el orden del filtro tiene que ser un número entero, el resultado se redondea al número entero inmediato superior, esto quiere decir que el filtro empleado es de 2° orden.

Una vez que se conoce el orden requerido para el filtro, se necesita elegir el valor de los componentes.

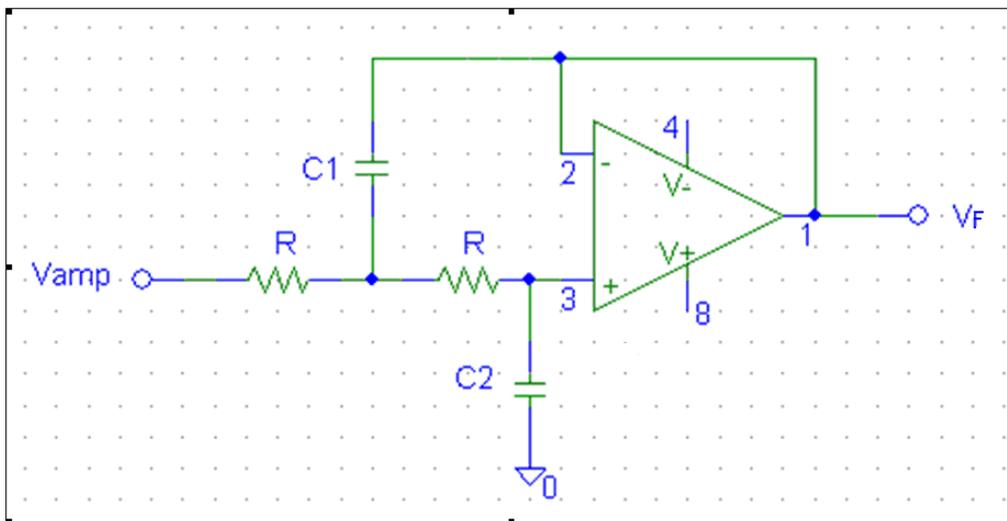


Figura 28. Esquema del Filtro Butterworth de 2° orden

Existen diversos métodos de síntesis para diseñar este tipo de filtros. Uno de ellos es la técnica de *resistencia constante* [5], la cual consiste en seleccionar el mismo

valor para todas las resistencias y buscar el factor de escalamiento para los capacitores, según los datos de la tabla 5.

Orden del filtro n	$C_1=C$	$C_2=C$	$C_3=C$
2	1.414	0.7071	
3	3.546	1.392	0.2024
4	1.082 2.613	0.9241 0.3825	
5	1.753 3.235	1.354 0.3090	0.4214

Tabla 5. Valores para filtro pasa-bajas activo Butterworth

Primero se selecciona el valor de $R \rightarrow R = 100 \text{ [k}\Omega\text{]}$

Después, de la tabla 5, para orden del filtro igual a 2, las relaciones de los capacitores se leen como sigue:

$$\frac{C_1}{C} = 1.414; \quad \frac{C_2}{C} = 0.707$$

Estos valores se deben ajustar de manera inversa con la frecuencia de la banda de paso y el valor de la resistencia seleccionada. Así, el factor de escalamiento es:

$$\frac{1}{2\pi f_p R} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 100k} = 0.318 \times 10^{-6} \quad (21)$$

Esto proporciona capacitores de valor:

$$\begin{aligned} C_1 &= (0.318)(1.414)\mu F = 0.45\mu F \\ C_2 &= (0.318)(0.707)\mu F = 0.22\mu F \end{aligned} \quad (22)$$

La siguiente gráfica muestra el funcionamiento del filtro empleado, observando que a la frecuencia de rechazo, 60 [Hz], la salida en voltaje es prácticamente nula, con lo cual se asegura que el ruido eléctrico proveniente de las líneas de alimentación, interferirá de manera despreciable en las mediciones del espirómetro.

