

# **SONÓMETRO GRAFICADOR EN TIEMPO REAL**

**Dr. Ing. Miguel Ángel Gantuz, Ing. Ignacio Peacock**

**Facultad de Ingeniería – Universidad de Mendoza**

[miguel.gantuz@um.edu.ar](mailto:miguel.gantuz@um.edu.ar)

## **RESUMEN**

Este trabajo presenta el diseño y construcción de un Sonómetro Electrónico. El Instrumento transduce la onda sonora con un micrófono de excelente respuesta, realiza la compensación en frecuencia, rectifica e integra la señal, produce una conversión logarítmica y, por último, ingresa la señal a una PC por medio de un conversor A/D. El instrumento es de nueva generación y presenta características y prestaciones especiales y novedosas que se citan a continuación:

Presenta en la pantalla de una PC de escritorio o portátil el registro de los niveles de presión sonora en decibeles en tiempo real, en un gráfico de cómoda visualización en función del tiempo.

Realiza la medición sin necesidad de cambiar la escala, gracias a que posee un amplificador especial de transferencia logarítmica.

Calcula y muestra en pantalla los valores instantáneos, los valores máximos y mínimos y el nivel sonoro equivalente.

Permite registrar e imprimir el gráfico correspondiente en forma muy rápida y sencilla.

Almacena los datos en forma continua y automática.

Brinda además la posibilidad de registrar el sonido medido creando archivos con extensión .wav.

Todo esto hace que el instrumento se distinga de los usuales ya que éstos no ofrecen las posibilidades y versatilidad que presenta este sonómetro.

## **ABSTRACS**

This paper presents the design and construction of an electronic sound Sonometer. The instrument transduces the sound wave with an excellent response microphone, makes compensation in frequency, rectifying and integrates signal, produces a logarithmic conversion and, finally, enter the signal to a PC by means of an AD converter. The instrument is of the new generation and presents features and special and innovative services which are cited below:

It presents on the screen of a desktop PC or laptop the registry of the sound pressure levels in decibels in real time, in a comfortable display according to the time chart.

It performs the measurement without changing the scale, because it has a special transfer logarithmic amplifier.

It calculates and displays the instantaneous values, maximum and minimum values and the equivalent sound level.

It allows you to post and print the corresponding graph in very quickly and easily.

It stores data continuously and automatically.

## 1. Introducción

Un sonómetro es un instrumento electrónico que mide el nivel de presión acústica de ondas sonoras en decibeles. Usualmente son instrumentos portátiles, que representan el dato de medición en forma analógica o digital. Son utilizados para realizar mediciones de nivel sonoro, ya sea este proveniente de ruido, música o sonido en general.

## 2. El circuito

En la Figura 1 se muestra el diagrama de bloques básico del circuito electrónico de un sonómetro típico.

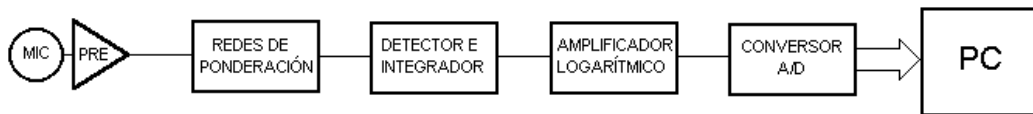


Fig. 1: Diagrama de bloques

### 2.1. Micrófono y preamplificador

El micrófono es el elemento más importante de un medidor de nivel sonoro. Es el transductor que va a transformar la variable física en una variable eléctrica, y por eso debe poseer una respuesta en frecuencia lo más plana posible, así como también baja distorsión en altos niveles de presión sonora, buena sensibilidad y bajo ruido.

Se escogió utilizar en este diseño un micrófono basado en una *cápsula de condensador electret*. Estas cápsulas pueden conseguir excelentes resultados en la mayoría de las aplicaciones. En este caso, se optó por una cápsula de condensador electret **WM-61A de Panasonic**.

En la Figura 2 se muestra la respuesta en frecuencia típica de esta cápsula. Se puede observar una respuesta plana entre los 20 Hz y los 20 kHz. Posee una sensibilidad de  $-35\pm 4$  dB ( $0$  dB =  $1$  V/Pa,  $1$  KHz), una relación señal a ruido mayor a 62 dB, y su diagrama polar de sensibilidad muestra una curva omnidireccional. Todo esto hace que pueda utilizarse en un instrumento de medición.

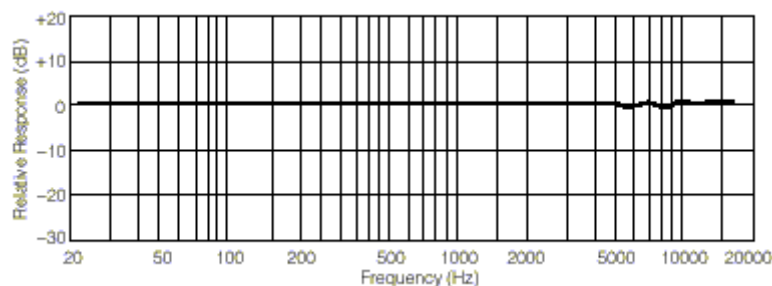


Fig. 2: Respuesta en frecuencia de una cápsula WM-61A de Panasonic.

Internamente llevan un amplificador con un transistor FET y se conectan como se muestra en la Figura 3.

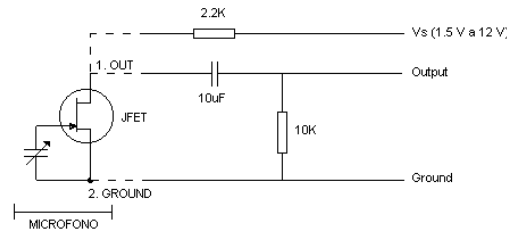


Fig. 3: Configuración básica de un micrófono de condensador electret.

