



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

DISEÑO Y DESARROLLO DE UN EQUIPO ELECTRÓNICO PARA LA MEDIDA DEL NIVEL DE PRESIÓN SONORA

TRABAJO FINAL DEL

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

REALIZADO POR

AMMER GANIC

TUTORIZADO POR

ENRIQUE BERJANO ZANÓN

CURSO ACADÉMICO: 2019/2020

Resumen.

El presente trabajo fin de grado tiene como objetivo el diseño, simulación y montaje de un prototipo de equipo electrónico para la medida del nivel de presión sonora (NPS). Este equipo está basado en un micrófono electret de bajo coste y de dispositivos analógicos integrados como amplificadores operacionales. El diseño se alimenta de forma asimétrica a partir de una única pila.

Para lograr cumplir estos objetivos se ha realizado un marco teórico y se han analizado una serie de sonómetros para extraer unas especificaciones coherentes con el mercado. Tras esto, se han definido los bloques funcionales (etapas) que constituyen el prototipo. Dichas etapas son las siguientes: micrófono y su preamplificación, filtrado para la ponderación frecuencial, conversión a valor eficaz y ponderación temporal, conversión logarítmica y visualización.

La magnitud captada se mostrará junto a la hora y la fecha de la medición realizada mediante un microcontrolador (Arduino) seguido de un LCD 4x20. Por lo que se realizará un código en lenguaje Arduino para realizar dicha visualización, el código se refleja en el Anexo I.

El montaje del prototipo se ha pospuesto para futuras investigaciones debido al cierre de la Universitat Politècnica de València a causa del COVID-19.

Palabras clave:

Equipo electrónico, nivel de presión sonora, micrófono electret, dispositivos analógicos integrados, amplificadores operacionales, sonómetros, etapas, prototipo, preamplificación, filtrado, visualización, microcontrolador, Arduino, LCD.

Resum.

El present treball fi de grau té com a objectiu el disseny, simulació i muntatge d'un prototip d'equip electrònic per a la mesura del nivell de pressió sonora (NPS). Este equip està basat en un micròfon electret de baix cost i de dispositius analògics integrats com a amplificadors operacionals. El disseny s'alimenta de forma asimètrica a partir d'una única pila.

Per a aconseguir complir estos objectius s'ha realitzat un marc teòric i s'han analitzat una sèrie de sonòmetres per a extraure unes especificacions coherents amb el mercat. Després d'açò, s'han definit els blocs funcionals (etapes) que constitueixen el prototip. Les dites etapes són les següents: micròfon i el seu preamplificació, filtrat per a la ponderació freqüencial, conversió a valor eficaç i ponderació temporal, conversió logarítmica i visualització.

La magnitud captada es mostrarà junt amb l'hora i la data del mesurament realitzada per mitjà d'un microcontrolador (Arduino) seguit d'un LCD 4x20. Pel que es realitzarà un codi en llenguatge Arduino per a realitzar la dita visualització, el codi es reflectix en l'Annex I.

El muntatge del prototip s'ha posposat per a futures investigacions a causa del tancament de la Universitat Politècnica de València a causa del COVID-19.

Paraules clau:

Equip electrònic, nivell de pressió sonora, micròfon electret, dispositius analògics integrats, amplificadors operacionals, sonòmetres, etapes, prototip, preamplificació, filtrat, visualització, microcontrolador, Arduino, LCD.

Abstract.

This final degree project aims to design, simulate and assemble of a prototype of electronic equipment for sound pressure level (SPL) measurement. This equipment is based on a low cost electret microphone and integrated analog devices such as operational amplifiers. The design is single-supply.

To achieve these objectives, a theoretical framework has been developed and a series of sound level meters have been analyzed to extract specifications that are consistent with the market. After this, the functional blocks (stages) that constitute the prototype have been defined. These stages are: microphone and its preamplification, filtering for frequency weighting, conversion to effective value and time weighting, logarithmic conversion and visualization.

The magnitude captured will be displayed next to the time and date of the measurement made using a microcontroller (Arduino) followed by a 4x20 LCD. So a code will be made in Arduino language to carry out such visualization, the code is reflected in Annex I.

The assembly of the prototype has been postponed for future research due to the closure of the Universitat Politècnica de València due to COVID-19.

Keywords:

Electronic equipment, sound pressure level, electret microphone, integrated analog devices, operational amplifiers, sound level meters, stages, prototype, preamplification, filtering, visualization, microcontroller, Arduino, LCD.

CONTENIDOS

Documento 1. Memoria

1. Marco teórico.....	1
1.1. El sonido.....	1
1.2. Percepción de las vibraciones acústicas.....	3
1.3. Ponderación frecuencial.....	4
1.4. Ponderación temporal	5
1.5. Estado del arte de los sonómetros.....	6
2. Diseño del prototipo.....	8
2.1. Especificaciones.....	8
2.2. Diagrama de bloques	8
2.3. Consideraciones generales sobre algunos componentes	8
2.4. Alimentación y consumo del prototipo	9
2.5. Micrófono y preamplificación	9
2.6. Filtrado para la ponderación frecuencial	13
2.7. Conversión a valor eficaz (RMS).....	15
2.8. Conversión a escala logarítmica	17
2.9. Visualización (interface con usuario).....	18
3. Verificación por simulación.....	21
3.1. Componentes	21
3.2. Alimentación.....	22
3.3. Micrófono y amplificación	23
3.4. Ponderación C.....	23
3.4.1. Filtro Paso Alto (FPA)	23
3.4.2. Filtro Paso Bajo (FPB)	27
3.4.3. Filtro C (Unión FPA y FPB)	31

3.5.	Conversión a valor eficaz (RMS).....	35
3.6.	Sistema analógico.....	38
3.7.	Visualización	39
4.	Resultados sistema completo.....	42
4.1.	Análisis teórico error de offset	43
4.1.1.	Efecto de las tensiones de offset propias de cada circuito integrado	44
4.1.2.	Efecto de las corrientes de polarización de los AOs.....	45
5.	Conclusiones.....	48
5.1.	Dificultades en la realización del TFG	49
5.2.	Líneas de desarrollo futuro.....	49
6.	Referencias	50

Anexo I. Código Microcontrolador Arduino

Documento 2. Planos

1.	Plano Ponderación Frecuencial "C"	56
2.	Plano Ponderación Temporal "Fast" y Conversión RMS	57
3.	Plano Conversión Logarítmica y Visualización	58

Documento 3. Pliego De Condiciones

1.	Definición y alcance del pliego	59
2.	Normativa de aplicación	59
3.	Condiciones técnicas.....	59
3.1.	Condiciones de los materiales	59
3.1.1.	Resistencias.....	59
3.1.2.	Condensadores.....	60
3.1.3.	Amplificadores operacionales	60
3.1.4.	Pila de litio.....	60
3.1.5.	Micrófono.	60
3.1.6.	Regulador de tensión.....	60
3.1.7.	Convertidor a valor eficaz.	60
3.1.8.	Convertidor a escala logarítmica.....	61
3.1.9.	Microcontrolador.	61
3.1.10.	Visualización.....	61
3.1.11.	Reloj en tiempo real.....	61
3.2.	Condiciones de la ejecución.....	61
4.	Condiciones facultativas.....	62

Documento 4. Presupuesto



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**DISEÑO Y DESARROLLO DE UN EQUIPO ELECTRÓNICO
PARA LA MEDIDA DEL NIVEL DE PRESIÓN SONORA.**

DOCUMENTO 1. MEMORIA

TRABAJO FINAL DEL

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

REALIZADO POR

AMMER GANIC

TUTORIZADO POR

ENRIQUE BERJANO ZANÓN

CURSO ACADÉMICO: 2019/2020

1. Marco teórico

El ser humano está dotado de sentidos como el visual o el vocal-auditivo, los cuales son capaces de captar las vibraciones causadas en la naturaleza. La acústica se basa en el estudio de todo tipo de vibraciones mecánicas, tanto en el intervalo de audición humana, como en frecuencias superiores o inferiores denominadas ultrasónicas e infrasónicas, respectivamente. Los fenómenos acústicos pueden ser captados y cuantificados. Para ello se han diseñado instrumentos de medición como el sonómetro. En este apartado se analiza el principio de generación y percepción del sonido, las magnitudes fundamentales que ayudan a interpretar este fenómeno y el estado del arte de los sonómetros.

1.1. El sonido

El sonido es una onda producida por las vibraciones mecánicas en un medio, el cual puede ser sólido, líquido o gaseoso. Una onda sonora es una propagación gradual de una perturbación. Esta perturbación causa una vibración en las moléculas del medio alrededor de sus posiciones de equilibrio. Al producirse una perturbación, las moléculas experimentan pequeños cambios de presión, y éstas interactúan entre sí para transmitir la perturbación, experimentando desplazamientos. Dichas moléculas vuelven a su posición original tras el paso de la perturbación [1]. Por lo tanto, se puede concluir que el sonido es una propagación de energía en un medio material en el cual no se produce transporte de materia.

La frecuencia de una onda sonora es la medición del número de vibraciones por segundo en un punto determinado. La unidad de medida de la frecuencia es el Hertz (Hz) que es equivalente a los ciclos por segundo (cps) [2]. La amplitud es la característica de las ondas sonoras que percibimos como volumen. La amplitud es la distancia entre el valor de pico de una onda y el punto de equilibrio [3]. Las unidades de la amplitud dependen del fenómeno. Por ejemplo, en corriente alterna, la amplitud se puede medir en voltios (V) o amperios (A). Sin embargo, en una onda sonora la amplitud se cuantifica como presión sonora y se mide en decibelios (dB).

