

UTN FRBA

Cátedra Medidas Electrónicas I

Proyecto



UTN.BA

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL BUENOS AIRES

Decibelímetro

Manual interno reservado

Autores: Federico Gonzalez Itzik
Matias Joglar
Luciano Ramos
Rubén Riveros

Contents

1	Introducción	2
1.1	Clase de sonómetro	2
1.2	Curvas de ponderación	2
2	Principio de funcionamiento	2
2.1	Sonómetro integrador-promediador	2
3	Circuito empleado	3
3.1	Diagrama en bloques	3
3.2	Micrófono	3
3.3	Pre amplificador	4
3.4	Curva de ponderación	5
3.4.1	Calculo de la curva	5
3.4.2	Circuito eléctrico	6
3.4.3	Resultados obtenidos	6
3.5	ADC	6
3.5.1	Datos técnicos	6
3.5.2	Rango de medición	7
3.6	Microprocesador	8
3.7	Display	8
3.8	Memoria SD	8
4	Hardware desarrollado	8
4.1	Placa prototipo	8
4.2	Placa final	9
5	Desarrollo de incertidumbres	10
5.1	Pre amplificador	10
5.2	ADC	10
5.3	Conversión a SPL	11
5.3.1	Media cuadrática	11
5.3.2	Resultado en Pascal	11
5.3.3	Resultado en dB SPL	12
5.4	Resultados	12
6	Calibración	13
6.1	Calibración de la curva de ponderación	13
6.2	Calibración del ADC	13
6.3	Calibración total	14
7	Análisis de resultados	14
8	Futuras mejoras	15

1 Introducción

El sonómetro es un instrumento de medida cuya funcionalidad es la de medir niveles de presión sonora. En concreto, el sonómetro mide el nivel de ruido que existe en determinado lugar y en un momento dado. La unidad con la que trabaja el sonómetro es el **dB_{SPL}**.

Los fabricantes de estos dispositivos deben seguir la norma IEC 61.672 emitidas por la Comisión Electrotécnica Internacional.

1.1 Clase de sonómetro

Existen 2 tipos de sonómetros admitidos por la norma IEC 61.672:

- **Clase 1:** Permite el trabajo de campo con precisión.
- **Clase 2:** Permite realizar mediciones generales en los trabajos de campo.

El sonómetro presentado cumple con las especificaciones de la norma para ser un sonómetro clase 2

1.2 Curvas de ponderación

La percepción del sonido por el oído humano es un fenómeno complejo, que depende de la frecuencia y del nivel de presión sonora de la onda sonora, no existiendo una relación lineal entre ambas variables.

Cuando deseamos valorar los riesgos que sufren los trabajadores, derivados de la exposición al ruido, tenemos que conseguir que la medida de éste sea, de algún modo, reflejo de la forma en que el individuo lo percibe. Esto dió lugar a la creación de 4 escalas de ponderación denominadas A, B, C, D.

Este sonómetro fue diseñado con una curva de ponderación tipo A, la requerida para ser clasificado como sonómetro clase 1, cuya función es la de medir la respuesta del oído, ante un sonido de intensidad baja. Es la más semejante a la percepción logarítmica del oído humano. Se utiliza para establecer el nivel de contaminación acústica y el riesgo que sufre el hombre al ser expuesto a la misma. Por ello, es la curva que se utiliza a la hora de legislar.

2 Principio de funcionamiento

2.1 Sonómetro integrador-promediador

Nuestro decibelímetro será un "sonómetro integrador-promediador", el cual la norma exige que proporcione los niveles de sonido con una ponderación frecuencial A, promediados temporalmente.

El nivel de sonido continuo equivalente es veinte veces el logaritmo decimal del cociente entre, una presión cuadrática media, durante un intervalo de tiempo establecido, y la presión acústica de referencia.

NOTA 1 - El nivel de sonido promediado en el tiempo o continuo equivalente se expresa en decibelios (dB).

NOTA 2 - En símbolos, el nivel de sonido con ponderación A promediado en el tiempo, L_{AT} o L_{AeqT} , está dado por:

$$L_{AeqT} = 20 \lg \left\{ \left[1/T \int_{t-T}^T P_a^2(\varepsilon) d\varepsilon \right]^{\frac{1}{2}} / P_0 \right\} \quad (1)$$

donde

ε Es una variable ficticia del tiempo de integración sobre el intervalo de tiempo de promediado que finaliza en el instante de observación t .

T Es el intervalo de tiempo promediado.

$P_a(\varepsilon)$ Es la presión acústica instantánea con ponderación A.

P_0 Es la presión acústica de referencia.