Se observa que, en el interior de la cápsula, uno de los bornes del condensador está conectado a tierra y el otro a la compuerta del JFET. De esta manera, las leves variaciones de tensión que produce el condensador varían la corriente de drenaje  $I_D$  del JFET. Estas variaciones son convertidas posteriormente a tensión mediante la resistencia de carga.

Esta configuración tiene un problema básico. Debido a que la característica de transferencia ( $I_D$  vs  $V_{GS}$ ) del JFET no es lineal, la cápsula produce distorsión a niveles elevados de presión sonora, siendo limitado el uso de estas cápsulas para la medición del nivel sonoro.

Afortunadamente, es posible realizar una modificación en la conexión del JFET. La modificación consiste en operar en drenaje común (seguidor de fuente) en vez de fuente común, evitando la distorsión. Lo que se hace es cortar una de las pistas externas de la cápsula que une la fuente del transistor con tierra. Luego este terminal (fuente) se conecta a una fuente de corriente, lo cual hará que la corriente  $I_D$  del JFET sea constante, por lo tanto la tensión  $V_{GS}$  se mantendrá constante y de esta forma se minimiza la distorsión. La salida es tomada de este mismo punto. Hay que tener en cuenta que la cápsula modificada tendrá una sensibilidad mucho menor, ya que se ha anulado su amplificación. En la figura 4 se observan los terminales de la cápsula, antes y después de la modificación.

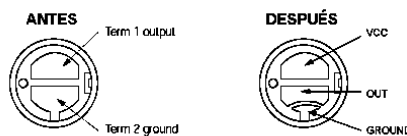


Fig. 4: Modificación realizada a la cápsula.

Luego de haber realizado esta modificación, se diseñó el *circuito preamplificador*. Este circuito es un amplificador no inversor con realimentación negativa, el cual entrega una ganancia de tensión de 26 dB. A su vez, la señal es filtrada en bajas y altas frecuencias. El circuito utilizado es el de la Figura 5.

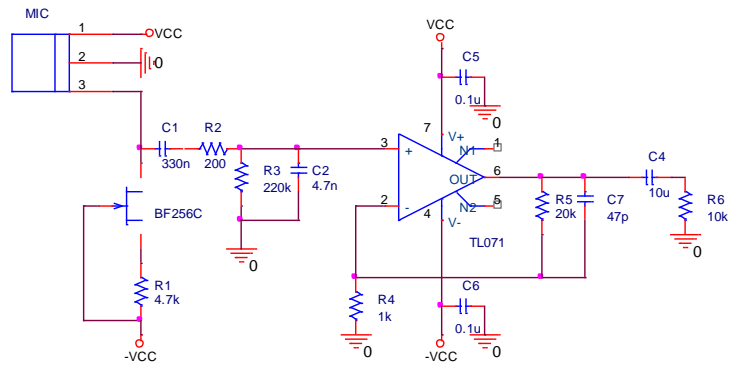


Fig. 5: Circuito preamplificador.

El circuito fue realizado en base al circuito integrado TL071, un operacional económico de bajo ruido. Tiene un ancho de banda a ganancia unitaria de 3 MHz, una velocidad de respuesta de 13 V/ $\mu$ s y un voltaje de ruido de entrada equivalente de 18 nV/ $\sqrt$ Hz.

El transistor utilizado para la fuente de corriente es un BF256, el cual envía 0,5 mA a la cápsula. El capacitor C1 bloquea la componente de continua y, junto con la resistencia R3 y R2, forma un filtro pasa altos. La frecuencia de corte es de 2,2 Hz. La resistencia R2 y R3 junto con el capacitor C2 forman un filtro pasa bajos, con una frecuencia de corte de 169 KHz. Esta frecuencia de corte esta mucho más allá del límite superior del espectro audible del ser humano debido a que la atenuación de un filtro comienza a producirse mucho antes de la frecuencia de corte.

La ganancia está fijada por la resistencia R5 y R4. La resistencia R5 y el capacitor C7 conforman otro filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de 169 KHz. A la salida se encuentra el capacitor C4 que, junto con la resistencia R6, proporciona el bloqueo de la componente de continua, si la hubiere.

En Figura 6 se observa la respuesta de este circuito. Se puede observar que las frecuencias fuera del espectro audible son filtradas.

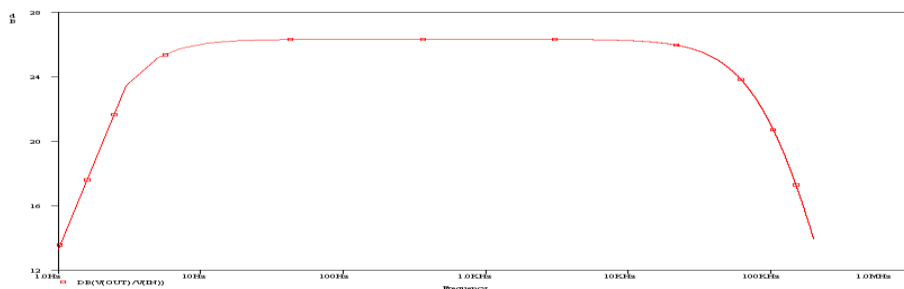


Fig. 6: Curva de respuesta del circuito preamplificador.

El micrófono y preamplificador fueron alojados dentro en un tubo de aluminio diseñado y construido con un torno en este trabajo. El diseño se puede observar en la Figura 7.