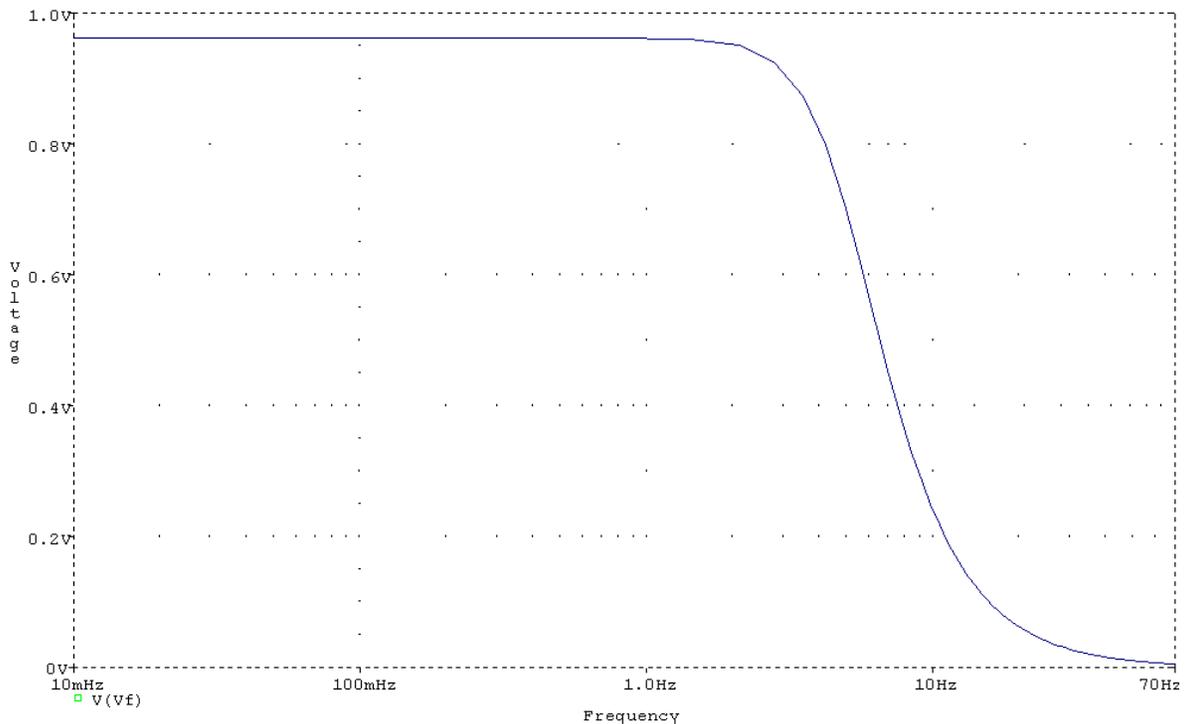


Figura 29. Gráfica Frecuencia vs. Amplitud del filtro butterworth de 2º orden diseñado.

A la salida del filtro se tiene un valor de voltaje V_F , el cual es el mismo que V_{amp} descrito en la ecuación (18), debido que el filtro no añade ningún tipo de ganancia a la señal. Por lo tanto, a la salida de la etapa de filtrado, se tiene lectura de la cantidad de flujo que fue exhalada por el paciente, de acuerdo a la expresión:

$$V_F = KF \quad (23)$$

La conclusión de este resultado es que el voltaje V_F es proporcional al flujo de aire F que pasa por la boquilla del neumotacógrafo.

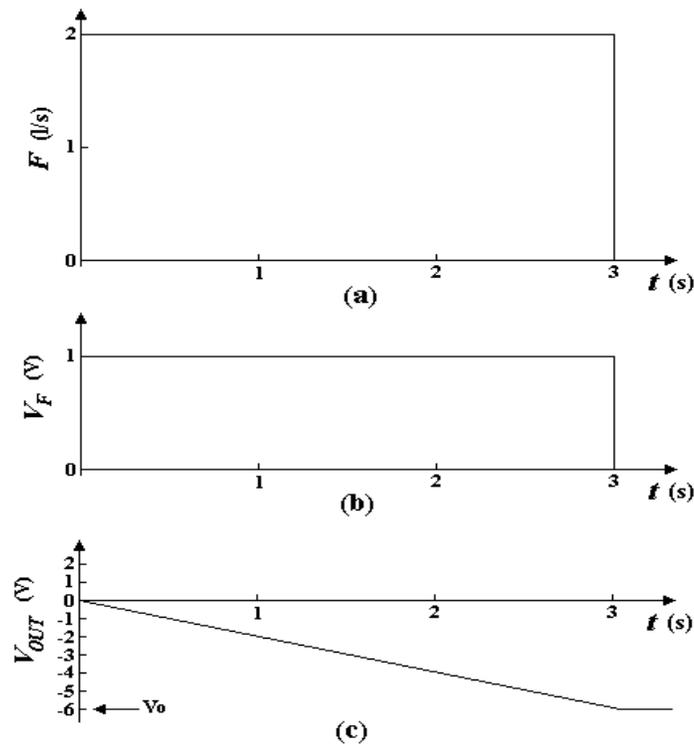


Figura 30. (a) Flujo F de entrada, que atraviesa el neumotacógrafo; (b) Salida de la etapa de Acondicionamiento de Señal, V_F ; (c) Señal de salida de la etapa de Integración, V_{OUT} .

4. 4. 3 Reducción de offset

Los componentes electrónicos presentan cierta señal de offset que se generan en el interior de los mismos. Esta señal, que se encuentra en el rango de los milivolts, por pequeña que sea, representa una señal no deseada, la cual, si no se reduce, se suma a la señal de interés, provocando error en la medición.

Debido a que el espirómetro cuenta con varios circuitos integrados, los voltajes de offset de cada uno de ellos se suman, por lo tanto, se implementó un circuito reductor de offset mediante un par de referencias de voltaje LM336 y un amplificador operacional en configuración de sumador, como se muestra en la figura 31.