La presión sonora se define como la desviación instantánea de la presión con respecto a la presión ambiente (atmosférica en nuestro caso) causada por una onda sonora [4]. La unidad de medida internacional es el Pascal (Pa). El margen de frecuencias audibles por el humano es de 20 Hz a 20 kHz (las frecuencias superiores son conocidas como ultrasónicas y las inferiores como infrasónicas) y el nivel de presión audible abarca desde los 20 μ Pa (tomado como valor de referencia, umbral de audición) hasta 200 Pa (umbral de dolor) [5]. Este rango es muy amplio (ocupa 7 órdenes de magnitud), lo que hace necesario el uso de una escala logarítmica. Por ello la magnitud pasa a llamarse nivel de presión sonora (NPS), también conocida en inglés como *Sound Pressure Level* (SPL), la cual se define como:

$$NPS(dB) = 20 \cdot \log \frac{P_1}{P_{ref}} \quad (1)$$

donde P_1 es la presión sonora instantánea y P_{ref} es la presión usada como referencia (20 μ Pa). Es importante tener en cuenta que el sonómetro está basado en un sensor de presión sonora, el cual capta un valor P_1 , por lo que será responsabilidad de los circuitos electrónicos llevar a cabo la conversión desde P_1 a NPS tal como expresa la Ecuación (1). En la Tabla 1 se muestran algunos ejemplos de sonidos característicos y su respectivo NPS.

Tabla 1. Sonidos característicos y su Nivel de Presión Sonora (NPS).

Ejemplos de sonidos	NPS (dB) asociado
Zona de lanzamiento de cohetes	180
Récord Guinness de ruido en un estadio	140
Avión en despegue	130
Pirotecnia	120
Concierto	110
Perforadora eléctrica	100
Tráfico	90
Tren	80
Aspiradora	70
Aglomeración de gente	60/50
Conversación calmada	40
Biblioteca	20
Respiración tranquila	10
Umbral de audición	0

La intensidad sonora se define como la cantidad de energía que atraviesa una superficie por segundo [6] Por lo tanto, se trata de una unidad de potencia por superficie y se mide en Watios por metro cuadrado (W/m^2). La intensidad de una onda esférica como la sonora se puede cuantificar como:

$$I\left(\frac{W}{m^2}\right) = \frac{P}{4 \cdot \pi \cdot r^2}$$

donde P es la potencia acústica instantánea medida y r es el radio hasta el centro de la onda esférica. Al igual que pasa con el NPS, para cuantificar la intensidad sonora se hace uso de una escala logarítmica, y así surge el concepto de nivel de intensidad sonora (NI), que se define como:

$$NI(dB) = 10 \cdot \log \frac{I}{I_{ref}}$$

donde I_{ref} es la intensidad de referencia cuyo valor es de $10^{-12} W/m^2$, la cual corresponde aproximadamente a una onda de presión de $20 \mu Pa$. La relación entre el NI y el NPS en una onda plana o esférica se calcula mediante la expresión:

$$NI(dB) = NPS + 10 \cdot \log \left(\frac{P_{ref}}{Q_0 \cdot c \cdot I_{ref}} \right)$$

donde Q_0 es la densidad del medio y c es la velocidad de propagación del sonido ($340 m/s$ en el caso del aire).

Por otro lado, el ruido es una señal acústica, electrónica o eléctrica, formada por una mezcla aleatoria de longitudes de onda. Es una señal que no contiene información. La contaminación acústica debida al ruido es un grave problema, ya que unos niveles de sonido superiores a los establecidos según la normativa vigente pueden causar en el ser humano efectos tales como fatiga, estados de confusión e incluso pérdidas en la

audición. En 1980 se reportó que niveles altos de ruido causan un 30% del envejecimiento prematuro, un 80% de las jaquecas y un 52% de los trastornos de memoria [7]. Por estas razones, es necesario determinar la dosis de ruido. El instrumento más utilizado para ello es el sonómetro.

1.2. Percepción de las vibraciones acústicas

El oído humano posee un gran intervalo de audición. A frecuencias de alrededor de 1 kHz puede detectar sonidos que implican un desplazamiento del tímpano de un tamaño similar a una décima parte del diámetro de una molécula de hidrógeno [8]. La Figura 1 muestra la fisiología del sistema auditivo.



Figura 1. Esquema del sistema auditivo en el que se observa sus 3 partes principales: oído externo, medio e interno [8].

El oído externo está formado por la oreja y el canal auditivo. La oreja sirve para captar el sonido y derivarlo al canal auditivo. El canal auditivo es un tubo de alrededor de 0.5 cm de radio y 2.5 cm de largo, y su extremo se encuentra sellado por el tímpano. El tímpano posee una forma similar a la de un cono, y está situado en una posición oblicua respecto del canal auditivo. Este es la entrada al oído medio, el cual está formado por tres pequeños huesos, conocidos como huesecillos: martillo, yunque y estribo. El oído medio se une con la garganta a través de la trompa de Eustaquio, esta es responsable de igualar la presión a cada lado del tímpano. Este conjunto de huesos cambia de extensión según la intensidad del sonido captado. El oído interno se divide en dos partes. La primera está formada por el vestíbulo y los conductos semicirculares, esta parte es la encargada de mantener el equilibrio. La segunda parte está constituida por la cóclea o caracol, la cual se divide a su vez en tres porciones: el conducto coclear, lleno de un líquido conocido como endolinfa, la ramba vestibular, termina en la ventana oval y está llena de un líquido conocido como perilinfina y por último la ramba timpánica, termina en la ventana redonda y está llena de perilinfina.

Para que se produzca el proceso conocido como audición, las ondas sonoras deben alcanzar el tímpano. Para ello penetran por el conducto auditivo hasta llegar al tímpano. La vibración del tímpano se transmite a los huesecillos del oído medio. El estribo

transmite las vibraciones a la perilinfa de la rampa vestibular a través de la ventana oval. En la cóclea es donde se produce la transformación de la energía mecánica de las ondas acústicas en impulsos eléctricos que a través del nervio auditivo llegan a la región temporal de la corteza cerebral, ahí es donde se procesa el impulso.

1.3. Ponderación frecuencial

Según describe la norma IEC 61672-1:2013 (Electroacústica. Sonómetros. Parte 1: Especificaciones), la primera función que debe aparecer en un sonómetro tras haber amplificado la señal obtenida por el micrófono debe ser una ponderación frecuencial. En 1933 Fletcher y Munson determinaron que la respuesta del sistema auditivo no es lineal, y describieron curvas de sonoridad constante denominadas curvas isofónicas (ver Figura 2) [9]. Estas establecen una relación entre la frecuencia y el NPS (dB) de dos sonidos, para que estos sean percibidos de la misma manera por el oído. Consecuentemente, todos los puntos sobre una misma curva isofónica tienen la misma sonoridad (medida en fonios).

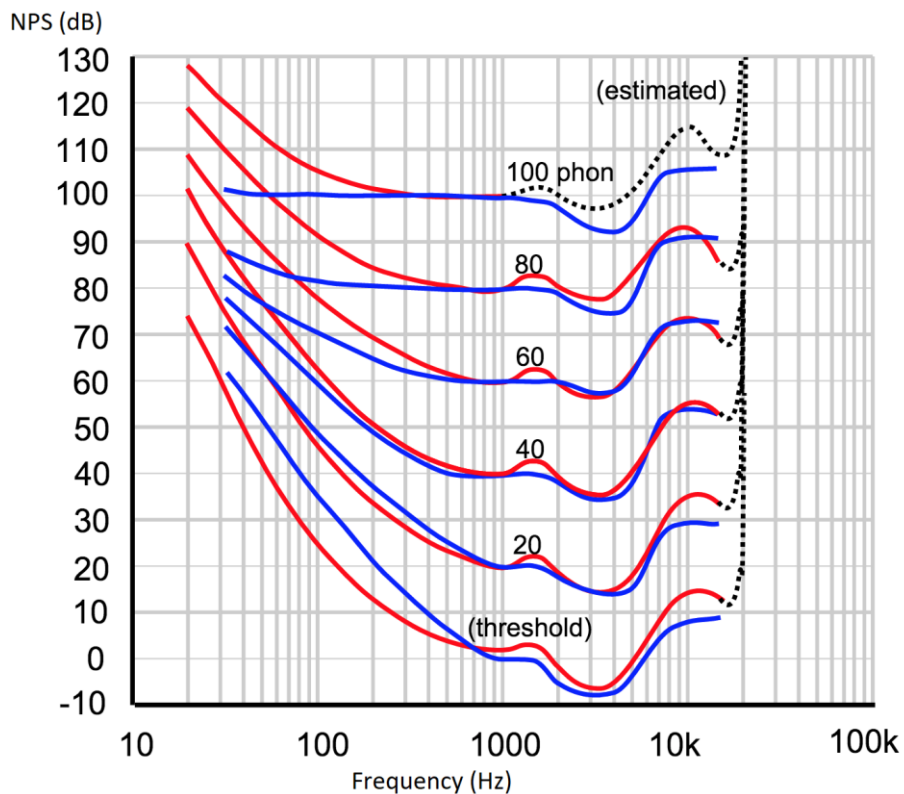


Figura 2. Curvas isofónicas establecidas por Fletcher y Munson en 1933.

En general se perciben mejor los sonidos cercanos a los 3 kHz, mientras que las frecuencias situadas a ambos extremos del espectro (Vid. pág. 1) necesitan ser atenuadas o amplificadas. Por este motivo la norma IEC 61672-1:2013 (Electroacústica. Sonómetros. Parte 1: Especificaciones) introduce 3 filtros de ponderación frecuencial estandarizados.

Para todas las ponderaciones frecuenciales cuya respuesta se puede observar en la Figura 3, se sigue el mismo objetivo de diseño, el cual es una respuesta de 0 dB a 1

kHz, es decir, se desea que en esa frecuencia no haya ningún tipo de atenuación o amplificación de la señal entrante.

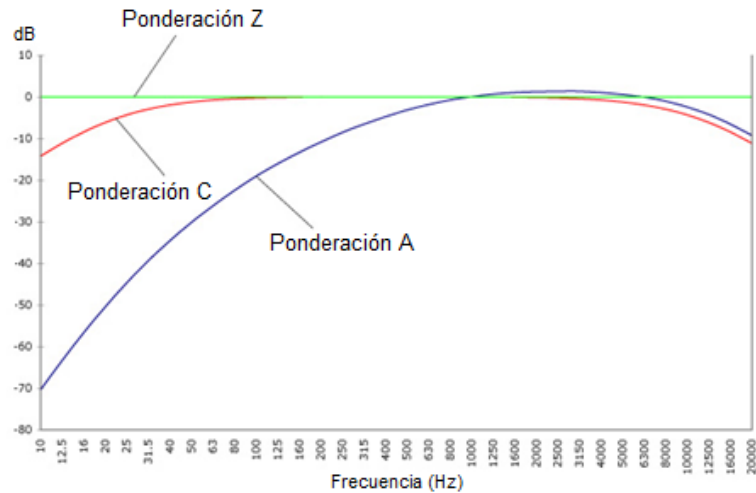


Figura 3. Curvas de ponderación frecuencial normalizadas.