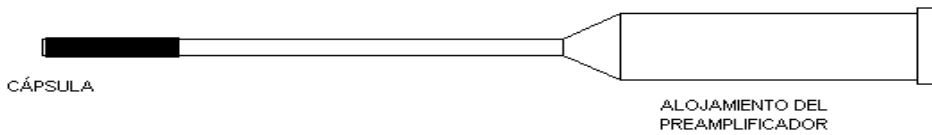


Fig. 7: Diseño del soporte del micrófono y preamplificador.

## 2.2. Redes de ponderación

Se diseñaron dos redes de ponderación para ser incluidas en el instrumento: la red de ponderación A y la red de ponderación C.

La norma IRAM 4074 establece que: la característica de compensación C es teóricamente realizada con dos polos en el plano complejo de frecuencias, situado en el eje real a 20,6 Hz para proveer la caída en baja frecuencia, y dos polos en el eje real a 12000 Hz para producir la caída de alta frecuencia.

La característica de compensación A es realizada adicionando a la característica de compensación C dos polos en el eje real en las frecuencias de 107,7 Hz y 737,9 Hz.

También la norma aclara que: las características de compensación en frecuencia A y C deben realizarse con circuitos pasivos de resistores y capacitores.

De esta forma, se procedió al diseño de los filtros. Como fija la norma, fue posible la realización de los filtros con circuitos pasivos de resistores y capacitores. Las funciones de transferencia para el filtro de ponderación A ( $H_A$ ) y para el filtro de ponderación C ( $H_C$ ) son:

$$H_A(s) = \frac{4\pi^2 \cdot 12200^2 \cdot s^4}{(s + 2\pi \cdot 20,6)^2 \cdot (s + 2\pi \cdot 12200)^2 \cdot (s + 2\pi \cdot 107,7) \cdot (s + 2\pi \cdot 738)}$$

$$H_C(s) = \frac{4\pi^2 \cdot 12200^2 \cdot s^4}{(s + 2\pi \cdot 20,6)^2 \cdot (s + 2\pi \cdot 12200)^2}$$

En la Figura 8 se observa el circuito del filtro de ponderación A. El circuito integrado TL072 fue utilizado para colocar un buffer a la entrada con la misión de que el filtro no cargue al preamplificador y un amplificador a la salida para compensar las caídas de tensión en el circuito RC.

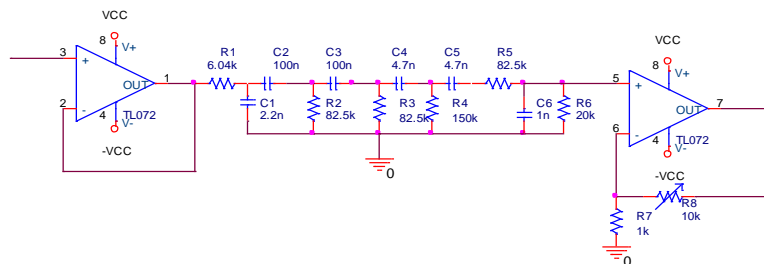


Fig. 8: Filtro de ponderación A.

En la Figura 9 se presenta la curva de respuesta del circuito, realizado con el programa de simulación PSpice. Los valores de la curva difieren en menos de 1 dB con respecto a los valores establecidos en la norma IRAM 4074, aunque, en la práctica, estas discrepancias son levemente mayores (2 dB como máximo). Se ha logrado de esta manera un filtro que cumple con la norma y con una respuesta más que satisfactoria.

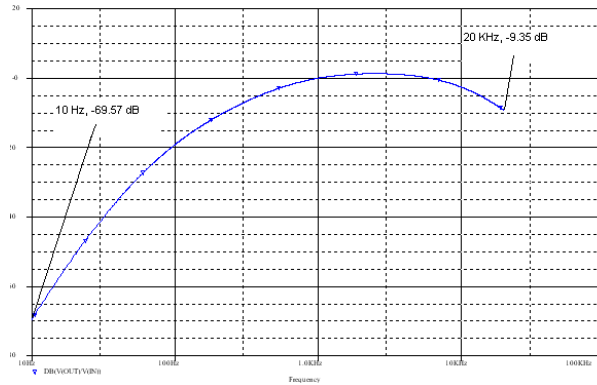


Fig. 9: Respuesta del filtro de ponderación A simulado con PSpice.

De la misma forma, se realizó el diseño del filtro de ponderación C. La función de transferencia de este filtro se obtiene eliminando dos polos de la función de transferencia del filtro A. En la Figura 10 se observa el circuito del filtro de ponderación C.

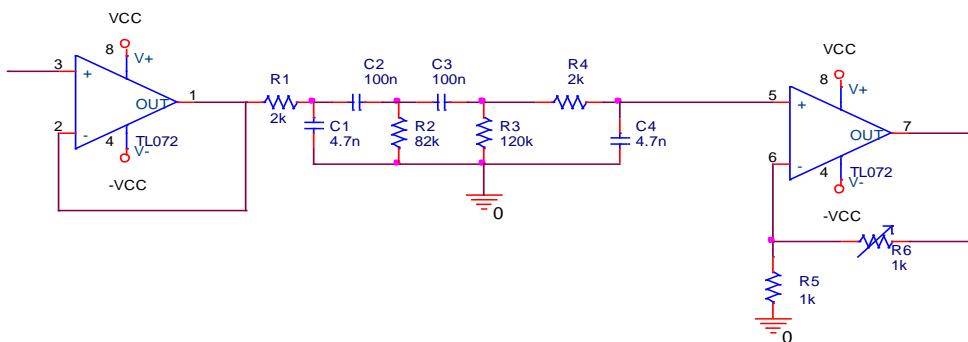


Fig. 10: Filtro de ponderación C.

Al igual que el anterior, se realizó también una simulación con PSpice para aproximar la respuesta de este filtro (Figura 11). Las discrepancias con respecto a los valores dados en la norma IRAM 4074 son, en la práctica, menores a 3 dB.