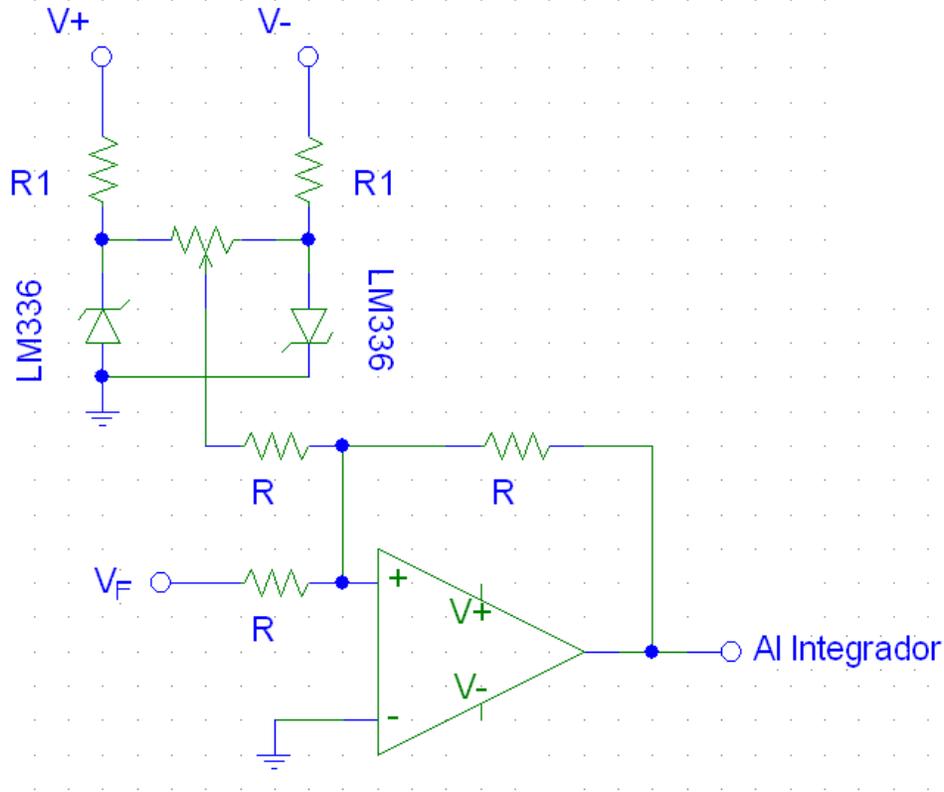


Figura 31. Circuito reductor de offset.

Antes de hacer cualquier prueba, se alimenta todo el circuito, para posteriormente medir la señal de offset que se acumula después de la salida del filtro. Con el trimpot se controla el voltaje que habrá de sumarse al offset. Ambas señales entran al sumador, para a la salida del mismo, compensarse y obtener una señal de 0 [V].

4.5 ETAPA DE INEGRACIÓN DE LA SEÑAL

A la salida de la etapa anterior, se cuenta con una señal de voltaje que es proporcional a la cantidad de flujo que exhala el paciente, por lo que, conociendo esa proporcionalidad, la cual, como ya se vio, depende del transductor, el sensor y de la ganancia que se le de a la señal en el Amplificador de Instrumentación, se tiene lectura de la cantidad de dicho flujo.

Ahora bien, el propósito principal de un espirómetro de flujo, es conocer la cantidad de volumen que el paciente desaloja de los pulmones tras una espiración.

Como se mencionó en el capítulo III, este volumen se obtiene mediante la operación matemática de integración del flujo, es decir, el volumen a determinar es el área bajo la curva de la figura 30 (a).

Partiendo de la configuración inversora de un amplificador operacional, cuando se reemplaza la resistencia de realimentación por un capacitor, el circuito resultante es un integrador como el que se observa en la figura 32.

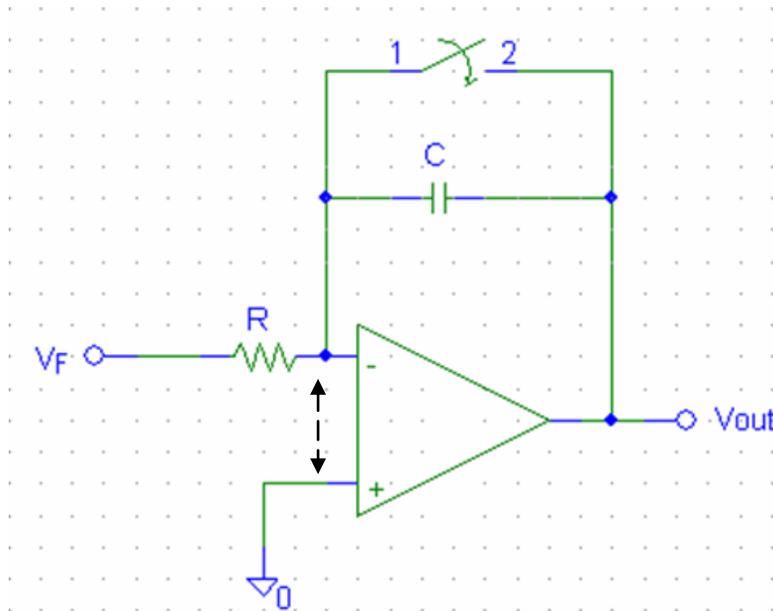


Figura 32. Circuito integrador.

La flecha bidireccional representa una tierra virtual, y, dado que la corriente no atraviesa por el amplificador operacional debido a su alta impedancia de entrada,

la corriente a través del capacitor esta dada por: $i = V_F/R$, y como el voltaje en un capacitor se define:

$$V_c = \frac{1}{C} \int (i) dt \quad (24)$$

El voltaje a la salida V_{OUT} queda determinado por la siguiente expresión:

$$V_{OUT} = -\frac{1}{RC} \int_0^t (V_F) dt \quad (25)$$

4. 5. 1 Procedimiento para la medición del volumen.

Para medir el volumen exhalado por un paciente a través del espirómetro de flujo, es necesario seguir la siguiente metodología: En primera instancia se cierra el interruptor de *Reset* en la figura 32 del circuito integrador por unos instantes, con el fin de tener condiciones iniciales nulas, esto es, que el capacitor C se descargara, con lo cual tendremos un voltaje de salida V_{OUT} igual a cero. Después de esto se le indica al paciente que exhale a través de la boquilla del neumotacógrafo. El cambio resultante en ΔP generara un voltaje V_F como función del tiempo en proporción al flujo de aire que pasa por el neumotacógrafo, como se muestra en la figura 30 (b). [13]

El volumen de aire exhalado por el paciente, iniciando en el tiempo $t = 0$, cuando el interruptor *Reset* es desactivado, será igual al área bajo la curva de la gráfica de Flujo, F , contra tiempo, t , como se muestra en la figura 30 (c). Matemáticamente esta área es calculada por integración. En el circuito de la figura 30(a), el voltaje de salida del circuito integrador, V_{OUT} , es proporcional al volumen de aire exhalado por el paciente desde el tiempo $t = 0$ hasta el tiempo, t , deseado.