La ponderación tipo A es la más utilizada en mediciones acústicas, ya que su ancho de banda coincide con el rango de mejor audición por parte del oído (entre 500 Hz y 6 kHz). Corresponde con la curva isofónica de los 40 fones, y su comportamiento viene determinado por la ecuación:

$$dB(A) = 10 \cdot \log\left(\frac{1,562 \cdot f^4}{(f^2 + 107,652^2) \cdot (f^2 + 737,862^2)}\right) + 10 \cdot \log\left(\frac{2,243 \times 10^{16} \cdot f^4}{(f^2 + 20,599^2)^2 \cdot (f^2 + 12194,22)^2}\right)$$

De esta ecuación se obtiene el valor en decibelios A (también denominados dBA, la A proviene del tipo de ponderación) en función de la frecuencia. Es decir, se obtiene un valor el cual se le debe restar a los dB SPL en cada frecuencia.

Por otra parte, la ponderación tipo C, que corresponde con la curva de los 100 fones, fue propuesta para evaluar los picos de nivel de presión sonora. Sin embargo, hoy en día se usa para señales de baja y alta frecuencia, ya que capta mejor estos sonidos que la ponderación A. Su comportamiento se rige por la ecuación:

$$dB(C) = 10 \cdot \log\left(\frac{2,243 \times 10^{16} \cdot f^4}{(f^2 + 20,599^2)^2 \cdot (f^2 + 12194,22)^2}\right)$$

Por último, la ponderación tipo Z, es un tipo de ponderación lineal de respuesta plana en la cual no existe ni atenuación ni amplificación para ninguna frecuencia.

1.4. Ponderación temporal

Tras realizar la ponderación frecuencial haciendo uso de un filtro, la norma menciona que hay que realizar una ponderación temporal sobre señales de valor eficaz (RMS). Consecuentemente será necesaria la conversión de la señal a una de valor eficaz.

Esta ponderación temporal puede ser de dos tipos: *Slow* o *Fast*. La *Slow* (S) implica una constante de integración temporal de 1 s y su uso es recomendado para señales con leves fluctuaciones o para mediciones de larga duración. La *Fast* (F) se basa en

una constante de integración de 125 ms, y su uso es recomendado para mediciones de fuentes sonoras con un comportamiento de evolución rápida.

En conclusión, la ponderación C abarca más rango de captación de sonido que la A, y por este motivo fue la seleccionada. Por otra parte, como en el caso del prototipo se desea una respuesta casi instantánea, se optó por la ponderación temporal tipo *Fast*.

1.5. Estado del arte de los sonómetros

El presente apartado describe el estado del arte de los sonómetros, desde los más básicos que se pueden localizar en aplicaciones de *smartphones*, hasta los más sofisticados, comúnmente usados en el ámbito profesional. Para este segundo tipo de medidores de intensidad sonora se usará como referencia la normativa IEC 61672-1:2013 (Electroacústica. Sonómetros. Parte 1: Especificaciones).

Sonómetros basados en aplicaciones de *smartphones*. Este tipo de medidores se puede adquirir de manera gratuita a través de cualquier *smartphone* actual. La mayoría de *app*'s adoptan un formato visual como el de la Figura 4, mostrando en gran tamaño la magnitud instantánea en decibelios (dB), el tiempo transcurrido durante la toma de datos, los valores máximos y mínimos, así como los valores medios. También se muestra la evolución temporal en forma de gráfica de los valores instantáneos.

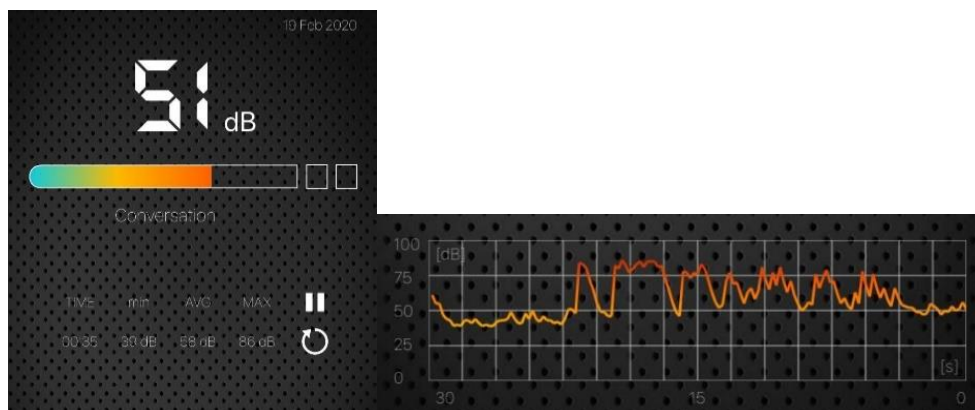


Figura 4. Aplicación obtenida en App Store, denominada “Sound Meter” versión 1.1 (Examobile, Bielsko, Polonia).

Sonómetro convencional, más conocido como decibelímetro. Este instrumento es portátil y se puede portar con una sola mano. Posee un micrófono relativamente sofisticado (Ver Figura 5). A la hora de realizar un estudio detallado, este tipo de medidor de sonido no resulta adecuado pues solo es capaz de realizar mediciones instantáneas.



Figura 5. Sonómetro convencional (Suokelo, Shenzhen, China).

Un sonómetro integrador como el que se observa en la Figura 6, realiza el sumatorio de todo el ruido recibido durante un periodo de tiempo. Es un modelo que presenta una mayor exactitud que el modelo convencional. Dentro de este tipo de medidores se encuentran los sonómetros homologados según la normativa, denominados sonómetros clase 1 o clase 2. Estos difieren entre sí principalmente en los límites de aceptación y en el rango de temperatura de funcionamiento, siendo los límites de la clase 2 superiores a los de la clase 1.



Figura 6. Sonómetro integrador profesional, clase 2 (PCE Ibérica, Albacete, España).

El dosímetro de ruido es un medidor de sonido (Ver Figura 7) especializado en medir la evolución temporal de una exposición al ruido. Se usa en mediciones de ruido ocupacionales, es decir las asociadas a puestos de trabajo. La precisión de éste es menor que la del integrador profesional, pero posee unas características de portabilidad interesantes ya que no es intrusivo y se puede llevar acoplado a la vestimenta.



Figura 7. Dosímetro de ruido (Meterk, Glendale, USA).

2. Diseño del prototipo

2.1. Especificaciones

A partir de la información analizada en el marco teórico, se establece que el prototipo a desarrollar deberá tener las siguientes características:

- 1) Alimentación mediante una única pila de bajo voltaje, por lo que los circuitos serán alimentados de forma no simétrica (*single-supply* en inglés).
- 2) Filtro C para la ponderación frecuencial.
- 3) Conversión RMS de la señal, tiempo de establecimiento al 99% de 125 ms (Ponderación temporal *Fast*).
- 4) Conversión a escala logarítmica.
- 5) Interface con el usuario por un conjunto formado por un microcontrolador y un LCD.
- 6) Bajo coste.

2.2. Diagrama de bloques

La Figura 8 muestra el diagrama de bloques propuesto. Se utiliza un circuito de alimentación que proporciona la potencia necesaria para el funcionamiento de los circuitos electrónicos. Un micrófono capta la señal acústica y la convierte a señal eléctrica de pequeña amplitud. Esta señal posteriormente se amplifica y filtra con un ancho de banda establecido por la normativa. La señal de salida del filtro es convertida a valor eficaz mediante un circuito integrado y la vez se aplica la ponderación temporal tipo *Fast* (125 ms). Por último, la señal se convierte a escala logarítmica haciendo uso de un circuito integrado y finalmente se visualiza.

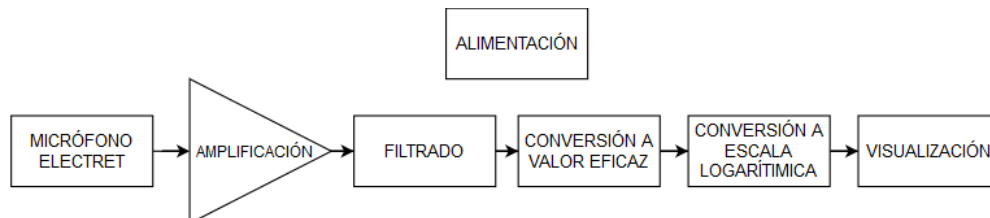


Figura 8. Diagrama de bloques del prototipo de sonómetro. La captación de la señal se realizará mediante un micrófono tipo electret, cuya señal de salida se amplifica para su posterior filtrado dentro de unos márgenes frecuenciales dictados por la normativa. Posteriormente la señal es convertida a valor eficaz, y a su vez se aplica la ponderación temporal. Por último, la señal se introduce en un amplificador logarítmico y se visualiza.

2.3. Consideraciones generales sobre algunos componentes

Previo a la explicación de cada bloque del sonómetro, se van a describir los Amplificadores Operacionales y la serie de condensadores y resistencias utilizados. Como Amplificador Operacional se va a usar el TLV2370 de Texas Instruments (Dallas, TX, USA). Se ha escogido este ya que posee una salida tipo *rail-to-rail*, lo cual significa que la salida abarca casi todo el rango de alimentación. En este caso se alimentan los operacionales entre +5 V y 0 V, consecuentemente la salida estará dentro de ese rango. Con operacionales que no fuesen *rail-to-rail* no se consigue abarcar el rango de alimentación a la salida. Además, se ha escogido éste por su disponibilidad.