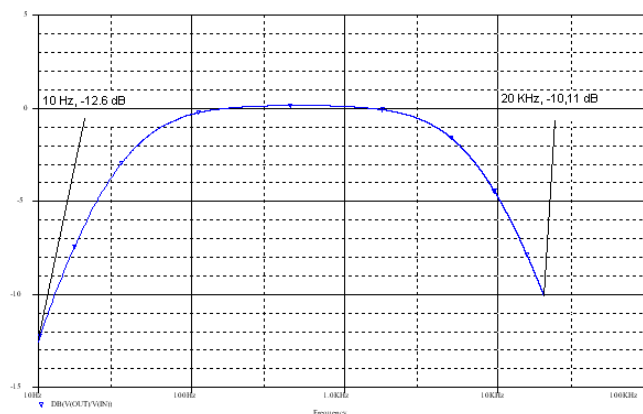


Fig. 11: Respuesta del filtro de ponderación C simulado con PSpice.

La norma específica para cada clase de instrumento los valores (en dB) de las discrepancias máximas tolerables.

De esta forma, se puede decir que estos filtros, de acuerdo a las mediciones realizadas en laboratorio, corresponderían a un instrumento *clase 1*.

### 2.3. Detector e integrador

Para obtener el valor energético de la onda sonora es necesario rectificar la señal. Se desea obtener, en este caso, una magnitud proporcional a la suma de las energías de los diferentes componentes de la onda sonora. La norma IRAM 4074 establece que *la indicación del medidor de nivel sonoro será el valor eficaz de la señal*. Sin embargo, los sistemas más utilizados en los medidores de nivel sonoro miden el valor medio de la onda rectificada.

Cuando se miden niveles bajos de presión sonora, se obtienen señales eléctricas de muy baja amplitud. Por ejemplo, si se estuviera midiendo con un micrófono de una sensibilidad de -40 dB una presión sonora de 60 dB (correspondiente a una presión acústica de 0,02 Pa), este micrófono entregaría una señal de 0,2 mV. Este valor no supera la tensión de umbral de 0,7 V de un diodo, por lo tanto, un rectificador convencional de media onda, no entregaría señal de salida. Debido a esto, fue necesario utilizar un *rectificador de media onda de precisión*. En este rectificador, la alta ganancia del amplificador operacional elimina casi completamente el efecto de la tensión de umbral.

El amplificador operacional elegido fue un LF412. Se utilizó en el bucle de realimentación un diodo de recuperación rápida para propósitos generales 1N4148.

Por otro lado, se realizó el circuito de integración, el cual provee las integraciones temporales F (Fast) y S (Slow). Este circuito consta de dos integradores, uno con una constante de tiempo de 125 milisegundos y el otro con una constante de tiempo de 1 segundo, los cuales se pueden seleccionar por medio de un selector. A la salida se utilizó el mismo operacional LF412 con una pequeña ganancia para compensar las pérdidas.

En la Figura 12 se observa el circuito detector e integrador.

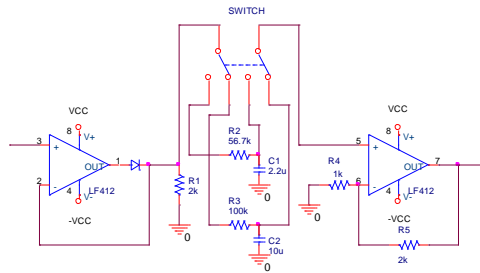


Fig. 12: Circuito detector e integrador.

El integrador para la ponderación temporal F está formado por la resistencia R2 y el capacitor C1. El de la ponderación S está formado por la resistencia R3 y el capacitor C2.

#### 2.4. Amplificador logarítmico

Una vez rectificadada e integrada la señal, ya es posible obtener una magnitud proporcional al nivel sonoro. Queda pendiente solamente representar esta magnitud en escala logarítmica y aplicar las correcciones necesarias.

En un principio, se pensó realizar la conversión logarítmica por software, una vez ingresada la señal a la PC. Esto no fue posible debido al amplio rango dinámico de la señal que ingresa al conversor A/D. Por ejemplo, una onda de presión sonora que varía entre 0,0002 Pa y 20 Pa (20 dB y 120 dB de nivel de presión sonora) produce que un micrófono con una sensibilidad de -20 dB genere una señal de 20  $\mu$ V a 2 V respectivamente. Si se dispone de un conversor A/D de 12 bits con un rango de entrada unipolar de 0 V a 5 V, se podrían representar 4096 niveles de tensión, con una resolución de 0,00122 V por nivel. Es decir, a niveles bajos de presión sonora, la resolución del instrumento sería inaceptable.

Debido a esto, se optó por un amplificador logarítmico a la salida del circuito de medida. El amplificador logarítmico permite la compresión de señales con un amplio rango dinámico, solucionando el problema anterior, y permite mostrar el resultado de la variable medida en escala logarítmica.

La base de los amplificadores logarítmicos actuales es la relación entre la corriente de colector  $I_C$  y la tensión base emisor  $V_{BE}$ , de un transistor bipolar en una configuración en base común.

$$I_C = I_0 \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$I_0$ : Corriente de saturación del colector.

$V_T$ : Tensión térmica de valor  $kT/q$ .

Para las intensidades válidas de operación se verifica  $I_C \gg I_0$ , y se puede considerar que el transistor satisface una ley exponencial pura:



$$I_C = I_0 \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$V_{BE} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_0}\right) = 2.303 \cdot V_T \cdot \log_{10}\left(\frac{I_C}{I_0}\right)$$

En la Figura 13 se muestra el amplificador logarítmico básico, basado en las características del transistor bipolar. A este circuito se le suele llamar *configuración transdiodo*. La salida es siempre  $V_{BE}$ , y el bucle de realimentación de alta ganancia introducido a través del amplificador operacional obliga a que la corriente de colector en el transistor sea igual que la corriente de entrada.