3 Circuito empleado

3.1 Diagrama en bloques

En la Figura 1 se muestra el diagrama en bloques general del circuito empleado

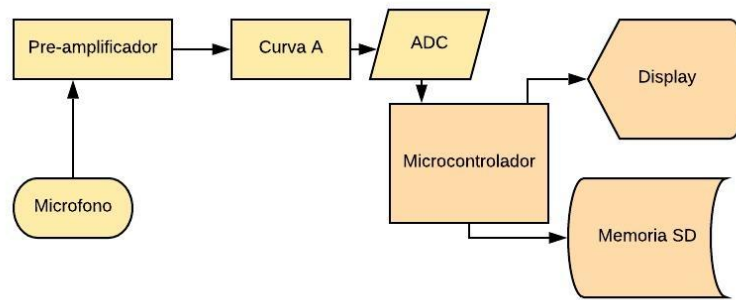


Figure 1: Diagrama en bloques general

El funcionamiento general es bastante simple:

1. La señal ingresa por el micrófono la cual necesita un circuito de adaptación desarrollado en la sección 3.2.
2. Luego, la señal pasa por el filtro de ponderación en frecuencia tipo A, el cual se encarga de adaptar la señal a la respuesta del oído humano.
3. Después de ser adaptada por el filtro de ponderación, la señal necesita ser digitalizada para ser utilizada en el microprocesador. Esto se logra mediante el ADC desarrollado en la sección 3.5.
4. Finalmente, la señal es procesada en el microprocesador para convertirla en dBSPL y presentarla en un display gráfico, a la vez que se guardan los datos en una memoria externa.

3.2 Micrófono

Para este proyecto se utilizó un micrófono condenser "CMB-6544PF".

La sensibilidad de este micrófono, obtenida de la hoja de datos, es de -44dB (típica), lo cual representa 6.3096mV/Pa. Ésta tiene una incertidumbre (al 100%, por especificación del fabricante) de $\pm 3dB$. El piso de ruido del mismo, según su hoja de datos, es de 34dB (medida con una ponderación tipo A).

El circuito de adaptación utilizado es el siguiente:

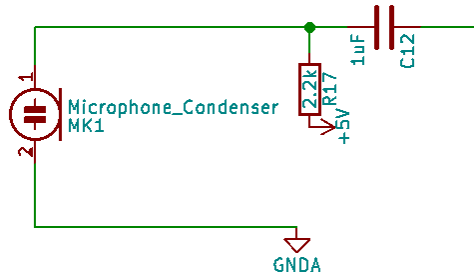


Figure 2: Circuito auxiliar del micrófono

3.3 Pre amplificador

La etapa preamplificadora , cuya función es aprovechar al máximo el rango del ADC (para medir a fondo de escala), es un amplificador no inversor como se muestra en la Figura 3.

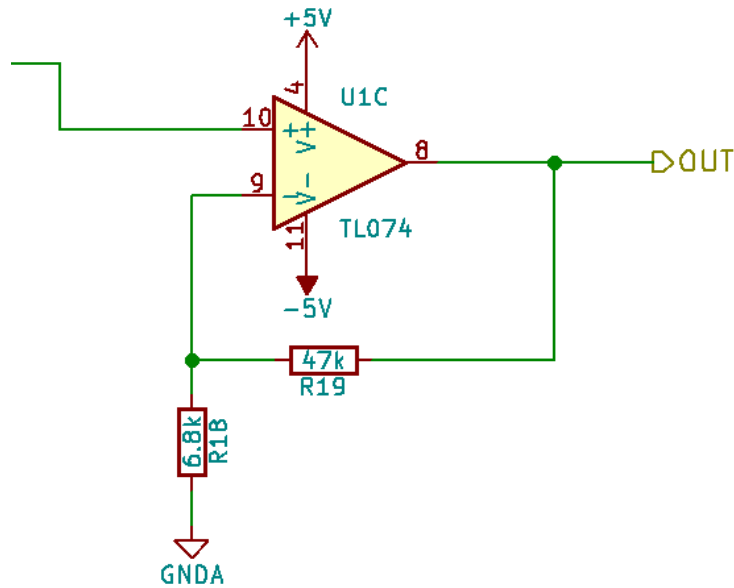


Figure 3: Circuito implementado de la configuracion no inversora

La ganancia del amplificador será igual a:

$$G = \frac{3V_{pp}/2}{Sensibilidad * 20Pa} = \frac{1.5v}{6.3mV * 20Pa} = 8.4 \quad (2)$$

siendo $3 V_{pp}$ la tensión de full scale del ADC.

El amplificador operacional seleccionado es el "TL071", por su bajo ruido.

3.4 Curva de ponderación

3.4.1 Cálculo de la curva

1. A 1 kHz, el objetivo de diseño para todas las ponderaciones frecuenciales es 0 dB con unos límites de tolerancia correspondientes de $\pm 1,1$ dB para los sonómetros de la clase 1 y de $\pm 1,4$ dB para los sonómetros de la clase 2.
2. La característica de ponderación C se realiza por dos polos de baja frecuencia en f_1 , dos polos de alta frecuencia en f_4 , y dos ceros a 0 Hz. Con estos polos y ceros, la respuesta de potencia para la característica de ponderación C, relativa a la respuesta a la frecuencia de referencia f_r de 1 kHz, ser reducida por $D^2 = \frac{1}{2}$ (aproximadamente -3 dB) a $f_L = 10^{1,5} Hz$ y $f_H = 10^{3,9} Hz$. La característica de ponderación A se realiza añadiendo dos filtros de paso alto de primer orden acoplados a la característica de ponderación C. Por cada filtro de paso alto, la frecuencia de corte esta dada por $f_A = 10^{2,45} Hz$.
3. La ponderación A, $A(f)$, debe ser calculada a partir de:

$$A(f) = 20 \log \left[\frac{f_4^2 * f^4}{(f^2 + f_1^2)(f^2 + f_2^2)^{\frac{1}{2}}(f^2 + f_3^2)^{\frac{1}{2}}(f^2 + f_4^2)} \right] - A_{1000} \quad (3)$$