La serie escogida para resistencias y condensadores es la serie e24 (con un 5 % de tolerancia). El valor de estos componentes será una limitación a la hora de calcular la ganancia exacta de cada etapa. Se podría haber elegido otra serie como la e48 o la e96, estas poseen unas tolerancias del 2 y 1% respectivamente, consecuentemente son más caras.

2.4. Alimentación y consumo del prototipo

Dado que se desea que el prototipo sea portátil, la alimentación se realizará mediante una única pila de 9 V, por lo que la alimentación de los circuitos deberá ser no simétrica (*single-supply*). Caben 3 posibilidades para la elección de la pila: alcalinas, salinas o de litio. Para este proyecto se han escogido las de litio ya que poseen el mayor rango de temperaturas de funcionamiento, desde -30 °C hasta 70 °C. Además, se caracterizan por tener una autodescarga muy baja (a una temperatura de 20 °C se descargan un 1% por año, lo cual es un valor bastante reducido [10]).

Puesto que la tensión proporcionada por la pila se degrada con el tiempo, la tensión proporcionada por ésta no será estable, cosa no deseada. Por lo tanto, se hará uso de un regulador de voltaje. En general este dispositivo se utiliza para proteger los circuitos electrónicos sensibles a variaciones de potencial. En concreto, se ha decidido usar el L7805ACV de STMicroelectronics (Ginebra, Suiza). Según sus hojas de características proporciona una tensión regulada de +5 V cuando es alimentado entre 7 V y 25 V. Por lo tanto, la tensión de 9 V se ajusta a esta especificación.

Se ha analizado el consumo del dispositivo mediante una simulación del sistema completo. Se ha conectado a la entrada el mayor valor posible que puede tomar, es decir 2 V y se ha conectado una *Probe Mode* de corriente a la tensión de alimentación y se ha obtenido un valor de 2 mA. Comparando este valor con las hojas de características del fabricante de la pila, se deduce que el dispositivo asegura un tiempo de uso de 20 horas.

En conclusión, los circuitos integrados se alimentarán mediante una pila de 9 V de forma no simétrica con + 5 V, es decir, con 5 V en su entrada a la tensión de alimentación positiva y con 0 V en su entrada a la alimentación negativa. Los 0 V corresponden con el punto de referencia del circuito. La pila deberá ser sustituida cada 20 horas de uso para asegurar su funcionamiento.

2.5. Micrófono y preamplificación

El micrófono elegido para la captación de la presión sonora ha sido el modelo KECG2240PBJ de Kingstate Electronics Corporation (Tamshui, Taiwan), el cual es tipo *electret* (ver Figura 9). Sus características más destacables se muestran en la Tabla 2. Se determinó que este tipo de micrófono resultaba ideal para el diseño ya que posee un coste y tamaño bastante reducidos, y posee una respuesta frecuencial en todo el rango audible (20 – 20 kHz). La mayoría de micrófonos *electret* poseen las mismas prestaciones que el elegido, por lo que se podría haber escogido otro modelo análogo. Se optó por éste por la disponibilidad a la hora de adquirirlo.

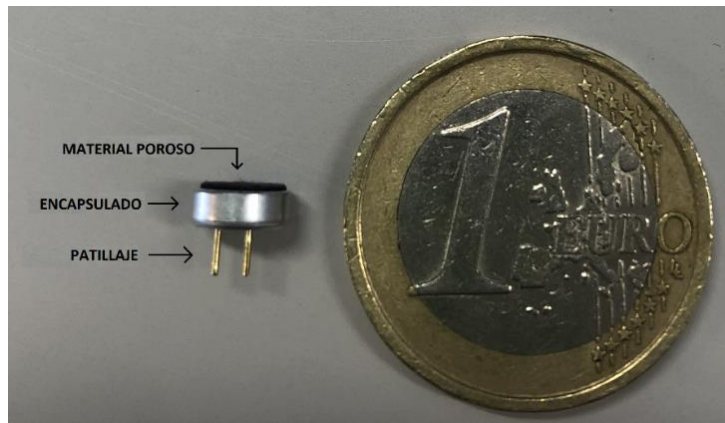


Figura 9. Micrófono electret elegido para el diseño del sonómetro.

Tabla 2. Características del micrófono utilizado.

Sensibilidad	-40 ± 3 dB; 0 dB = 1 V/Pa
Frecuencia	20 Hz – 20 kHz
Tensión de operación estándar	2 V
Máximo voltaje de operación	10 V

Como se muestra en la Fig. 9, la parte superior del micrófono está recubierta por un material poroso que protege el interior del micrófono de la suciedad y evita el ruido provocado por el viento (actúa como un Filtro Paso Bajo acústico). El micrófono está compuesto por una estructura de tipo condensador, cuyo dieléctrico es el propio material *electret*. Este condensador es capaz de mantener una carga eléctrica Q , es decir que ésta no varía con el tiempo. El funcionamiento de este tipo de micrófono se basa en la variación de la capacidad del condensador debido a las variaciones de presión sonora. Cuando se producen variaciones de la presión, éstas provocan el movimiento de un diafragma que va adherido a las placas que forman el condensador. Al cambiar la distancia entre placas, se produce una variación de voltaje entre ellas según:

$$C_E = \frac{Q}{V} \quad \rightarrow \quad \Delta V = \frac{Q}{\Delta C_E}$$

donde Q es la carga fija almacenada en el condensador y C_E su valor de capacidad.

Estas variaciones de voltaje son amplificadas por un preamplificador que se encuentra en el interior del propio micrófono (cápsula) y que está basado en un transistor JFET. La Figura 10 muestra el esquema de este preamplificador. Como elementos externos se requiere una resistencia R_A conectada a la alimentación, la cual polariza el transistor, y un condensador C_B que bloquea la señal de continua resultante de dicha polarización.

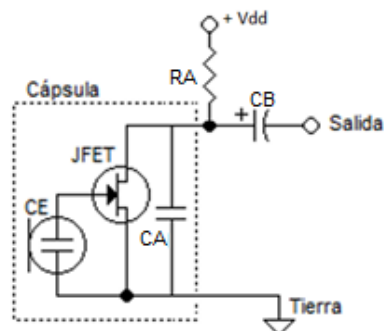


Figura 10. Diagrama del interior del micrófono y de los componentes externos que permiten polarizar el transistor JFET interno.

C_A corresponde con el condensador ubicado dentro de la cápsula y tiene un valor de 33 pF. El fabricante recomienda un valor de 2.2 kΩ para R_A y un valor de 100 nF para C_B . Para profundizar en el funcionamiento de este preamplificador se analizará el modelo en pequeña señal del amplificador constituido por el JFET siguiendo el esquema simplificado de la Figura 11.

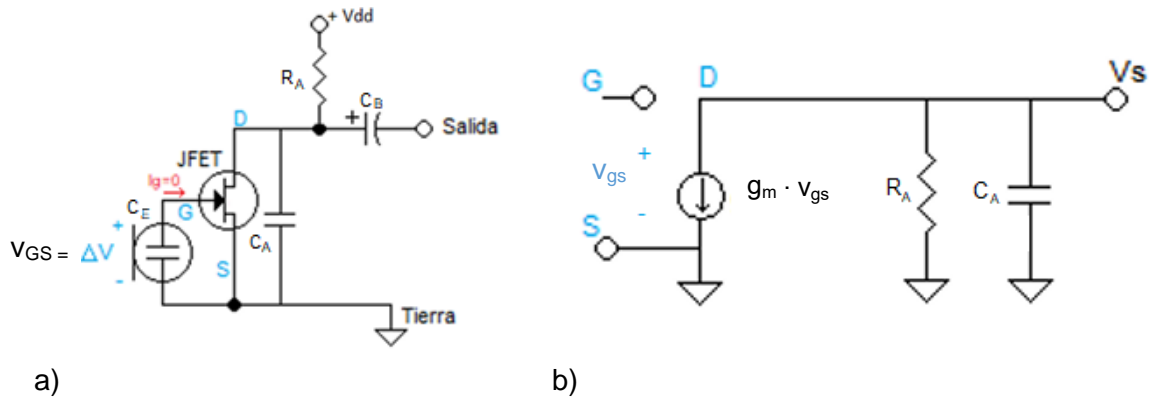


Figura 11. a) Diagrama del interior del micrófono en el cual se identifican los 3 terminales del JFET: Puerta (G), Drenador (D) y Surtidor (S). La corriente de entrada a la puerta I_g es 0. **b)** Esquema del circuito de pequeña señal en el que el JFET ha sido sustituido por su modelo equivalente compuesto por un circuito abierto entre puerta y surtidor, y una fuente de corriente de valor $g_m \cdot v_{gs}$. El condensador C_B se comporta como un cortocircuito para las frecuencias medias.

El modelo de pequeña señal del JFET incluye un circuito abierto en su entrada (entre el terminal de puerta y el de surtidor), así como una fuente de corriente a la salida. Dicha corriente es el producto de la tensión de entrada v_{gs} y de g_m , que es un parámetro típico del JFET. Analizando el circuito se puede determinar que la tensión de salida v_s es:

$$V_s = -g_m \cdot v_{gs} (R_A // X_{C_A})$$

La ganancia del sistema viene dada por el cociente entre la tensión de salida V_s y la tensión de entrada v_{gs}

$$\frac{V_s}{v_{gs}} = G = -g_m \cdot \frac{R_A \cdot \frac{1}{j\omega C_A}}{R_A + \frac{1}{j\omega C_A}}$$

Agrupando términos se queda la expresión de la ganancia:

$$G = -g_m \cdot R_A \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_1}} \quad \rightarrow \quad \text{donde } \omega_1 = \frac{1}{R_A \cdot C_A}$$

Se puede observar que se trata de un filtro paso bajo, cuya ganancia viene determinada por el producto entre g_m y R_A , y cuya frecuencia de corte superior es $\frac{\omega_1}{2\pi}$.

C_A y R_A determinan las características del filtro paso bajo. La ganancia y frecuencia de corte solo pueden variarse aumentando o disminuyendo el valor de R_A , ya que el condensador C_B tiene un valor determinado por el fabricante (está dentro del encapsulado).