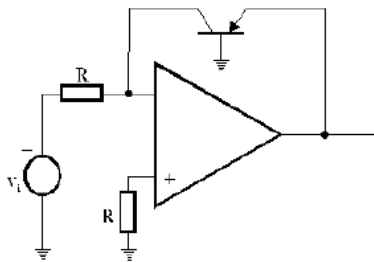


Fig. 13: Amplificador logarítmico. Configuración transdiodo.

La función de transferencia del circuito transdiodo tiene una sensibilidad muy alta respecto de la temperatura. Esto es consecuencia de que tanto  $I_0$  como  $V_T$  dependen fuertemente de la temperatura. Esta dependencia inducida por  $I_0$  puede compensarse utilizando un nuevo transistor acoplado térmicamente con el del circuito, y colocándose de forma que los efectos de las corrientes  $I_0$  de ambos transistores se cancelen (Figura 14).

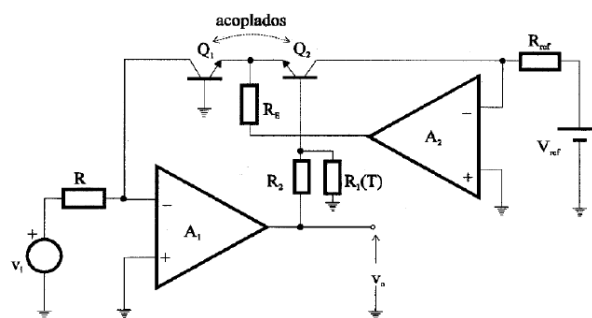


Fig. 14: Amplificador logarítmico compensado.

En este circuito se verifica que:

$$V_{B2} = V_{BE2} - V_{BE1} = 2.303 \cdot V_T \left[ \log_{10}\left(\frac{I_{C2}}{I_0}\right) - \log_{10}\left(\frac{I_{C1}}{I_0}\right) \right]$$

Teniendo en cuenta que  $Q_1$  y  $Q_2$  son idénticos y que están acoplados térmicamente, por lo que  $I_{01} = I_{02}$ , la ecuación anterior se reduce a:

$$V_{B2} = 2.303 \cdot V_T \cdot \log_{10} \left( \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right)$$

Por otro lado, en el circuito se verifica que:

$$V_{B2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \quad I_{C1} = \frac{V_{in}}{R} \quad I_{C2} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$$

Por lo que resulta entonces:

$$\boxed{V_{out} = K \cdot \log_{10} \left( \frac{V_{in} \cdot R_{ref}}{V_{ref} \cdot R} \right)} \quad K = -2.303 \cdot V_T \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

La resistencia  $R_1$  debe ser un termistor que compense la dependencia de  $K$  respecto de la temperatura.

En la Figura 15 se muestra el circuito real utilizado. Este circuito se basa en dos transistores 2N2222A, y en un amplificador operacional LF412.

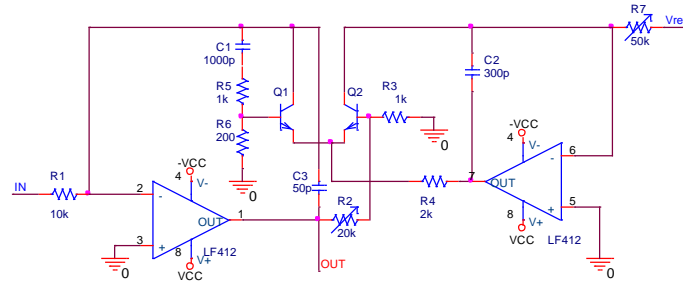


Fig. 15: Amplificador logarítmico.

La función de transferencia de este circuito es:

$$\boxed{V_{out} = K \cdot \log_{10} \left( \frac{V_{in} \cdot R_7}{V_{ref} \cdot R_1} \right) = K \cdot \log_{10} C}$$

$$C = \log_{10} \left( \frac{V_{ref} \cdot R_1}{R_7} \right) \quad K = -2.303 \cdot \frac{kT}{q} \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

La tensión de referencia utilizada es de 9 V. Se puede observar que con la resistencia variable  $R_2$  se fija la ganancia, mientras que con la resistencia  $R_7$  se fija el cero. El circuito se ha calibrado para proporcionar una señal de salida de 0 V a 5 V para adaptarla a la entrada del convertor A/D.

Cabe aclarar que los componentes utilizados en este circuito no son los ideales debido a que, principalmente, se propuso utilizar componentes disponibles en nuestro mercado y, por otro lado, con un costo relativamente bajo. Para obtener muy buenos resultados es recomendable utilizar los transistores apareados LM194 de National. De esta forma se elimina completamente el error por temperatura inducido por las corrientes  $I_0$ . Por otro lado, la resistencia  $R_3$  debería ser un termistor de  $1\text{ k}\Omega (\pm 1\%)$  a  $25^\circ\text{C}$ , con una variación de  $+3500\text{ ppm}/^\circ\text{C}$  para compensar la tensión térmica que afecta a la constante  $K$ . Sin embargo, se ha conseguido excelentes resultados con el circuito realizado, y el error de conformidad logarítmica obtenido es mínimo.

## 2.5. Conversor A/D

Para ingresar la señal al ordenador, se utilizó un conversor A/D con interfase serie.

El puerto serie de un ordenador es compatible con el estándar RS232. Este estándar fue diseñado para comunicar un equipo terminal de datos o DTE (Data Terminal Equipment) y un equipo de comunicación de datos o DCE (Data Communication Equipment).