4. Las frecuencias de los polos f_1 y f_4 deben ser determinadas, en hercios, a partir de la solución de una ecuación bicuadrática que da:

$$f_1 = \left(\frac{-b - \sqrt{b^2 - 4c}}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

y

$$f_4 = \left(\frac{-b + \sqrt{b^2 - 4c}}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (5)$$

Las constantes b y c deben determinarse a partir de

$$b = \left(\frac{1}{1 - D} \right) [f_r^2 + \frac{f_L^2 f_H^2}{f_r^2} - D(f_L^2 + f_H^2)] \quad (6)$$

y

$$c = f_L^2 f_H^2 \quad (7)$$

y donde D^2 , f_r , f_L , y f_H están dadas en el apartado 2, y $D = +\sqrt{D^2}$.

5. Con la frecuencia de corte f_A a partir del apartado 2, los polos en la respuesta a las frecuencias f_2 y f_3 , que se requieren para implementar los filtros de paso alto adicionales para la característica de ponderación A, deben determinarse, en hercios, a partir de

$$f_2 = \frac{3 - \sqrt{5}}{2} f_A \quad (8)$$

y

$$f_3 = \frac{3 + \sqrt{5}}{2} f_A \quad (9)$$

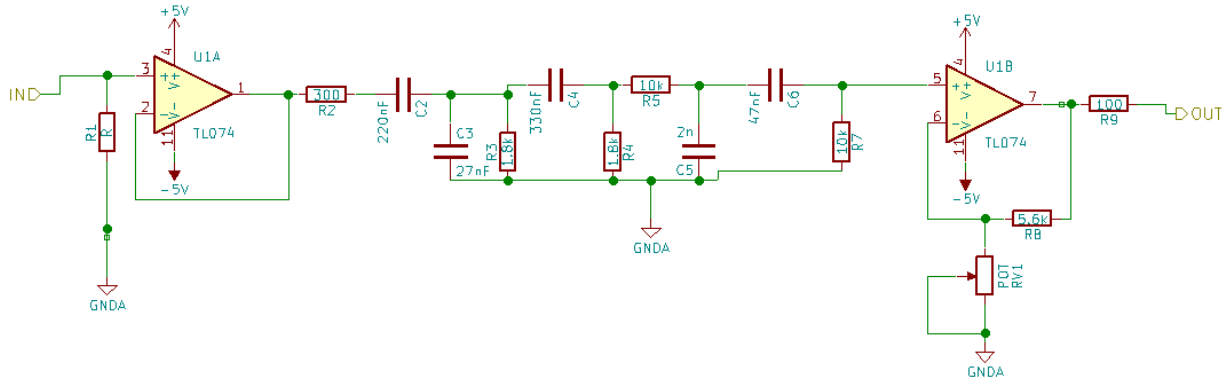
6. Valores aproximados para las frecuencias de f_1 a f_4 en la fórmula 3 son:

$$f_1 = 20,60 Hz, f_2 = 107,7 Hz, f_3 = 737,9 Hz, y f_4 = 12194 Hz.$$

La constante de normalización A_{1000} redondeada al 0,001 dB más cercana, es de -2,000 dB.

3.4.2 Circuito eléctrico

El circuito utilizado es el siguiente:



El potenciómetro POT1 se utiliza para la calibración de la curva, la cual se detalla en el capítulo 6.1

3.4.3 Resultados obtenidos

Los resultados obtenidos del filtro diseñado con los límites establecidos por la norma 61672-1 son los siguientes:

<i>Frecuencia(Hz)</i>	<i>CurvaA(dB)</i>	<i>Desvio(dB)</i>	<i>Tolerancia</i>	
			<i>Clase1</i>	<i>Clase2</i>
16	-51.49	5.22	+2.5; -4.5	+5.5; -4
31.5	-36.78	2.62	±2.0	±3.5
63	-25.92	0.28	±1.5	±2.5
125	-16.38	-0.29	±1.5	±2.0
250	-8.78	-0.18	±1.4	±1.9
500	-3.34	-0.14	±1.4	±1.9
1000	0.00	0.00	±1.1	±1.4
2000	1.38	0.18	±1.6	±2.6
4000	1.18	0.18	±1.6	±3.6
8000	-0.8	0.28	+2.1; -3.1	±5.6
16000	-5.58	1.02	+3.5; -17.0	+6.0; -4

Como se puede observar la curva implementada cumple perfectamente con la requerida por la norma.