La función del condensador C_B es el bloqueo de la señal de continua y actúa como un cortocircuito para las frecuencias medias, además resulta un filtro paso alto. En la Figura 12 se puede observar el esquema del circuito en pequeña señal para ver la aportación de C_B en este.

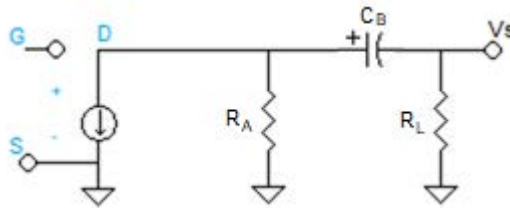


Figura 12. Esquema del circuito de pequeña señal en el que el JFET ha sido sustituido por su modelo equivalente compuesto por un circuito abierto entre puerta y surtidor, y una fuente de corriente de valor $g_m \cdot v_{gs}$. Solo se desea ver la aportación de C_B , por lo que no se ha añadido C_A . Se ha añadido una resistencia de carga R_L correspondiente con la impedancia de entrada del Amplificador Operacional de la siguiente etapa cuyo valor se considera infinito.

El modelo de pequeña señal del JFET incluye un circuito abierto en su entrada (entre el terminal de puerta y el de surtidor), así como una fuente de corriente a la salida. Dicha corriente es el producto de la tensión de entrada v_{gs} y de g_m , que es un parámetro típico del JFET. Analizando el circuito se puede determinar que la tensión de salida v_s es:

$$V_s = -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_A // (X_{C_B} + R_L)$$

La ganancia del sistema viene dada por el cociente entre la tensión de salida V_s y la tensión de entrada v_{gs}

$$\frac{V_s}{v_{gs}} = G = -g_m \cdot \frac{R_A \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_A} + R_L \right)}{R_A + \left(\frac{1}{j\omega C_A} + R_L \right)}$$

Agrupando términos se queda la expresión de la ganancia:

$$G = -g_m \cdot R_A \cdot \frac{j\omega}{1 + j\omega^2} \quad \rightarrow \quad \text{donde } \omega_2 = \frac{1}{R_L \cdot C_B}$$

Se puede observar que se trata de un filtro paso alto, cuya ganancia viene determinada por el producto entre g_m y R_A , y cuya frecuencia de corte inferior es $\frac{\omega_2}{2\pi}$. R_L se considera infinito por ser la impedancia de entrada a un AO, por lo tanto, esta frecuencia de corte inferior es 0.

A partir de las características del micrófono se puede caracterizar la señal obtenida. Como se ha mencionado anteriormente, la magnitud a captar es el NPS (Vid. pág. 1) cuyo margen abarca desde los 0 dB (20 μPa) hasta los 140 dB (200 Pa). A partir de la sensibilidad del micrófono aportada por el fabricante (-40 dB), se puede averiguar la sensibilidad del micrófono en V/Pa

$$-40 = S \text{ (dB)} = 20 \cdot \log \left(\frac{S \left(\frac{V}{Pa} \right)}{1 \frac{V}{Pa}} \right) \quad \rightarrow \quad S \left(\frac{V}{Pa} \right) = 10^{-40/20} \cdot 1 \frac{V}{Pa} = 10 \text{ mV/Pa}$$

Una vez determinada la sensibilidad en V/Pa, se calcula el valor máximo y mínimo de la señal de salida en Voltios:

$$0 \text{ dB} = 20 \mu Pa \cdot 10 \frac{mV}{Pa} = 200 \text{ nV}$$

$$140 \text{ dB} = 200 \text{ Pa} \cdot 10 \frac{\text{mV}}{\text{Pa}} = 2 \text{ V}$$

En conclusión, la señal a la salida del micrófono variará entre un máximo de 2 V (cuando se percibe un sonido de 140 dB), y un mínimo de 200 nV (cuando haya ausencia de ruido). Los 200 nV se considerarán 0 V, ya que es una tensión de un orden muy reducido y en términos prácticos no se puede captar dicha tensión.

2.6. Filtrado para la ponderación frecuencial

En el apartado 1 (Marco Teórico) se determinó que esta etapa es fundamental a la hora de realizar un sonómetro (Vid. pág. 4), se va a utilizar un filtro de ponderación frecuencial tipo C. Tras analizar detenidamente la norma IEC-61672 (Electroacústica-Sonómetro) se puede afirmar que esta no aporta gran información acerca de la estructura del filtro y de su comportamiento. Únicamente se presentan las frecuencias de corte, tanto superior como inferior y la respuesta frecuencial.

Se ha decidido utilizar un Filtro Paso Alto (FPA) seguido de un Filtro Paso Bajo (FPB). Ambos serán filtros activos, ya que permiten aportar una ganancia. Estos serán de 2º orden, es decir poseerán una caída de 40 dB/dec. Se ha decidido usar estructuras de *Sallen-Key*, en lugar de MFB por la facilidad de cálculo de los componentes. Por último, el tipo de respuesta será *Butterworth*, ya que es la respuesta que mejor comportamiento ofrece sobre la banda pasante. Los cálculos de los componentes de cada filtro se presentan en los siguientes subapartados.

Las especificaciones del FPA son las siguientes: frecuencia de corte (f_c) = 20.6 Hz, respuesta *Butterworth* (a (factor de amortiguamiento)=0.7072). La estructura que se va a seguir es la que se puede observar Figura 13.

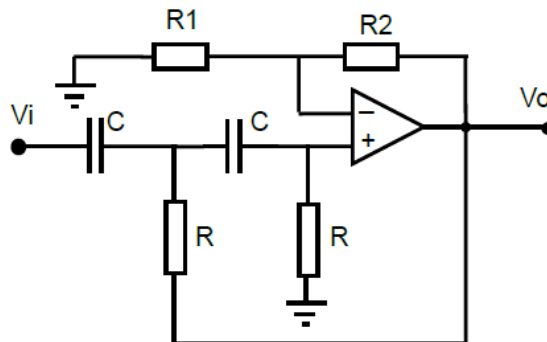


Figura 13. Estructura Sallen-Key de un Filtro Paso Alto de 2º orden, la ganancia viene fijada por las resistencias R1 y R2, mientras que la frecuencia de corte se determina con el conjunto RC.

El primer paso es determinar los valores de R y C. Este conjunto determina la frecuencia de corte del filtro, para hallar este valor se aplica la siguiente ecuación:

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

donde se tienen 2 grados de libertad, por lo que primeramente se fija el valor del condensador C, ya que no se desea que este sea de tipo electrolítico (normalmente son

del orden de microfaradios (μF)). Siguiendo la serie e24, se toma un valor de $C=270$ nF y despejando R de la ecuación anterior se obtiene que:

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot f_c C} = 28.61 \text{ k}\Omega ; \text{normalizando este valor a la serie e24, } R = 27 \text{ k}\Omega$$

El siguiente paso es determinar la ganancia del filtro (K o G) y consecuentemente el valor de R_1 y R_2 . La ganancia del filtro viene determinada por la respuesta tipo *Butterworth* y se obtiene de la siguiente manera:

$$a = 0.7072 = \frac{3 - K}{2} \rightarrow K = 1.5856 \text{ V/V}$$

Una vez obtenida la ganancia, al ser un filtro no inversor, su valor también se determina de la siguiente manera:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

De nuevo se poseen 2 grados de libertad, ahora no importa cual fijar primero, en este caso se fija el valor de $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, sustituyendo y despejando en la ecuación anterior se obtiene un valor de $R_1 = 17.076 \text{ k}\Omega$ R_1 (normalizado) = $18 \text{ k}\Omega$

Las especificaciones mostradas anteriormente son de carácter ideal. Al usar componentes normalizados, los cuales poseen un carácter real, se va a volver a realizar el cálculo para determinar de nuevo la frecuencia de corte, la ganancia y el factor de sobreamortiguamiento.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = 21.83 \text{ Hz} \quad K=1 + \frac{R_2}{R_1} = 1.55 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad a = \frac{3-K}{2} = 0.725$$

Las especificaciones del FPB son las siguientes: frecuencia de corte (f_c) = 20.6 Hz , respuesta Butterworth (a (factor de amortiguamiento)= 0.7072). La estructura que se va a seguir es la que se puede observar Figura 14.

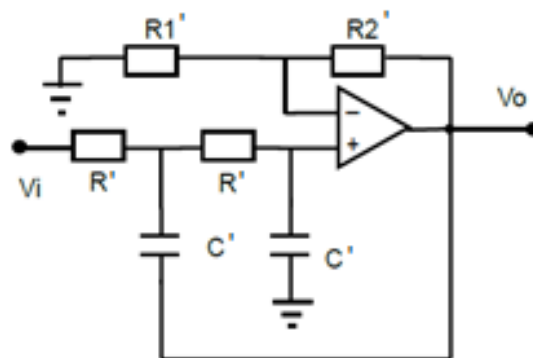


Figura 14. Estructura Sallen-Key de un Filtro Paso Bajo de 2^o orden, la ganancia viene fijada por las resistencias R_1' y R_2' , mientras que la frecuencia de corte se determina con el conjunto $R'C'$.

El primer paso es determinar los valores de R' y C' . Este conjunto determina la frecuencia de corte del filtro, para hallar este valor se aplica la siguiente ecuación:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R'C'}$$

donde se tienen 2 grados de libertad, por lo que primeramente se fija el valor del condensador C' , ya que no se desea que este sea de tipo electrolítico (normalmente son del orden de microfaradios (μF)). Siguiendo la serie e24, se toma un valor de $C'=1$ nF y despejando R' de la ecuación anterior se obtiene que:

$$R' = \frac{1}{2\pi \cdot f_c C'} = 13.06 \text{ k}\Omega \text{ normalizando este valor a la serie e24, } R' = 13 \text{ k}\Omega$$

El siguiente paso es determinar la ganancia del filtro (K o G) y consecuentemente el valor de $R1'$ y $R2'$. La ganancia del filtro viene determinada por la respuesta tipo *Butterworth* y se obtiene de la siguiente manera:

$$a = 0.7072 = \frac{3 - K}{2} \rightarrow K = 1.5856 \text{ V/V}$$

Una vez obtenida la ganancia, al ser un filtro no inversor, su valor también se determina de la siguiente manera:

$$K = 1 + \frac{R2'}{R1'}$$

De nuevo se poseen 2 grados de libertad, ahora no importa cual fijar primero, en este caso se fija el valor de $R2' = 10 \text{ k}\Omega$, sustituyendo y despejando en la ecuación anterior se obtiene un valor de $R1' = 17.076 \text{ k}\Omega$ $R1'$ (normalizado) = $18 \text{ k}\Omega$

Las especificaciones mostradas anteriormente son de carácter ideal, al usar componentes normalizados, los cuales poseen un carácter real, se va a volver a realizar el cálculo para determinar de nuevo la frecuencia de corte, la ganancia y el factor de sobreamortiguamiento.