El RS232 consiste en un conector tipo DB-25 de 25 pines, aunque es normal encontrar en los ordenadores la versión de 9 pines DB-9 (Figura 16). Cada pin puede ser de entrada o de salida, teniendo una función específica cada uno de ellos. Las señales TD, DTR y RTS son de salida, mientras que RD, DSR, CTS y DCD son de entrada. La masa de referencia para todas las señales es SG.

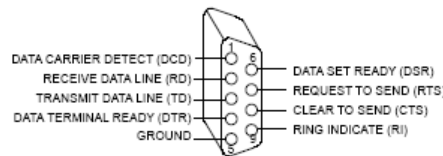
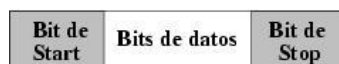


Fig. 16: Conector DB-9

Las señales digitales con las que trabaja este puerto serie son de  $+12\text{V}$  (0 lógico) y  $-12\text{V}$  (1 lógico), para la entrada y salida de datos, y a la inversa en las señales de control.

El puerto serie RS232 utiliza una *transmisión asíncrona*. En una transmisión asíncrona, un bit identifica su bit de comienzo y 1 o 2 bits identifican su final, no es necesario ningún carácter de sincronismo (Figura 17). Los bits de datos son enviados al receptor después del bit de start. El RS232 puede transmitir los datos en grupos de 5, 6, 7 u 8 bits, a unas velocidades determinadas (en bits por segundo). Dependiendo de la configuración de la transmisión, un bit de paridad es enviado después de cada bit de datos. Se utiliza para corregir errores en los caracteres de datos. Finalmente 1 o 2 bits de stop son enviados. Tanto el aparato a conectar como el ordenador tienen que usar el mismo protocolo serie para comunicarse entre sí.



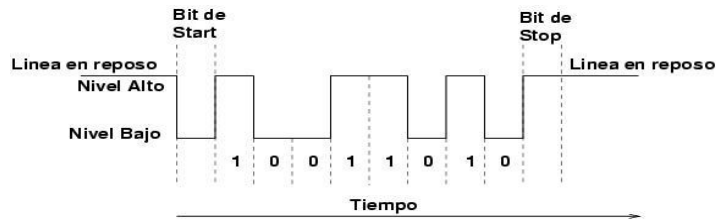


Fig. 17: Transmisión asíncrona.

Por otro lado, el convertor A/D utiliza una *transmisión síncrona*, es decir, necesita de una señal de reloj para sincronizar el envío de datos, por lo que es incompatible con el sistema de transmisión asíncrona del estándar RS232.

Debido a lo anterior, se decidió realizar una transmisión síncrona, es decir, se utilizó una señal de reloj generada por una rutina de software, la cual es transmitida al convertor por medio de una de las señales de control del puerto serie. Este sistema de transmisión nada tiene que ver con el sistema propuesto por el estándar RS232. De esta forma, se utiliza el puerto serie pero sin utilizar el protocolo de transmisión del RS232.

El circuito convertor está basado en el integrado ADS7816, que proporciona la conversión de la señal analógica a digital en forma precisa y estable, y el integrado ST232 que permite adaptar los niveles de tensión del puerto serie, con los niveles TTL del convertor (Figura 18).

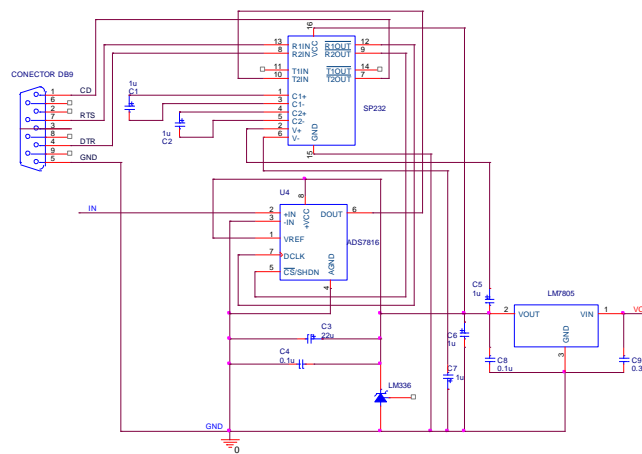


Fig. 18: Circuito convertor A/D.

El ADS7816 es un convertor A/D de 12 bits con interfase serial síncrona. Este integrado se comunica con otros sistemas digitales por medio de tres señales: CS, DCLOCK y D<sub>OUT</sub>. En la Figura 19 se muestra el diagrama de las señales de control del ADS7816 para comprender el funcionamiento del mismo.

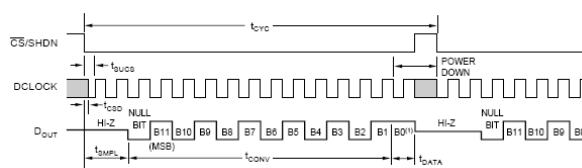


Fig. 19: Diagrama de señales del ADS7821.

Una transición de alto a bajo de la señal CS inicia la conversión y la transmisión de datos. Los dos primeros períodos de reloj del ciclo de conversión se utilizan para muestrear la señal de entrada. Luego del segundo flanco descendente de DCLOCK, D<sub>OUT</sub> estará habilitado y entregará a la salida un valor bajo (null bit) por un período de reloj. En los próximos 12 períodos de DCLOCK, D<sub>OUT</sub> entregará a la salida el resultado de la conversión, comenzando por el bit más significativo (B11). Luego de entregar el bit menos significativo (B0), la señal CS se coloca en alto, indicando el fin de la conversión.