3.5 ADC

El ADC seleccionado es el "PCM1808", un ADC de audio de 24 bits con interfaz I2S, el cual posee un filtro antialias integrado, como se ve en la Figura 4, diseñado para aplicaciones de audio. Además posee 2 canales para sonido estéreo, aunque nosotros utilizaremos sonido mono.

3.5.1 Datos técnicos

- ADC Stereo Delta-Sigma de 24-Bit
- THD+N: -93 dB (Típico)

- SNR: 99 dB (Típico)
- Rango dinámico: 99 dB (Típico)
- Ripple del filtro anti-alias: ± 0.05 dB

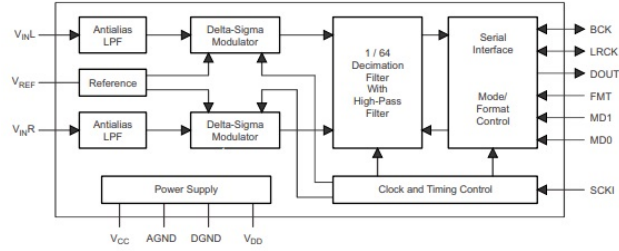


Figure 4: Diagrama de bloques interno del PCM1808

3.5.2 Rango de medición

El límite máximo de medición que adoptamos es de 120dB SPL. Este criterio fue adoptado por las precauciones que tendríamos que adoptar si quisiéramos medir valores más altos.

En cambio, fijar un valor mínimo se presenta como un inconveniente ya que demandaría que el acondicionador de señal tenga una tensión de referencia muy baja. Por este motivo, decidimos fijar que 0 cuentas del ADC representen 0 Pa, lo cual es físicamente imposible.

De esta forma, nuestro rango de medición en Pascales va desde 0 Pa a 20Pa (120dB SPL). Teniendo en cuenta que nuestro ADC es de 23 bits, la resolución en Pascales es de:

$$Pa = \frac{20Pa}{2^{23}} = 2,3842 \mu Pa \quad (10)$$

Al aplicar un logaritmo nuestra resolución no es lineal para todo el rango de decibeles, siendo por debajo de los 80dB la zona donde se tiene menor resolución, como se observa en la Figura 5.

Con esta cantidad de bits, la resolución del adc para valores cercanos a los 35dB es de 0,02dB.

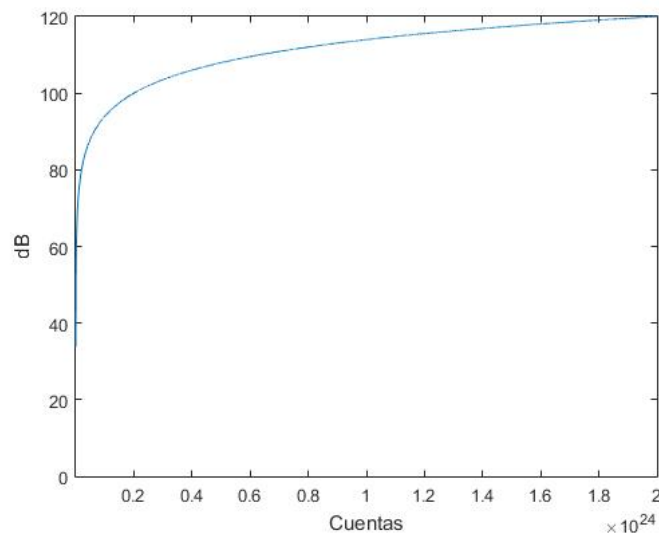


Figure 5: Resolución del ADC en decibeles

Si bien el ADC tiene una resolución muy alta para valores bajos de decibeles, en el resto de componentes del circuito (y teniendo en cuenta el ruido) esto no es así. Por lo tanto, la resolución de nuestro dispositivo será de aproximadamente .1 dB, ya que para estos valores el ultimo dígito se mantiene estable y no varía constantemente.

3.6 Microprocesador

El microprocesador utilizado sera el LPC1769, con el llevaremos a cabo el calculo del promedio cuadrático de la señal y su conversión a dBSPL, además de gestionar el ADC mediante I2S.

3.7 Display

En el display se mostrará al usuario el último valor medido, el cual se actualiza cada 0,5 segundos.

3.8 Memoria SD

Se tendra una memoria SD para llevar un registro de los últimos valores medidos, los mismos pueden ser visualizados en una computadora y graficados mediante un script en python.