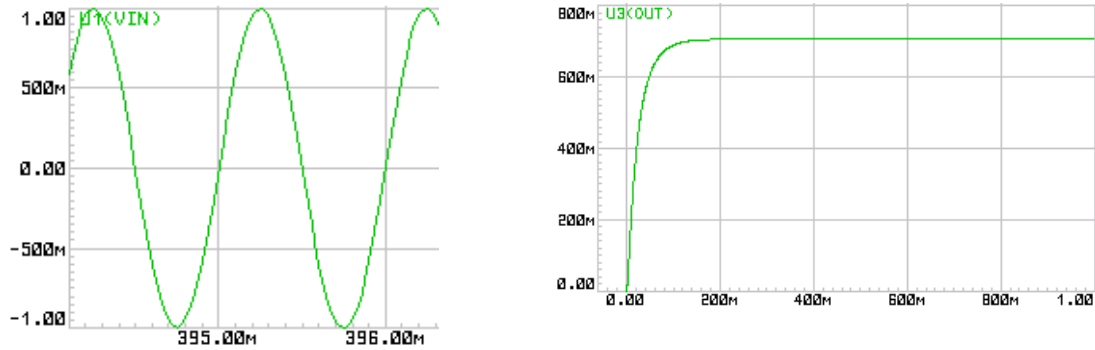
$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R1' C'} = 12.24 \text{ kHz} \quad K=1 + \frac{R2'}{R1'} = 1.55 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad a = \frac{3-K}{2} = 0.725$$

2.7. Conversión a valor eficaz (RMS)

La norma obliga a la utilización de señales de valor eficaz (Vid. pág 5). Sobre estas señales es sobre las que se aplica la ponderación temporal tipo *Fast* (125 ms). En este TFG se ha decidido usar el circuito integrado AD736 de Analog Devices (Norwood, USA). Mediante la utilización de circuitos electrónicos, consigue aplicar la siguiente ecuación sobre la señal de entrada.

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$$

En la Figura 15 a) se observa una señal senoidal de entrada al conversor de valor de pico 1 V, mientras que en la Figura 15 b) se observa su correspondiente señal de salida.



a) **Figura 15 a)** Señal senoidal de entrada al convertor RMS, posee 1 V de tensión de pico.
 b) **Figura 15 b)** Señal a la salida de convertor, esta posee un valor de 707 mV.

Como se puede observar en la Fig.15 b) la señal tiene un tiempo de establecimiento (t_e), el cual según la norma debe tener un valor de 125 ms para cumplir con la especificación de la ponderación temporal.

En la Figura 16 se observa un diagrama de los pines del convertor. Mediante la conexión de condensadores en los pines 3 y 5 (C_F y C_{AV} respectivamente) se establecerá este tiempo de establecimiento. El valor de estos condensadores viene reflejado en la Tabla 3 extraída de las hojas de características del fabricante.

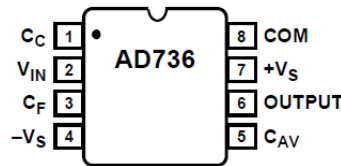


Figura 16. Configuración de los pines del AD736.

Tabla 3. Selección del valor de los condensadores para lograr un tiempo de establecimiento.

C_{AV} (μF)	C_F (μF)	$t_{e99\%}$
150	10	360 ms
15	1	36 ms
Sin conectar	33	1.2 s
Sin conectar	3.2	120 ms
1.5	0.5	18 ms

El valor de C_F y C_{AV} y las conexiones a realizar en los distintos pines será analizado en el apartado Verificación por simulación.

Al utilizar una alimentación *single-supply* entre 0 y 5 V, se eliminan los semiciclos negativos de la señal. Consecuentemente hará falta añadir una etapa adicional de ganancia para compensar esta pérdida de información.

La ecuación 2 muestra el valor eficaz de una onda senoidal mientras que la ecuación 3 es el valor eficaz de una onda senoidal rectificadas de media onda.

$$V_{RMS} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \tag{2}$$

$$V_{RMS} = \frac{V_P}{2} \quad (3)$$

donde V_P es la tensión de pico de la señal. Al realizar el cociente entre la ecuación (3) y la ecuación (2) se obtiene lo siguiente:

$$G = \frac{\frac{V_P}{2}}{\frac{V_P}{\sqrt{2}}} = 1.414 \text{ V/V}$$

G es el valor de la ganancia de dicha etapa. La Figura 17 muestra la estructura que va a seguir esta etapa.

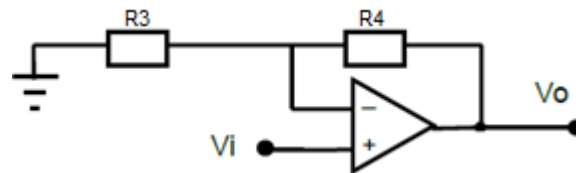


Figura 17. Amplificador Operacional no inversor, la ganancia se determina con el valor de R3 y R4.

La ganancia viene determinada por la siguiente ecuación.

$$G = 1 + \frac{R4}{R3} = 1.414 \text{ V/V}$$

Como se disponen de 2 grados de libertad, se fija el valor de R3 a 10 k Ω , y se deduce que:

$$R4 = R3 \cdot (G - 1) = 4.14 \text{ k}\Omega \quad R4 \text{ (normalizado)} = 4.3 \text{ k}\Omega.$$

Realizando el cálculo de la ganancia con los componentes normalizados esta tiene un valor de 1.43 V/V.

2.8. Conversión a escala logarítmica

Se va a usar el convertidor logarítmico LOG104 de Texas Instruments (Dallas, TX USA), cuyo esquema simplificado es el que se puede observar en la Figura 18.

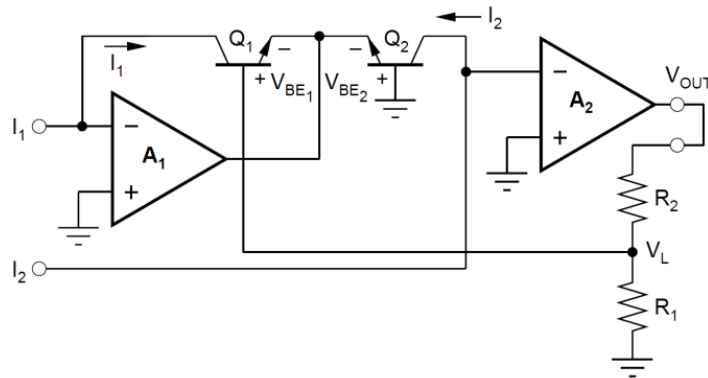


Figura 18. Esquema simplificado del convertidor logarítmico LOG104, destacar que las entradas son en forma de corriente.

El convertidor tiene dos entradas ya que el logaritmo se debe aplicar sobre una magnitud adimensional. Una entrada será usada como referencia y se conectará a una tensión de 200 nV (20 μ Pa), mientras que la otra entrada será la salida de la etapa de ganancia de 1.43 V/V. La ecuación de la tensión de salida es la siguiente:

$$V_{OUT} = 0.5 \cdot \log \left(\frac{I_1}{I_2} \right)$$

donde 0.5 es una constante de proporcionalidad con unidades de Voltio, que cambia con el tipo de convertidor. La entrada no es de tensión, es de corriente por lo que se usarán resistencias para realizar la conversión V-I, el orden de estas será de M Ω , ya que la tensión es reducida. Este circuito integrado posee la función de transferencia que se muestra en la Figura 19.

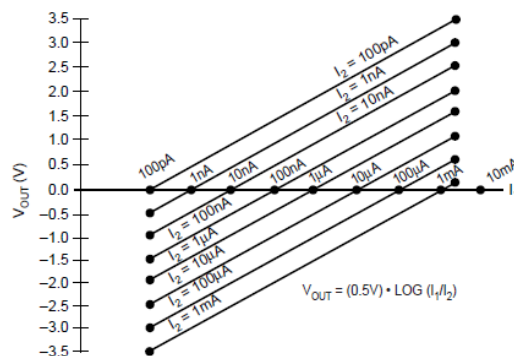


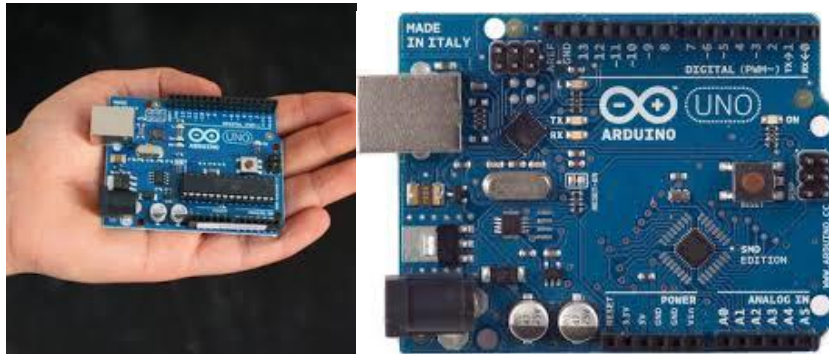
Figura 19. Función de transferencia del LOG104, en el eje de ordenadas se encuentra la tensión de salida, en el eje de abscisas está la corriente I_1 , cabe recordar que esta es la corriente variable mientras que I_2 es la fija.

Como se observa en la Fig. 19 la curva de la función no tiene forma de función logarítmica, es una recta, esto es debido a que la salida está en unidades de Voltios.