Después que el paciente ha detenido la exhalación, el voltaje V_{OUT} permanecerá constante en proporción al volumen total de aire exhalado, hasta que el interruptor *Reset* sea cerrado nuevamente para llevar a cabo otra medición.

Ahora bien, cuando el ciclo se inicia, al abrir el interruptor *Reset* e iniciar la exhalación en el tiempo $t = 0$, el voltaje de salida, V_{OUT} , del circuito de la figura 32, esta dado por la ecuación (25). Sustituyendo la ecuación (23) en ésta última

expresión, y dado que para el diseño del integrador se tiene $RC=1$, la ecuación resultante es:

$$V_{OUT} = -K \int_0^t (F) dt \quad (26)$$

Esta última ecuación significa que el voltaje de salida, V_{OUT} , es directamente proporcional al volumen de aire que ha pasado a través del neumotacógrafo desde el tiempo $t = 0$ hasta el tiempo t de observación. El flujo, F , es una función del tiempo que puede incrementarse, decrementarse o permanecer constante, siempre y cuando sea en una sola dirección.

4.6 ETAPA DE PROCESAMIENTO

El equipo cuenta con un sistema de adquisición de datos para el despliegue de los mismos en un display de LCD. Este sistema, está basado en un microcontrolador PIC16F877 de Microchip, el cual cuenta con un convertidor analógico digital de 10 bits, y 8 kB de memoria flash para almacenamiento del programa [12].

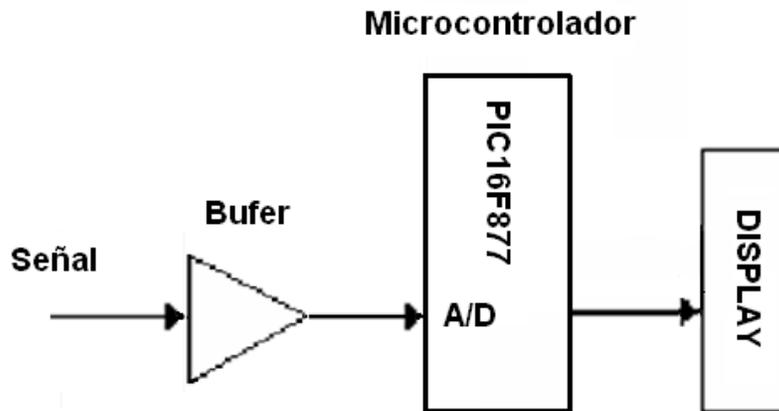


Figura 33. Sistema de adquisición, procesamiento y despliegue de datos.

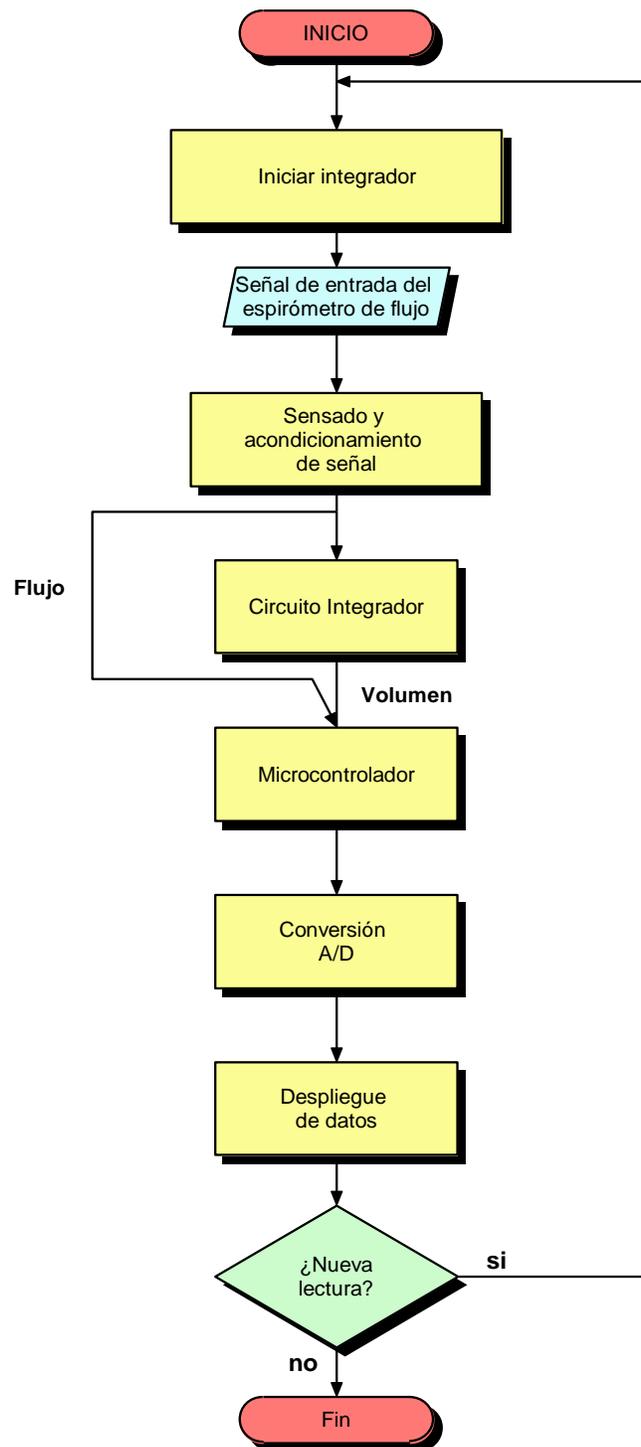


Figura 34. Diagrama de bloques general del procesamiento y despliegue de datos del espirómetro de flujo.

Las señales de flujo y volumen entran al microcontrolador para ser procesadas en el convertidor analógico-digital del mismo. Los valores digitales de la conversión se envían a un display LCD de 16x2.