4 Hardware desarrollado

4.1 Placa prototipo

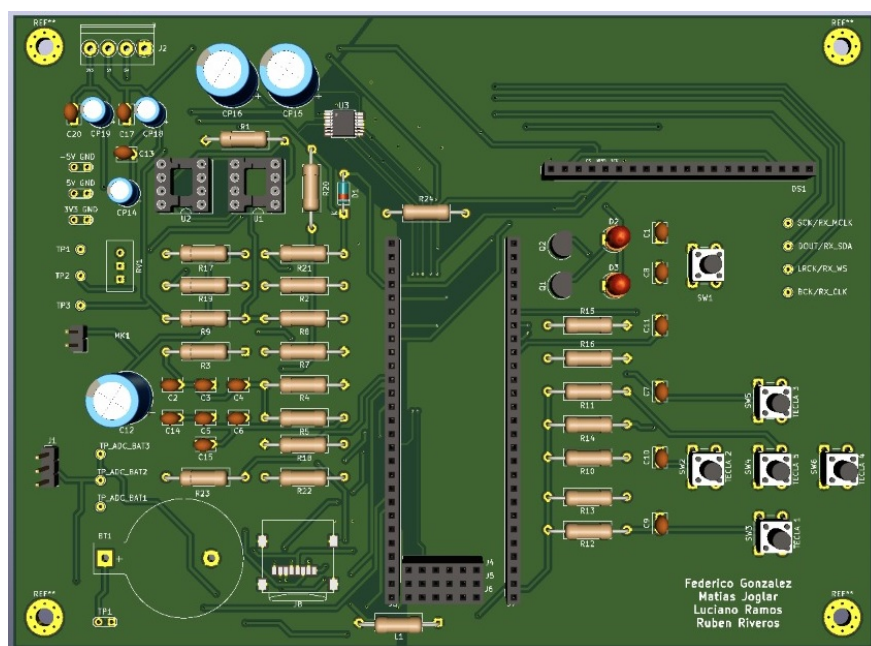
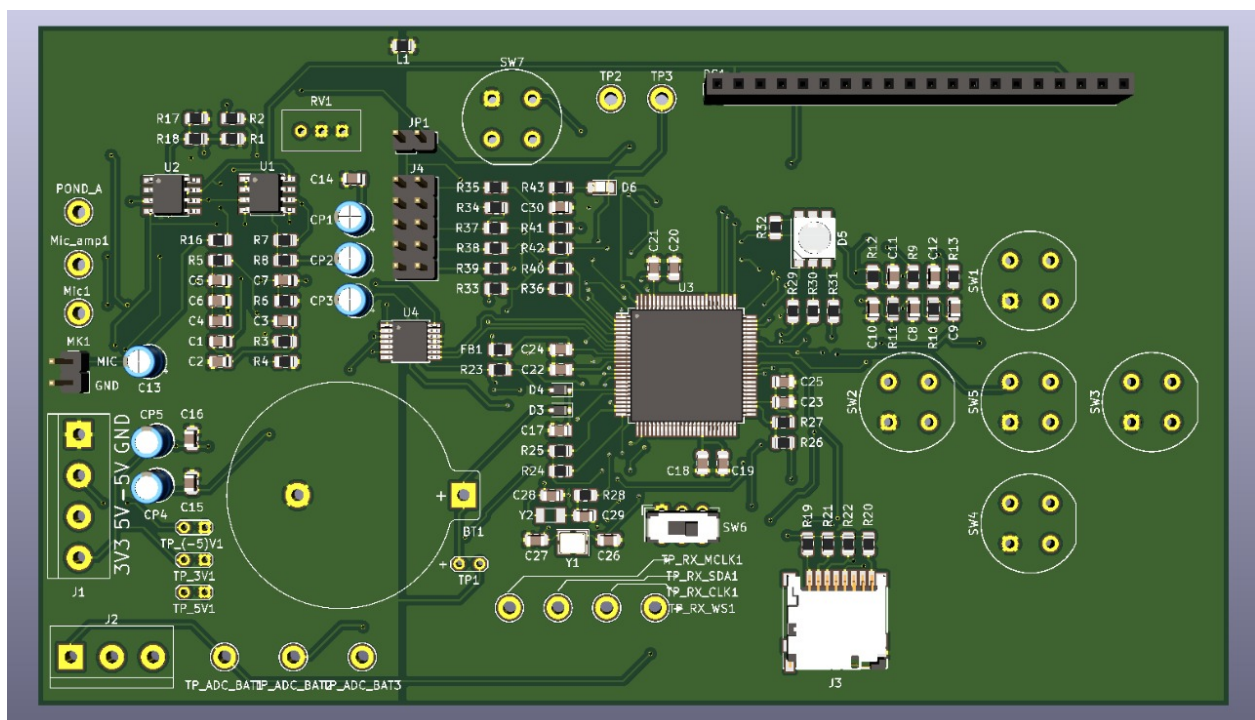
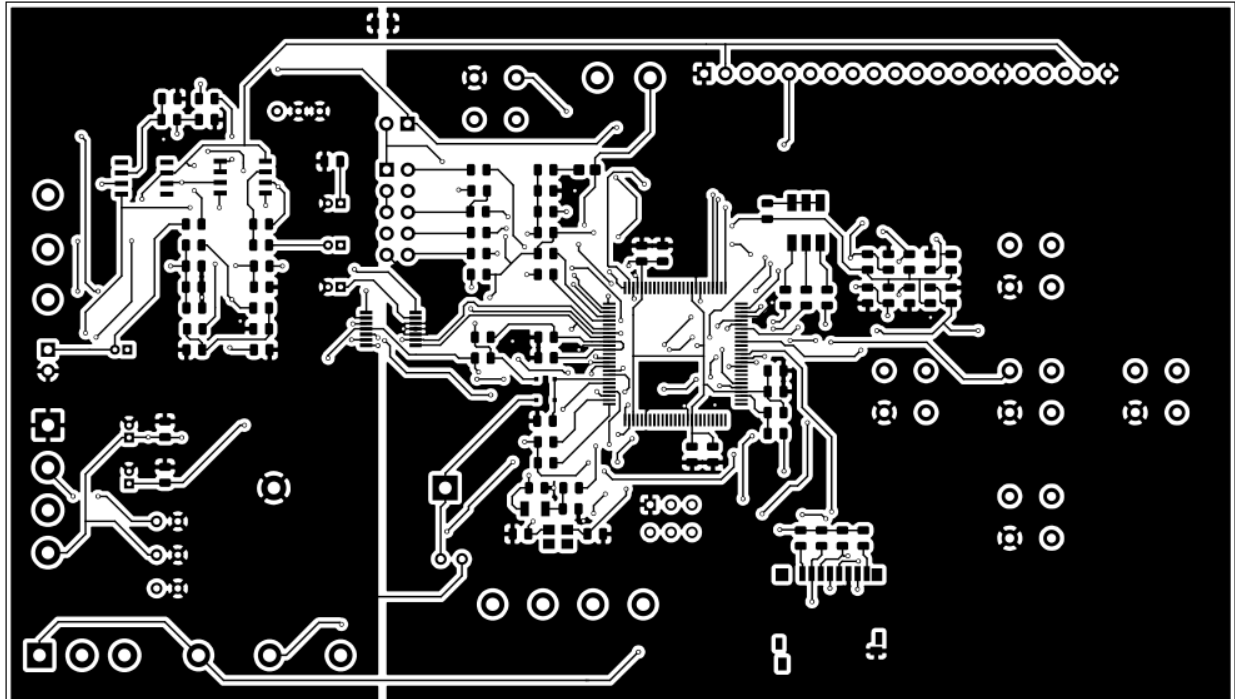