2.9. Visualización (interface con usuario)

La última etapa a tratar es la visualización de la magnitud, es un tema complejo debido a que es la interacción directa con personas. Hay infinidad de posibilidades para representar esta, al no haberse realizado un estudio de marketing, concepto que se aleja del diseño de un sonómetro por parte de un ingeniero electrónico, no se puede determinar cuál es la mejor opción, por lo tanto, se va a aportar una solución técnica.

Para el procesamiento de la señal de salida del convertidor logarítmico se va a usar el microprocesador Arduino UNO Rev3 de Arduino (Ivrea, Italia). Su aspecto es el que se puede observar en las Figuras 20 a) y 20 b).



a)

b)

Figura 20 a) Microcontrolador Arduino UNO Rev3 situado en la palma de una mano, en esta figura se puede observar su considerable tamaño. **b)** Microcontrolador Arduino UNO Rev3 con un plano detallado.

Algunas características son las que se pueden observar en la Tabla 4.

Tabla 4. Características destacables del Arduino UNO Rev3

Voltaje operativo	5 V
Pines de entrada analógica	6
Pines de entrada/salida digital	14
Nº Bits del convertidor ADC	10
Tamaño	68.6 x 53.4 mm

Se ha priorizado este sobre otro debido a su disponibilidad directa por parte del desarrollador del proyecto, consecuentemente no acarrea costes adicionales. El lenguaje de programación fue estudiado previamente durante el grado.

Acarrea una serie de inconvenientes como el considerable tamaño que posee teniendo en cuenta que el dispositivo es portátil y los bits del convertidor ADC son 10, esto es una limitación a la hora de obtener una resolución precisa, este tema se tratará en el apartado "Análisis teórico error de offset".

Los pines de salida tipo digital del Arduino se conectarán al módulo LCD 4x20, el cual se puede observar en la Figura 21.

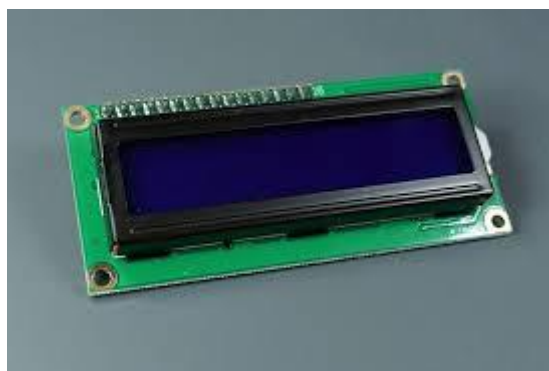


Figura 21. Módulo LCD 4x20, 4 hace referencia a las columnas y 20 a las filas que posee.

Tanto la programación como la configuración de pines utilizada se tratará en el apartado de Verificación por simulación.

En conclusión, para captar la magnitud de interés se utiliza un micrófono tipo *electret* con una etapa de amplificación, a la salida de esta etapa se obtiene una tensión de 200 nV con 0 dB (ausencia de ruido) y 2 V con 140 dB. Dicha señal se introduce en un Filtro Paso Alto seguido de un Filtro Paso Bajo de 2º orden con estructura Sallen-Key y tipo de respuesta Butterworth, tras el acondicionamiento de la señal, esta se convierte en una señal de valor eficaz con un tiempo de establecimiento de 125 ms. Por último, se utiliza un convertidor logarítmico para establecer la señal en escala logarítmica y esta se visualiza.

3. Verificación por simulación

Debido al estado de alarma y confinamiento por el COVID19 en el Estado español a día 13/04/2020 se decidió trasladar la actividad de simulación y desarrollo del proyecto del laboratorio al domicilio particular.

En el presente apartado se va a realizar la simulación del sonómetro etapa por etapa (como si del diagrama de bloques se tratase) y del conjunto utilizando el software de simulación *Proteus Design Suite de Labcenter Eletronics* (Grassington, Inglaterra). Se ha escogido este software sobre otro debido a que es de fácil acceso a través del portal universitario, además se poseían conocimientos previos de esta plataforma de simulación.

3.1. Componentes

La serie de condensadores y resistencias se mantiene, es decir, se va a usar la serie e24. Respecto del Amplificador Operacional TLV2370 de Texas Instruments (Dallas, USA) que se iba a usar en el desarrollo del proyecto (Vid. pág. 8), este no se encuentra modulado en *Proteus*, consecuentemente se ha de usar otro, se ha escogido el AD820 de Analog Devices (Norwood, USA.), cabe recordar que la característica más importante es que sea del tipo *rail-to-rail*.

Para comprobar su funcionamiento en el software se ha simulado el AO en modo *Buffer*, es un seguidor de tensión de ganancia unitaria, es decir, la señal que se introduzca a la entrada corresponderá con la de la salida, se suele utilizar para conseguir la adaptación de impedancias entre circuitos. En la Figura 22 a) se puede observar el diagrama de conexiones del AD820 obtenido del *datasheet* del fabricante, mientras que en la Figura 22 b) se observa su conexión en *Proteus*.

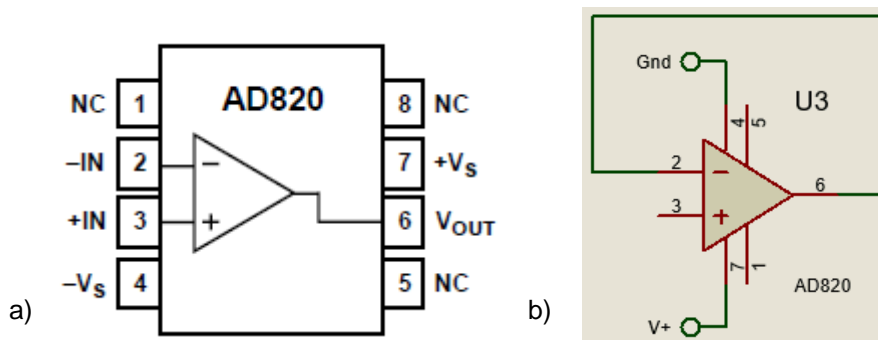


Figura 22. a) Diagrama de conexiones del AD820, los pines 1, 5 y 8 no se conectan (NC = *No Connect*). En el pin 4 se conecta la alimentación negativa o tierra. En el pin 7 se conecta la alimentación positiva. El pin 2 es la entrada inversora, el pin 3 es la entrada no inversora, por último, el pin 6 es la salida del operacional. **b)** Diagrama de conexiones en *Proteus* del operacional en Modo *Buffer*, se han conectado +5 V en el pin 7 y tierra en el pin 4.

Conectando una señal senoidal de 1 V de amplitud y 1 kHz de frecuencia en el pin 3 y colocando una *Probe Mode* (herramienta que sirve para observar la tensión directamente, o dirigir esa tensión a un gráfico de simulación) en el pin 6, se obtiene el resultado que se puede observar en la Figura 23.

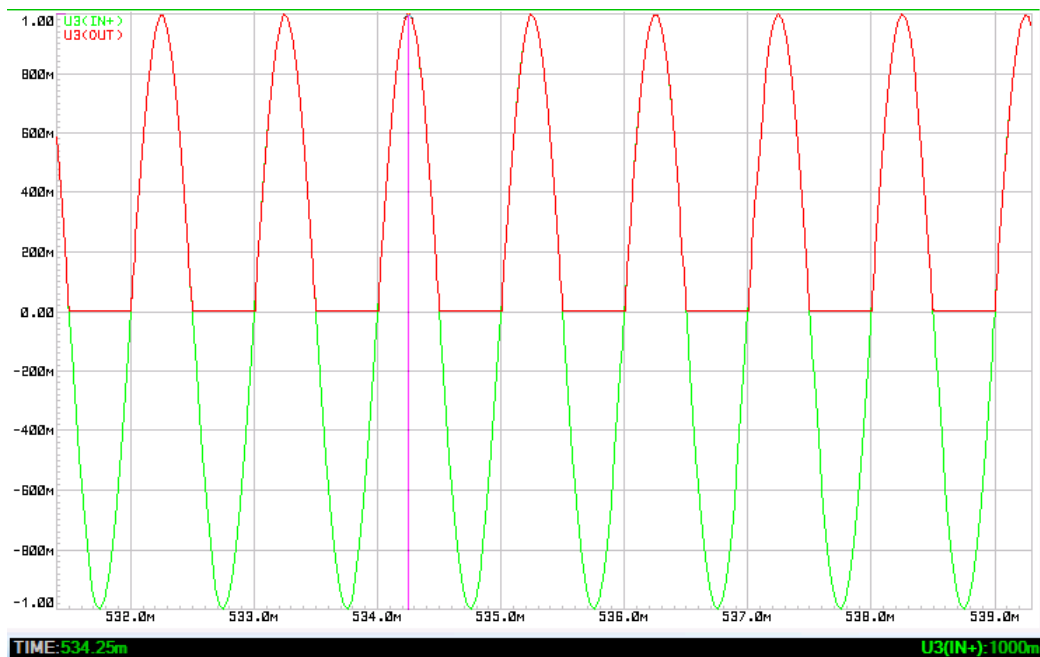


Figura 23. En verde se observa la señal de entrada de 1 V, mientras que en rojo se observa la señal de salida, esta es de 1 V y se superpone a la de entrada en los semiciclos positivos.

Tras realizar un análisis temporal del operacional como el que se observa en la Fig. 23 se puede afirmar el correcto funcionamiento del operacional, en los semiciclos positivos la entrada y la salida se superponen. En los semiciclos negativos, al alimentar el operacional entre +5 V y tierra, la salida no podrá ser menor de 0 V (tierra).

3.2. Alimentación

En el apartado de alimentación del diagrama de bloques (Vid. pág. 9) se determinó el uso de una única pila seguida de un regulador de tensión como fuente de alimentación. Para reducir el tiempo de espera de la simulación y agilizar los resultados, en *Proteus* se va a usar el siguiente circuito el cual se puede observar en la Figura 24. como alimentación.