La ventaja de utilizar un microcontrolador como sistema de adquisición de datos es su bajo costo, ya que éste tiene un costo, en el mercado nacional, de menos de \$100 pesos. Además, fácilmente se puede adaptar a cualquier computadora.

La programación de la conversión analógico a digital y el despliegue de datos se desarrolló en lenguaje C, empleando el programa MPLAB.

La figura 34 muestra el diagrama de bloques general del procesamiento y despliegue de datos.

Para comenzar el procesamiento de datos en el microprocesador, se definen las variables enteras, las de punto flotante, los valores constantes, así como la resolución que tendrá la conversión.

Después, para realizar la conversión A/D, se definen los puertos de entrada y los canales en donde se realizará la conversión.

El despliegue de datos consiste en enviar a la pantalla del display los valores de flujo y volumen digitales obtenidos tras la conversión A/D de los mismos. Si se requiere llevar a cabo otra medición, se reinicia el integrador (se cierra el interruptor que descarga el capacitor, para volverlo a condiciones iniciales) para repetir el proceso.

En el Apéndice B se muestra el programa desarrollado para el procesamiento y despliegue de datos.

4.7 FUENTE DE PODER

Para la alimentación eléctrica del espirómetro se diseñó una fuente de poder bipolar simétrica que proporciona la energía para su funcionamiento.

La fuente requería ser diseñada para entregar un voltaje de ± 12 [V_{DC}] a partir de la línea eléctrica de 120 [V_{AC}]. Para su diseño se empleó un transformador con tap central de 31.8 [V_{rms}] de salida. Esto es, de 15.9 [V_{rms}] entre cada extremo y el tap central. Estas señales de voltaje alterno se rectifican y filtran mediante un puente de diodos y capacitores. Una vez que se tiene el voltaje rectificado y filtrado, la señal pasa a través de reguladores de voltaje -positivo y negativo- que entregan a la salida +12 [V_{DC}] y -12 [V_{DC}] respectivamente. Los reguladores empleados fueron, para voltaje positivo, el LM2940 y, para voltaje negativo, el LM2990, debido a que son reguladores de voltaje de bajo dropout, aproximadamente de 0.5 [V] @ 1 [A] de corriente de salida. El diagrama esquemático del circuito diseñado para la fuente se muestra en la figura 35.

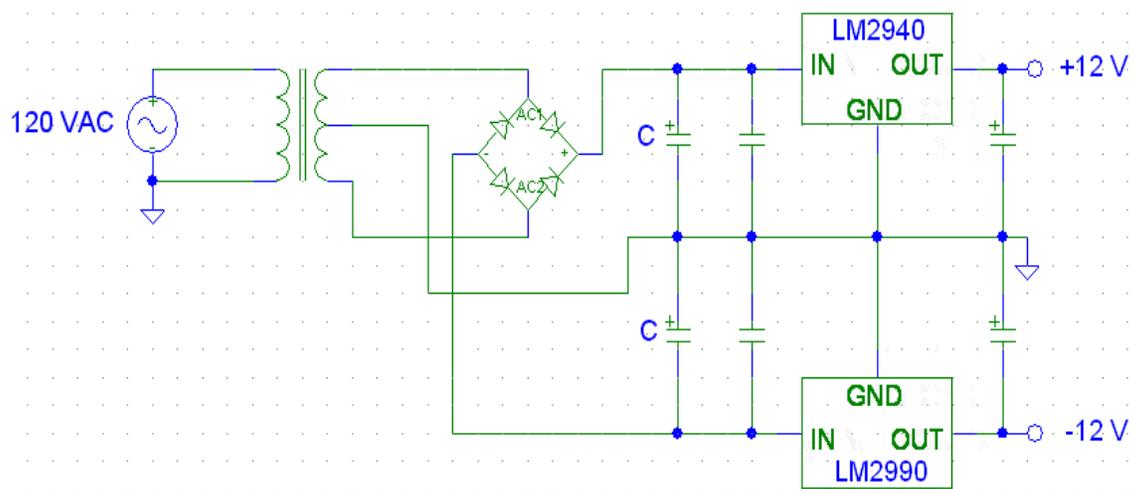


Figura 35. Circuito diseñado para la Fuente de ± 12 [V_{DC}] que alimenta al espirómetro de flujo.