Figure 6: Hardware para pruebas

4.2 Placa final



5 Desarrollo de incertidumbres

5.1 Pre amplificador

La ganancia del amplificador no inversor es la siguiente:

$$V_o = V_i * \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \quad (11)$$

La expresión de incertidumbre de la ganancia es la siguiente:

$$uC_G = \sqrt{\frac{\partial G^2}{\partial R_1} uC_{R_1}^2 + \frac{\partial G^2}{\partial R_2} uC_{R_2}^2} \quad (12)$$

La expresión de incertidumbre de Vo es la siguiente:

$$uC_{V_o} = \sqrt{\frac{\partial V_o^2}{\partial G} uC_G^2 + \frac{\partial V_o^2}{\partial V_i} uC_{V_i}^2} \quad (13)$$

- uC_{R_1} es igual a la incertidumbre proporcional de R1 por R1. El mismo análisis se puede hacer con R2. Las incertidumbres de las resistencias estan dadas por el fabricante.
- uC_{V_i} es la incertidumbre de la señal que se utiliza para calibrar el sonómetro, la cual se desea que sea muy baja.

Desarrollando las derivadas parciales la ecuación final de la incertidumbre de la ganancia es:

$$uC_G = \sqrt{\frac{R_2^2}{R_1^2} u_{R_1}^2 + \frac{R_2^2}{R_1^2} u_{R_2}^2} \quad (14)$$

Donde u_{R_1} y u_{R_2} son las incertidumbres proporcionales de R1 y R2 respectivamente.

La ecuación de incertidumbre de Vo es:

$$uC_{V_o} = \sqrt{V_i^2 uC_G^2 + G^2 uC_{V_i}^2} \quad (15)$$

5.2 ADC

Teniendo los datos técnicos del conversor utilizado, se tiene que la ecuación de muestreo del mismo responde a:

$$C = V_o \frac{2^N}{V_{REF}} \quad (16)$$

Donde se tiene que V_{REF} es la tensión de referencia del ADC, la cual es igual a 0.6Vcc, N es el número de bits del ADC, 2^N es el número de cuentas totales del mismo y Vo es la tensión de salida del pre-amplificador.

La expresión de incertidumbre de la ecuación es la siguiente:

$$uC_c = \sqrt{\frac{\partial C^2}{\partial V_o} uC_{V_o}^2 + \frac{\partial C^2}{\partial V_{REF}} uC_{V_{REF}}^2} \quad (17)$$

Desarrollando las derivadas parciales la ecuación final es:

$$uC_c = \sqrt{\frac{2^{2N}}{V_{REF}^2} uC_{V_o}^2 + \frac{V_o^2 2^{2N}}{V_{REF}^4} uC_{V_{REF}}^2} \quad (18)$$

Donde $uC_{V_{REF}}$ es la incertidumbre de la tensión de referencia la cual es igual a 0,6 por la incertidumbre de la tensión de alimentación

5.3 Conversión a SPL

Para obtener el valor de presión en pascuales, se necesita hallar el valor eficaz de la señal. Como la conversión a dB implica el uso de un logaritmo, ahorramos poder de procesamiento quitando la raíz del cálculo del RMS, mediante las propiedades del logaritmo.