Se puede observar en el circuito de la Figura 18 que solamente se utilizan los pines RTS (Request To Send), DTR (Data Terminal Ready), CD (Carrier Detect), y GND (Ground). Con DTR y RTS se van a generar las señales de reloj CS y DCLOCK, respectivamente, para manejar al ADS7816. La salida del conversor (D<sub>OUT</sub>) va a ingresar por el pin CD.

De esta forma, con un simple circuito de pocos componentes, y con una simple rutina generada por software es posible establecer una comunicación serie entre un conversor A/D y un ordenador. Además, se puede trabajar con 12 bits, lo que sería imposible si se utilizara el protocolo RS232, que como máximo acepta palabras de 8 bits.

## 2.6. Circuito completo

En la Figura 20 se puede observar el circuito completo, desde que la señal entra a los filtros de ponderación, hasta el conversor A/D.

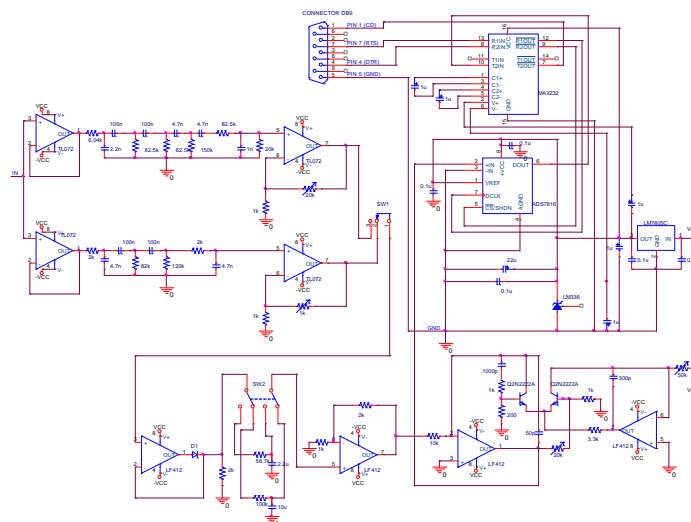


Fig. 20: Circuito completo.

La máxima frecuencia de la señal de entrada al conversor es de 8 Hz. La rutina de software se programó para tomar datos a una frecuencia de 40 Hz, de forma tal de cumplir con el teorema de Shannon.

Para alimentar el circuito se utilizó 9V y -9V. El circuito conversor A/D requiere 5 V de alimentación, por lo que fue necesario utilizar un regulador LM78L05.

Se utilizó un selector simple de dos posiciones para poder seleccionar la red de ponderación “A” o “C”. Para poder seleccionar la constante de integración “F” o “S” se utilizó un selector doble de dos posiciones.

El circuito fue realizado en un PCB simple de 13 cm x 7 cm y montado en una caja plástica de 14,5 cm x 9,5 cm x 3,5 cm.

### 3. Software

El programa realizado cumple principalmente la función de dispositivo indicador, además de mostrar gráficos y guardar registros de las mediciones. El programa fue escrito en el lenguaje de computación “Microsoft Visual Basic versión 6”. Se comenzará por una breve descripción del programa, el entorno y sus utilidades.

#### 3.1 Entorno gráfico y utilización del software

En la Figura 21 se observa la pantalla principal de la aplicación. Se puede ver que esta dividida en tres carpetas principales: “Display”, “Gráfico” y “Registro”. Por defecto, el programa inicia en la carpeta “Display”.

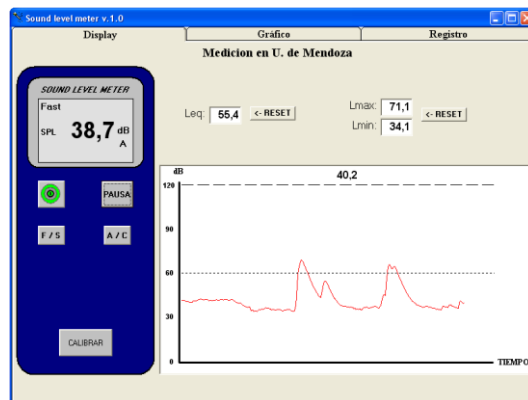


Fig. 21: Pantalla principal (Display).

El instrumento inicia la medición al hacer click sobre el botón “Encender / Apagar”. En ese momento, mediante un cuadro de texto, se pedirá al usuario ingresar el nombre de la sesión, el cual aparecerá en la parte superior de la pantalla. En el display se muestra el SPL, es decir, el nivel de presión sonora ponderado (en dBA ó dBC, según la red de ponderación utilizada). Este valor se actualiza cada 0,5 segundos y muestra el valor máximo de cada período, como se especifica en la norma IRAM 4074. Se puede observar que el gráfico muestra el nivel instantáneo (en dB) con respecto al tiempo. También se muestra el nivel de presión sonora continuo equivalente (Leq), el nivel máximo (Lmax) y el nivel mínimo (Lmin). Los botones de comando “F / S” y “A / C” permiten seleccionar la constante de integración F ó S y la ponderación en frecuencia A ó C, respectivamente. Es posible también realizar la calibración del instrumento mediante el botón de comando “CALIBRAR”.

En la carpeta “Gráfico” (Figura 22) se muestra el mismo gráfico que la pantalla principal, pero con una ventana de tiempo de 2 minutos aproximadamente. Es posible retroceder para visualizar el gráfico de la medición desde el inicio de la sesión. Además

es posible imprimir el gráfico y guardar el mismo en un archivo BMP. Para realizar lo anterior, es necesario pausar la medición.