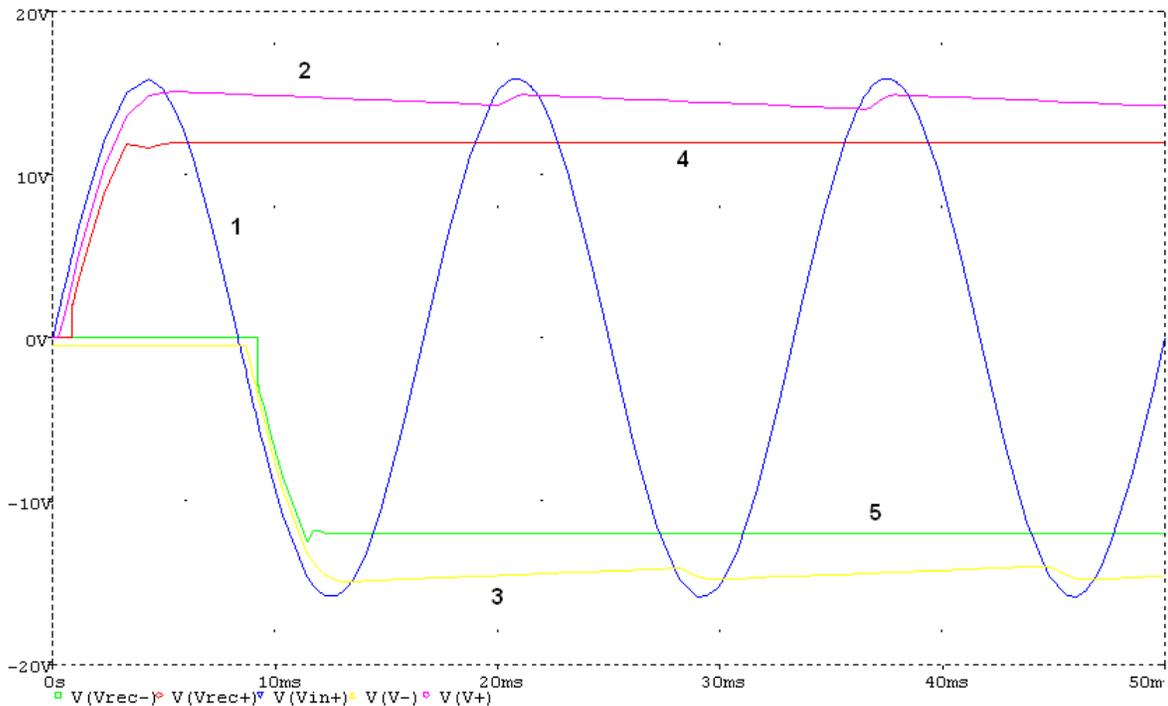


Figura 36. Gráficas del comportamiento de la fuente de $\pm 12 [V_{DC}]$ diseñada. (1) Voltaje a la salida del transformador, (2) Voltaje rectificado y filtrado positivo, (3) Voltaje rectificado y filtrado negativo, (4) Voltaje regulado positivo, (5) Voltaje regulado negativo.

Para encontrar el valor del capacitor C que filtra la señal se sigue la siguiente metodología:

$$i_C = C \frac{dV}{dt} = \frac{C \cdot V_r}{\Delta t}$$

$$i_C = I_0$$

$$C = \frac{I_0 \cdot \Delta t}{V_r}$$

(27)

$$C = \frac{I_0}{2f \cdot V_r}$$

Donde:

V_r = voltaje de rizo

I_0 = corriente de consumo

La corriente de consumo del espirómetro es de aproximadamente 300 [mA], y se establece un voltaje de rizo de 1 [V]. Con esto se tiene:

$$C = \frac{300mA}{(2)(60)(1)} = 2500\mu F \quad (28)$$

Ajustando el capacitor al valor comercial más cercano, se ocupó uno de valor $C = 2700 [\mu F]$, con el cual, $V_r = 0.92 [V]$.

4. 8 DISEÑO DEL HARDWARE

Para el diseño del circuito impreso se utilizó el programa PCAD 2001. El diagrama esquemático del diseño final del espirómetro de flujo se muestra en la figura 37. Las figuras 38 (a) y (b) muestran las capas BOTTOM y TOP del circuito impreso, respectivamente.

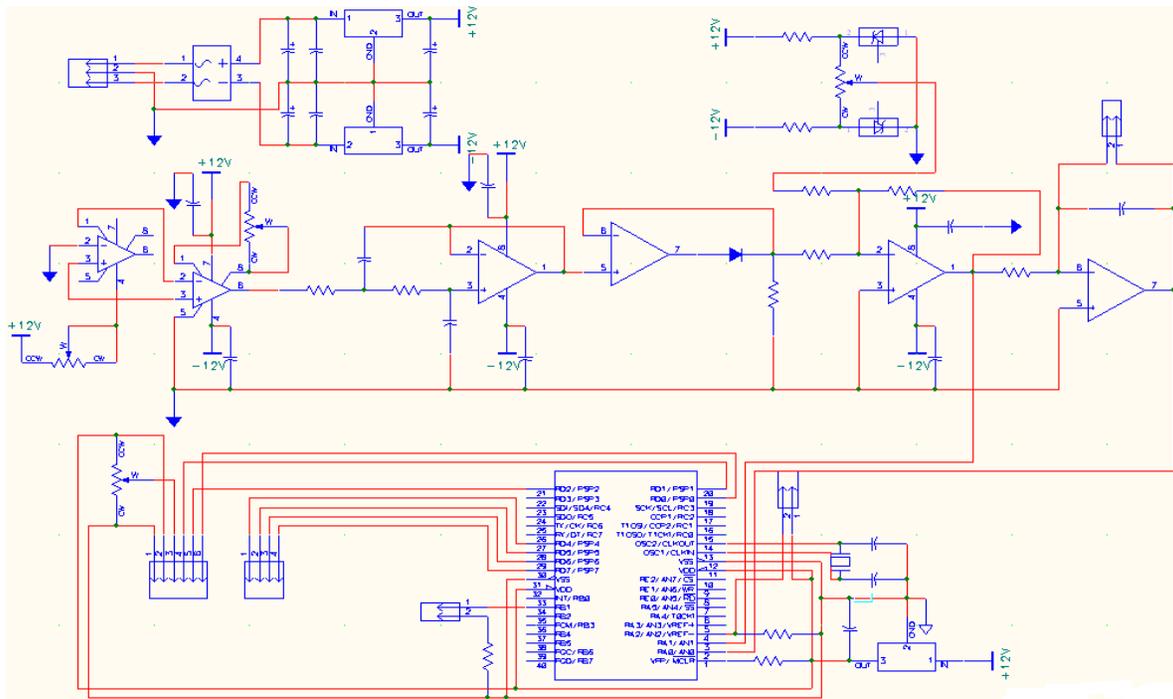


Figura 37. Diseño final del circuito eléctrico del Espirómetro de Flujo.