5.3.1 Media cuadrática

Para obtener la media cuadrática para una cantidad N de muestras se realiza la siguiente operación de manera digital:

$$V_{rms}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_{id}^2 \quad (19)$$

Donde V_{id} es la tensión de entrada digitalizada del ADC, cuya incertidumbre porcentual es igual a la del numero de cuentas obtenido del ADC.

Su incertidumbre será:

$$uC_{V_{rms}^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{\partial V_{rms}^2}{\partial V_{id}} uC_{V_{id}}^2} \quad (20)$$

La incertidumbre porcentual de cada muestra es siempre la misma, por lo tanto se obtiene que:

$$uC_{V_{rms}^2} = 2u_{V_{id}} \frac{\sum_{i=1}^N V_{id}^2}{N} \quad (21)$$

Reemplazando por la ecuación 19 se obtiene:

$$uC_{V_{rms}^2}^2 = 2u_{V_{id}}^2 V_{rms}^2 \quad (22)$$

Donde $u_{V_{id}}$ es la incertidumbre porcentual de la tensión de entrada digitalizada.

5.3.2 Resultado en Pascal

El próximo paso será obtener el valor de presión en pascal al cuadrado.

$$Pa_{rms}^2 = \left(\frac{V_{ef}}{G_{amp} S_{mic}} \right)^2 \quad (23)$$

Donde G_{amp} es el valor de la ganancia del pre-amplificador de entrada y S_{mic} es la sensibilidad del micrófono.

Luego, se obtiene su incertidumbre:

$$uC_{Pa} = \sqrt{\frac{\partial Pa^2}{\partial G_{amp}} uC_{G_{amp}}^2 + \frac{\partial Pa^2}{\partial S_{mic}} uC_{S_{mic}}^2} \quad (24)$$

Al ser solo multiplicaciones y divisiones se puede calcular la incertidumbre como la suma cuadrada de las incertidumbres relativas de cada componente de la ecuación, de esta manera se obtiene que:

$$uC_{Pa^2} = Pa^2 \sqrt{2u_G^2 + u_{V_{rms}}^2 + 2u_{S_{mic}}^2} \quad (25)$$

5.3.3 Resultado en dB SPL

Una vez calculada la presión en pascal, calculamos su equivalente en dB

$$SPL = 20 \log_{10} \left(\frac{Pa_{rms}}{Ref} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{Pa_{rms}}{Ref} \right)^2 \quad (26)$$

Siendo Ref la referencia utilizada, la misma es de:

$$Ref = 20 \mu Pa \quad (27)$$

La incertidumbre del nivel en SPL es de

$$uC_{spl} = \sqrt{\frac{\partial SPL^2}{\partial Pa_{rms}^2} uC_{Pa_{rms}^2}^2} \quad (28)$$

Incertidumbre tipo B del nivel en SPL

$$uC_{spl} = \frac{10}{\ln(10) Pa^2} uC_{Pa^2} \quad (29)$$

5.4 Resultados

Para obtener el valor tipo B se utilizan los siguientes datos:

- Señal de entrada de 1Pa (6,3mV) generada con un generador de señales.
- Incertidumbre de la señal de entrada (generador de señales): Esta dada por la incertidumbre del multímetro trueRMS que utilizamos para medir la señal el valor en rms de la señal, su incertidumbre para una señal de 1Khz esta dada por: $\pm(1.0\% + 10) = 6,3mV^* (1\% + 10/630) = 0,163mV$ al 95% y 0,0941mV al 68% (dividiendo por raíz de 3).
- Incertidumbres relativas al 68% de las resistencias del pre-amplificador: 1%/2.
- Incertidumbre del regulador de la tensión de alimentación (LM2575) al 68%: 0,1V/2.

Entonces la incertidumbre relativa total tipo B será:

Etapa	Resultado	Error B	Error B % (68%)
V alim	5V	0,05V	1,00%
Vi generador	6,30mV	0,941uV	1,49%
G Pre-ampli	7,91 Veces	0,034 Veces	0,44%
Vo pre-ampli	49,8mV	0,77mV	1,56%
Cuentas	2,79e+05	5155,58	1,85%
Vi Digital	49,8mV	0,922mV	1,85%
Vrms Cuadrado	2,48mV	0,92uV	3,70%
Pa Cuadrado	1Pa	0,0412Pa	4,12%
SPL	93,979dB	0,179dB	0,19%

Se obtiene un valor de 0,19% de incertidumbre tipo B al 68%. En la sección 7 se analizará también la incertidumbre tipo A de una medición.

6 Calibración

6.1 Calibración de la curva de ponderación

La calibración del filtro de ponderación es sencilla. Se busca que la ganancia en 1KHz sea igual a 0dB. Por lo tanto, si se ingresa al filtro con una señal de $1 V_{RMS}$ se debe ajustar POT1 para que la salida del filtro marque $1 V_{RMS}$.