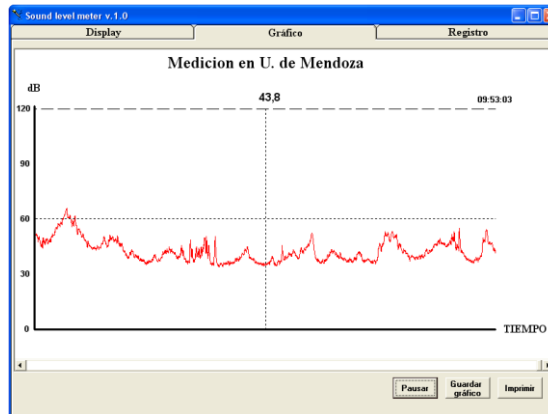


Fig. 22: Gráfico.

En la carpeta “Registro” (Figura 23) se pueden distinguir dos secciones. Por un lado se puede ver el registro de las mediciones en una planilla, en la cual queda registrada la fecha, la hora, el nivel instantáneo (en dB), la constante de tiempo y la red de ponderación utilizada. Al finalizar la sesión, esta planilla quedará registrada en un archivo de texto, el cual podrá ser abierto y analizado posteriormente en una planilla tipo EXCEL. Por otro lado, se puede observar otra sección dedicada al registro de sonido. Al habilitar esta utilidad, el usuario podrá seleccionar un nivel (en dB) a partir del cual se comenzará a registrar en un archivo WAV la señal sonora captada por el micrófono. De esta forma, el usuario podrá saber cuál fue el sonido que superó el nivel fijado. Este umbral se podrá observar en la carpeta “Gráfico” y estará señalizado con una línea azul. En la planilla también quedará registrado el inicio y el final de cada archivo WAV generado.

REC	FECHA	HORA	DB	F/S	A/F	WAV
30604	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.6	Fast	A	
30605	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.0	Fast	A	
30606	18/03/2007	09:53:02 p.m.	42.5	Fast	A	
30607	18/03/2007	09:53:02 p.m.	42.7	Fast	A	
30608	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.3	Fast	A	
30609	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.5	Fast	A	
30610	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.4	Fast	A	
30611	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.8	Fast	A	
30612	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.6	Fast	A	
30613	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.3	Fast	A	
30614	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.3	Fast	A	
30615	18/03/2007	09:53:02 p.m.	43.2	Fast	A	
30616	18/03/2007	09:53:02 p.m.	42.9	Fast	A	
30617	18/03/2007	09:53:02 p.m.	42.8	Fast	A	
30618	18/03/2007	09:53:02 p.m.	42.2	Fast	A	
30619	18/03/2007	09:53:02 p.m.	42.2	Fast	A	
30620	18/03/2007	09:53:02 p.m.	41.6	Fast	A	
30621	18/03/2007	09:53:02 p.m.	41.5	Fast	A	
30622	18/03/2007	09:53:02 p.m.	42.2	Fast	A	
30623	18/03/2007	09:53:03 p.m.	42.8	Fast	A	
30624	18/03/2007	09:53:03 p.m.	42.8	Fast	A	
30625	18/03/2007	09:53:03 p.m.	42.9	Fast	A	
30626	18/03/2007	09:53:03 p.m.	42.8	Fast	A	
30627	18/03/2007	09:53:03 p.m.	43.4	Fast	A	
30628	18/03/2007	09:53:03 p.m.	44.1	Fast	A	
30629	18/03/2007	09:53:03 p.m.	43.7	Fast	A	
30630	18/03/2007	09:53:03 p.m.	43.9	Fast	A	
30631	18/03/2007	09:53:03 p.m.	43.8	Fast	A	
30632	18/03/2007	09:53:03 p.m.	43.9	Fast	A	

Fig. 23: Registro.

#### 4. Conclusiones

1. Con respecto al instrumento diseñado, se observó que los resultados obtenidos son más que satisfactorios en cuanto a la precisión y exactitud de las mediciones. No se

observaron errores de linealidad ni errores de conformidad significantes. Para esto, el instrumento se calibró con un calibrador acústico y se comparó su funcionamiento con un medidor de nivel sonoro profesional.

2. El instrumento cumple con las normas IRAM correspondientes.

3. Habiendo realizado un estudio acerca de los instrumentos disponibles en el mercado, se determinó que la relación entre el costo y las prestaciones que ofrece este instrumento es excelente, cumpliendo de esta forma con el objetivo propuesto al inicio de este trabajo.

4. Queda abierta la posibilidad de mejorar el instrumento, tanto en la parte electrónica como también en el software. Esto incluye, por ejemplo, mejorar el sistema de comunicación con el ordenador, mejorar el amplificador logarítmico con componentes específicos, incluir un juego de filtros de 1/1 o 1/3 de octava, incluir en el software un registro y almacenamiento de la información espectral de la señal para complementar el análisis, entre otros.

## 5. Bibliografía

Apuntes de la cátedra Análisis de Circuitos II.

Apuntes de la cátedra Electrónica Analógica I y II.

Beranek Leo L., “*Acústica*”, Hispanoamericana, Argentina, 1969.

Cooper William D., Helfrick Albert D., “*Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición*”, Prentice Hall, México, 1991.

Iram 4074 Parte I, “*Medidor de Nivel Sonoro. Especificaciones Generales*”, Instituto Argentino de Racionalización de Materiales, Argentina, 1988.

Kogan Pablo, “Análisis de la eficiencia de la ponderación A para evaluar efectos del ruido en el ser humano”, Tesis de Ingeniería Acústica, Universidad Austral de Chile, Chile, 2004.

Malvino Albert Paul, “*Principios de Electrónica*”, Mc Graw-Hill, España, 1993.

<http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~acustica/comite/soundbas.htm>

<http://www.terra.es/personal5/exgvkbce/acustica.htm>

<http://www.ehu.es/acustica/espanol/ruido/teces/teces.html>

<http://www.norsonic.com/ProductsAndUses.php>