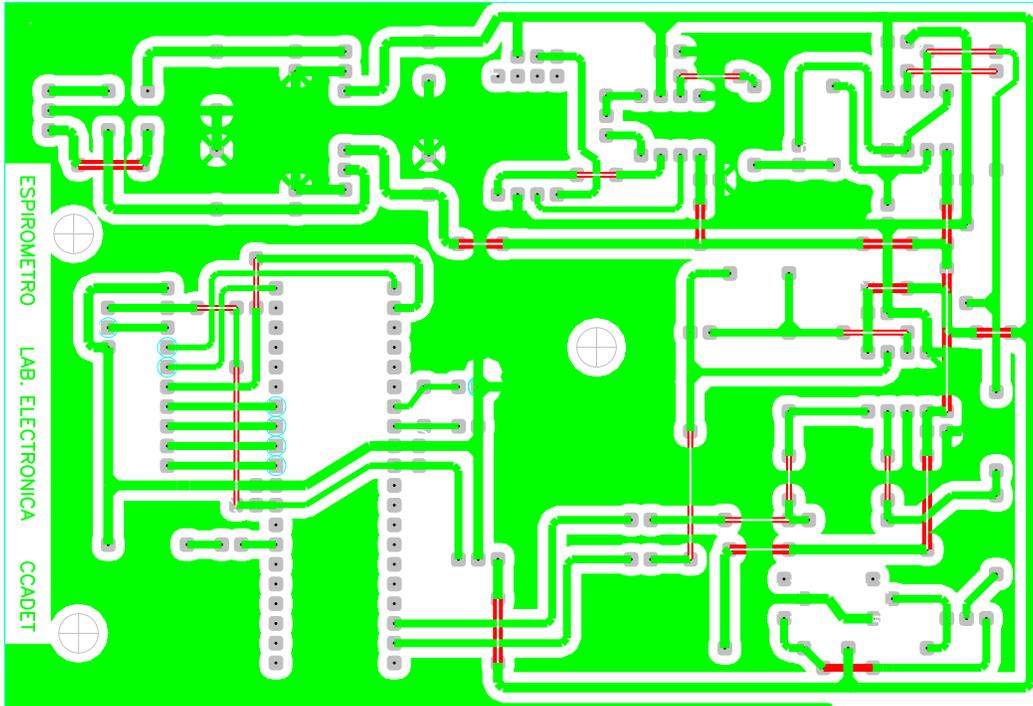


Figura 38 (a). Diseño del circuito impreso del Espirómetro de Flujo, cara BOTTOM

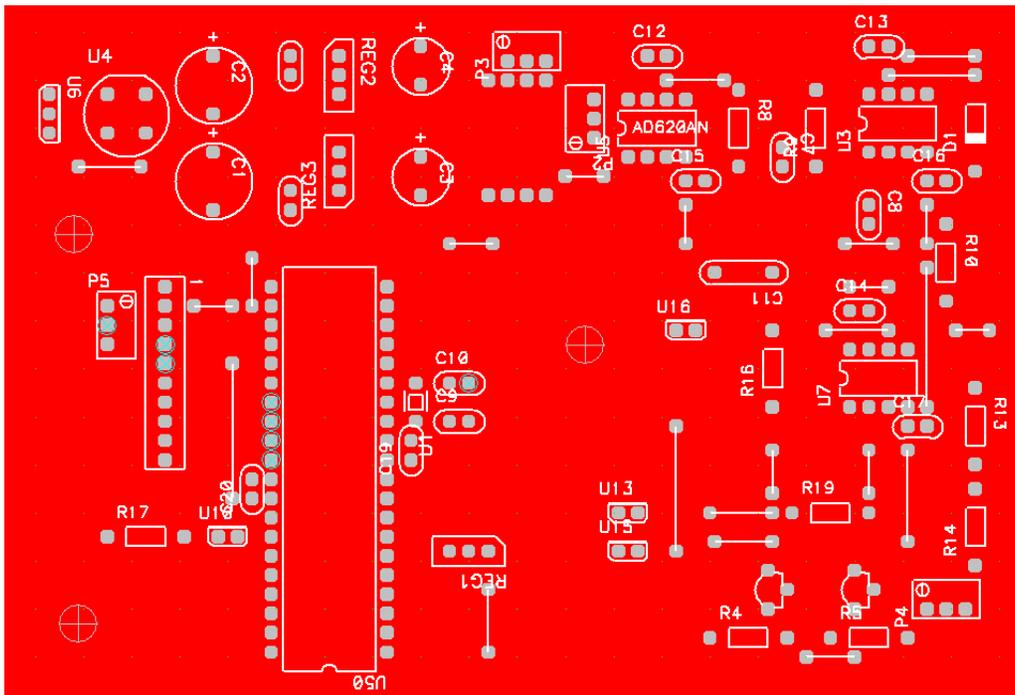


Figura 38 (b). Diseño del circuito impreso del Espirómetro de Flujo, cara TOP

A continuación se muestran algunas imágenes del hardware del espirómetro de flujo que fue desarrollado. Los componentes fueron montados en un gabinete proporcionado por el Laboratorio de Electrónica del CCADET.