6.2 Calibración del ADC

Error de linealidad

Para el ajuste por linealidad se procede a realizar 10 mediciones y así poder levantar una curva del valor analógico en la entrada del adc vs el valor digital. Mediante excel se obtuvieron los siguientes datos y se realizó una regresión lineal del grafico de dispersión obtenido:

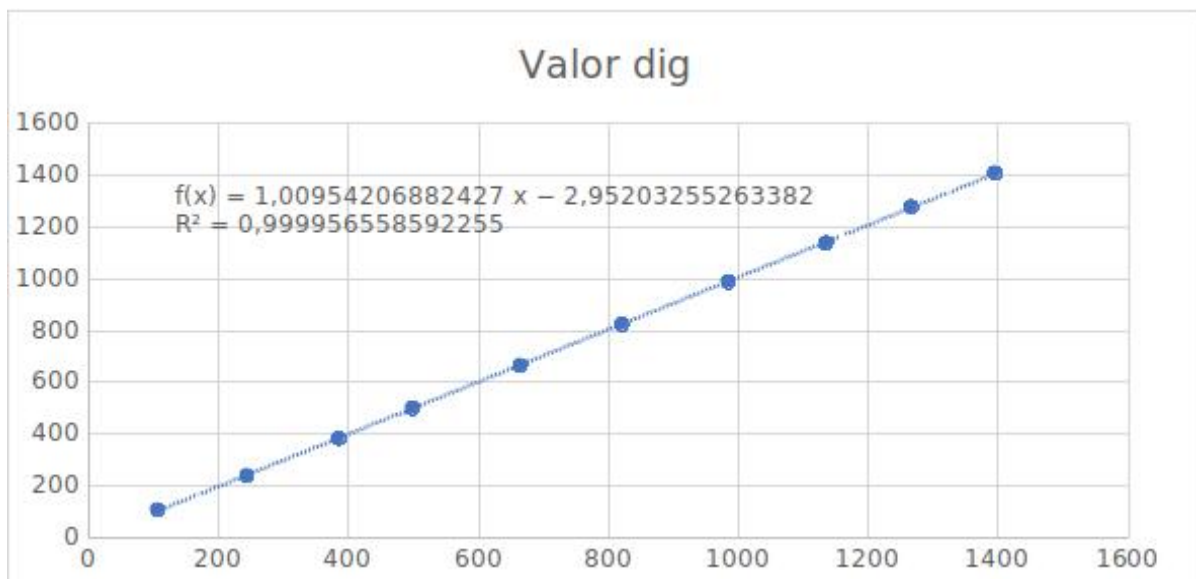


Figure 7: Linealidad del ADC utilizado

Mediante software se ajusta la linealidad.

6.3 Calibración total

Una vez calibrada la curva de ponderación y el ADC se procede a calibrar el equipo por completo y el micrófono.

Para calibrar el micrófono se utilizó un patrón de audio a 1Khz, el cual se midió con un sonómetro calibrado como se muestra en la Figura 8. Luego, se colocó el patrón de audio en nuestro sonómetro, como se muestra en la Figura 9 y por software se ajustó la sensibilidad del micrófono en la ecuación 23 hasta que el resultado mostrado en el display sea lo mas cercano posible al medido con el sonómetro calibrado.



Figure 8: Patrón de audio y sonómetro calibrado



Figure 9: Calibración del sonómetro presentado

7 Análisis de resultados

Se procede a realizar la medición de una señal de 1Pa (93,979dB) a 1KHz con un generador de señales.

Para ello, se realizaron las siguientes mediciones:

Resultado SPL	Media	Desvio de la media
93,99	93,99	0,01161671627
93,99		
93,99		
93,99		
93,98		
93,97		
93,97		
93,98		
93,99		
94		
94		
94,01		
94,01		
94		
94		
93,99		
93,98		

La media es de 93,99dB y el error tipo A al 95% es de 0,0116 dB. Para sumar las incertidumbres tipo A y tipo B se realiza la siguiente ecuación:

$$uC_{spl} = \sqrt{uC_A^2 + uC_B^2} \quad (30)$$

el error tipo B es del 0,19%, por lo tanto, la incertidumbre final sera:

$$uC_{spl} = \sqrt{0,0019 * 93,99^2 + \frac{0,0116^2}{2}} = 0,1789 \quad (31)$$

La incertidumbre expandida suponiendo distribución gaussiana será igual a : 0,3574dB.

Por lo tanto, el resultado final para la medición de una señal de 1Pa a 1Khz sera:

$$SPL = (93,99 \pm 0,36)dB$$

8 Futuras mejoras

Las posibles mejoras futuras podrían ser:

1. **Modos fast y low** Si se utiliza un mejor microcontrolador, como podría ser un ARM Cortex M4, se podrían agregar las ponderaciones FAST y LOW, las cuales necesitan de un DSP potente para poder ser implementadas digitalmente.
2. **Operacionales de menor tensión** Si se utilizan operacionales que se alimenten solo con una tensión positiva de 5v nos permitiría prescindir de la fuente de -5v.