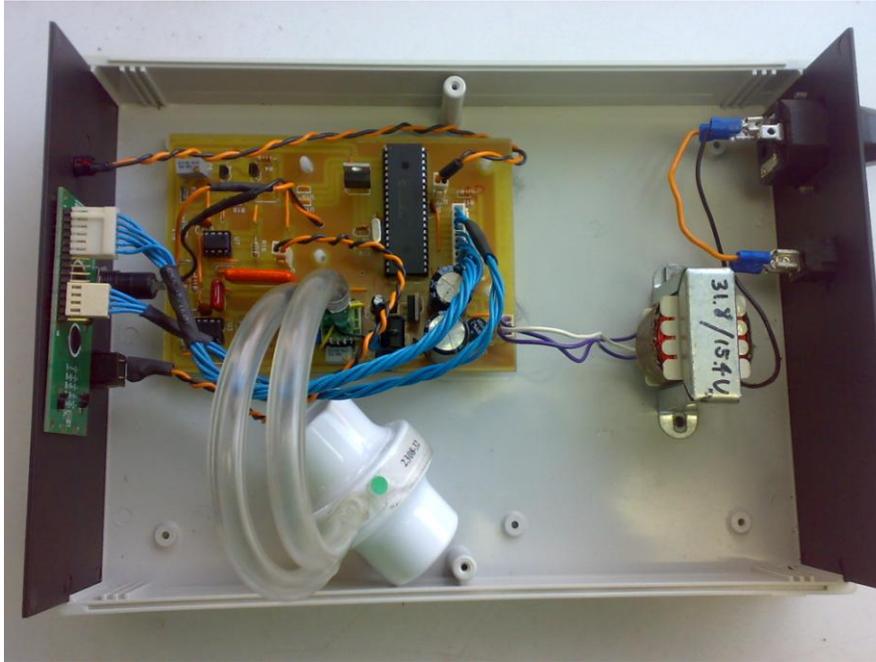


Figura 39. Vista interna superior del Espirómetro de Flujo

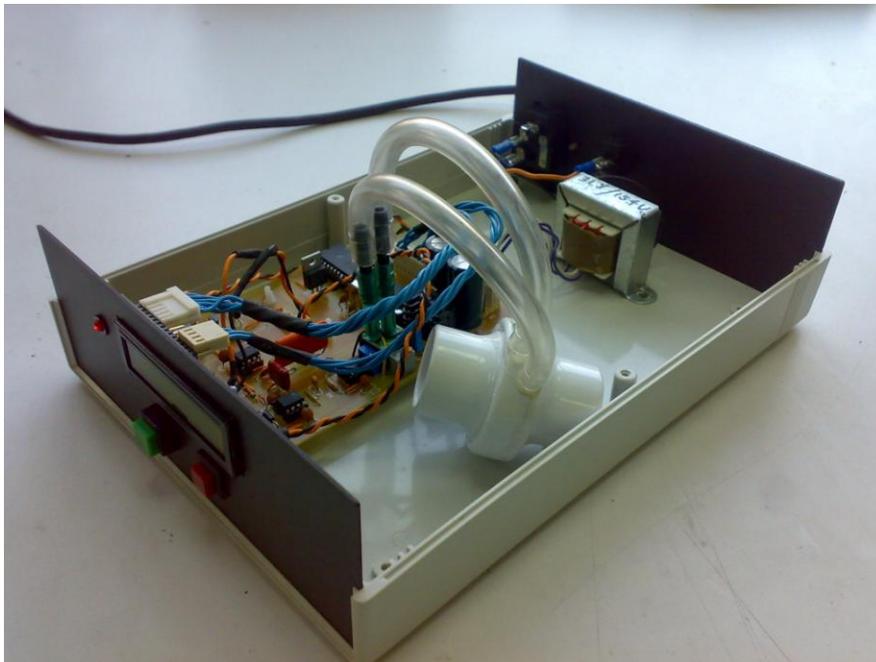


Figura 40, Vista interna frontal del Espirómetro de Flujo.

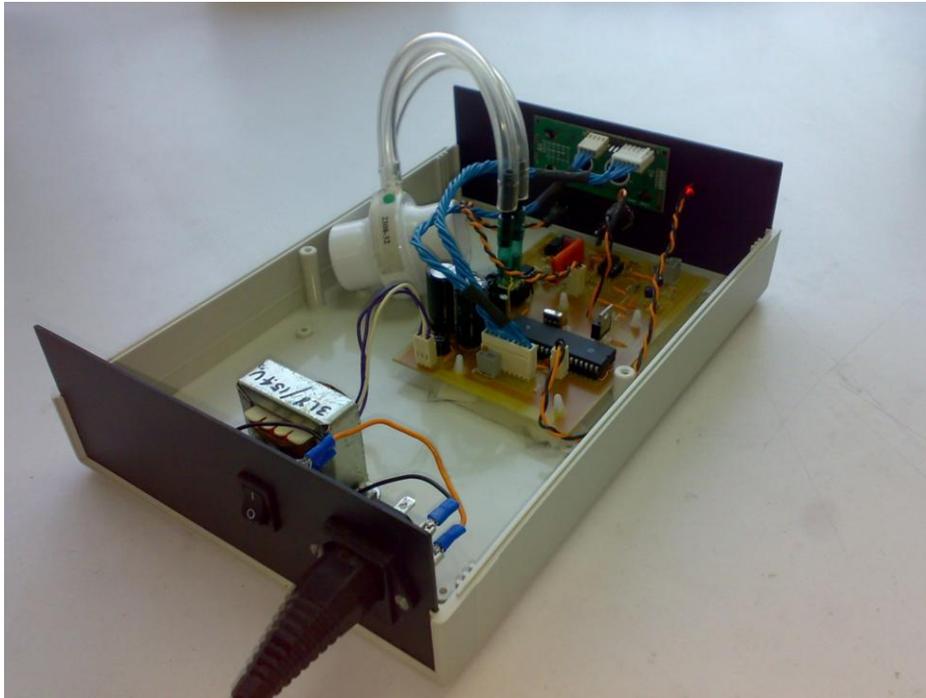


Figura 41. Vista interna posterior del Espirómetro de Flujo.



Figura 42. Vista externa del Espirómetro de Flujo