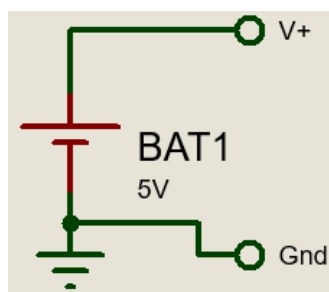


Figura 24. Alimentación usada en todos los componentes electrónicos, se usa una batería de célula única (*CELL* en *Proteus*) junto con dos *Terminals Mode* de tipo *DEFAULT*, uno servirá para suministrar +5 V y el otro para suministrar 0 V.

En la Fig. 22 b) se observa un ejemplo de alimentación de un componente, conectando el pin 4 a Gnd (punto de referencia), y el pin 7 a V+, estos provienen del circuito de alimentación.

3.3. Micrófono y preamplificación

Tras realizar una búsqueda de micrófonos en *Proteus*, e intentar realizar su simulación, esto no resultó posible. No obstante, la señal procedente del micrófono tras su amplificación realmente es un conjunto de senoidales cuyo valor de interés es su valor de pico, que posee un rango desde 200 nV hasta 2 V. Por lo tanto, en Proteus se va a realizar la simulación usando como señal de entrada una señal senoidal de voltaje y frecuencia variable dentro del rango especificado anteriormente. Para ello se van a utilizar las 2 herramientas que se pueden observar en la Figura 25.

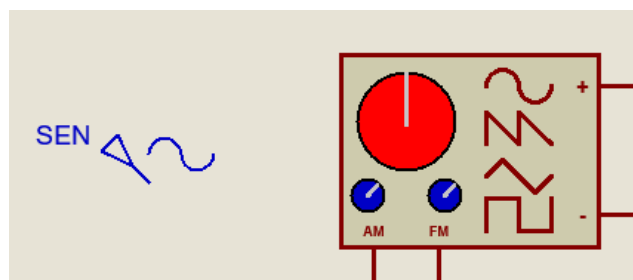


Figura 25. A la izquierda, en azul, se observa un generador de señales de tipo senoidal, variando sus características podremos elegir valores de offset, amplitud y frecuencia deseados. A la derecha, se observa un generador de señales, con este se podrán elegir los mismos valores que el generador de tipo senoidal además de poder cambiar de forma de onda (cuadrada, triangular, etc).

Durante la comprobación del funcionamiento de algunos componentes se van a utilizar señales triangulares y/o cuadradas, ya que estas realmente se tratan de conjunto de senoidales y para ello se utilizará el generador de señales.

3.4. Ponderación C

Se va a realizar la simulación de cada parte del filtro por separado (Filtro Paso Alto y Paso Bajo), y de su conjunto. Para ello se van a analizar ganancias en la banda pasante, en la banda rechazada, el offset de cada filtro, el del conjunto y las frecuencias de corte.

3.4.1. Filtro Paso Alto (FPA)

Tras determinar el valor de cada componente y la estructura a seguir (Vid. pág. 13), en *Proteus* se ha utilizado el diagrama que se puede observar en la Figura 26 para realizar la simulación.

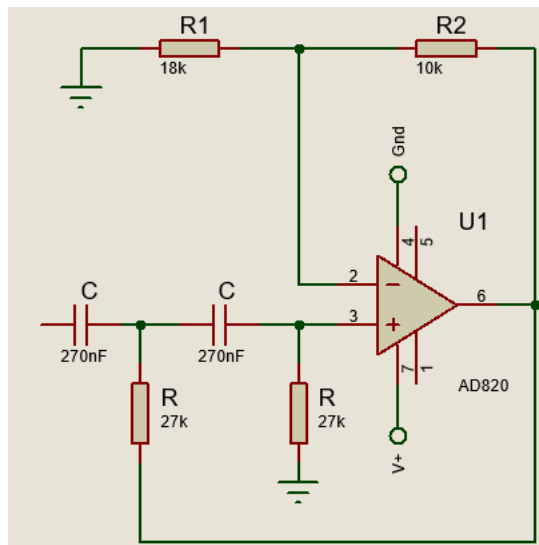


Figura 26. Estructura Sallen-Key de un Filtro Paso Alto de 2º orden, la ganancia viene fijada por las resistencias R1 y R2, mientras que la frecuencia de corte se determina con el conjunto RC. La señal de entrada se conectará al condensador C, y en el pin 6 del operacional se localizará la señal de salida.

Para comprobar el correcto funcionamiento del filtro, se ha de analizar su respuesta frecuencial realizando un diagrama de Bode, a la entrada del filtro (C) se conecta una señal senoidal de 1 V de amplitud y 1 kHz de frecuencia, a la salida (pin 6 del operacional) se conecta una *Probe Mode* y esta se deriva a un gráfico de simulación tipo frecuencial. El resultado es el que se observa en la Figura 27.

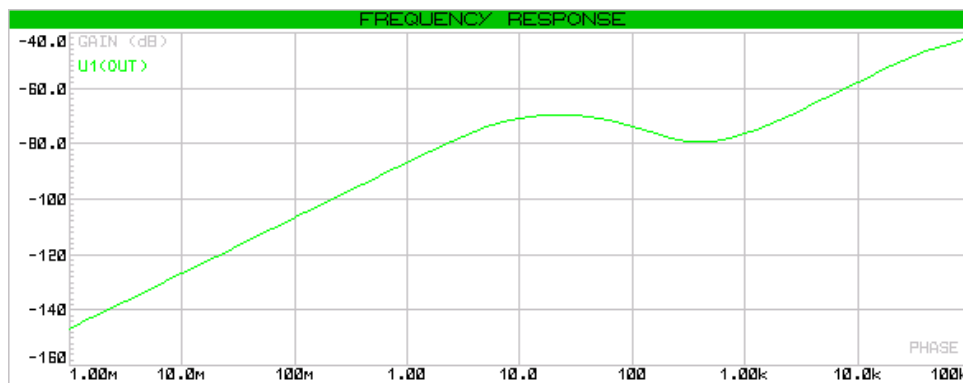


Figura 27. Diagrama de Bode del Filtro Paso Alto. Su resultado no resulta coherente, por lo que se ha realizado otro tipo de simulación (ver texto para más detalles).

Tras observar la Fig. 27, se puede determinar que el diagrama de Bode no es el correspondiente con el deseado según los valores utilizados, esto es debido a que algunos modelajes en Proteus no están correctamente realizados y no se puede saber esto hasta que no se realiza la simulación.

Para obtener el diagrama de Bode se va a utilizar una solución alternativa, la cual es analizar su respuesta temporal introduciendo a la entrada una señal de amplitud fija y de frecuencia variable. En la Tabla 5 se han realizado 20 simulaciones con una tensión de entrada de 1 V de amplitud y variando la frecuencia, el resultado se muestra en decibelios (dB) cuya ecuación es:

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} \right).$$

Tabla 5. Tabla de la respuesta temporal del FPA introduciendo 20 señales por separado de amplitud fija y frecuencia variable.

		Entrada	Salida		
	fseñal (Hz)	Amplitud (1) (V)	Amplitud (2) (V)		dB
1	1	0.98	0.004	-	48.28
2	2	0.98	0.01	-	37.31
3	3	0.98	0.03	-	30.28
4	5	0.98	0.09	-	21.25
5	7.5	0.98	0.19	-	14.51
6	10	0.98	0.30	-	10.22
7	12.5	0.99	0.42	-	7.45
8	15	0.99	0.54	-	5.41
9	17.5	0.99	0.64	-	3.90
10	20	0.99	0.73	-	2.73
11	22.5	0.99	0.81	-	1.85
12	25	0.99	0.87	-	1.13
13	30	0.99	0.99	-	0.06
14	35	0.99	1.08		0.69
15	40	0.99	1.19		1.55
16	50	0.99	1.31		2.39
17	75	0.99	1.40		2.94
18	100	1.00	1.46		3.29
19	150	1.00	1.51		3.58
20	200	0.99	1.52		3.68

Se han escogido valores de la banda rechazada y de la banda pasante, cabe recordar que la frecuencia de este filtro debe ser 21.83 Hz, su ganancia 1.55 V y debe ser de 2º orden, es decir de una caída de 40 dB/dec. En la Figura 28 se observa la representación de estos puntos colocando en el eje de ordenadas los dB y en el de abscisas la frecuencia, es decir se está representando su Diagrama de Bode.

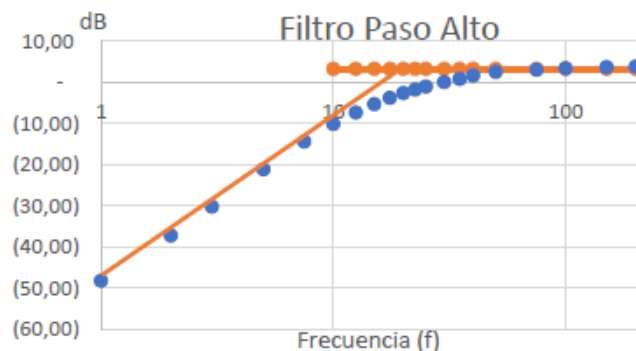


Figura 28. Diagrama de Bode representado en Excel del Filtro Paso Alto.

Para determinar la ganancia de la banda pasante, se ha realizado la media de los valores de esta, su valor es de:

$$3.18 \text{ dB} \rightarrow 10^{3.18/20} = 1.44 \text{ V/V}$$

Se corresponde con la línea horizontal naranja. La línea oblicua naranja corresponde con la línea tangente a los primeros 5 puntos. La intersección entre ambas líneas es la frecuencia de corte y esta es 21.25 Hz.

Para determinar la ganancia en la banda rechazada se realiza la resta entre dos puntos situados a una década de distancia, se han tomado los puntos 6 y 1 de la tabla es decir, 1 Hz y 10 Hz.

$$\text{Ganancia banda rechazada} = -10.22 - (-48.28) = 38.06 \text{ dB/déc}$$

Con estos resultados se puede determinar que el filtro funciona correctamente. Por último, falta analizar el offset de este Filtro, para ello se va a cortocircuitar a masa la entrada (C), se va a conectar una *Probe Mode* al pin 6 y se va a realizar un gráfico de respuesta temporal, el resultado de este gráfico es el offset de esta etapa y se puede observar en la Figura 29.

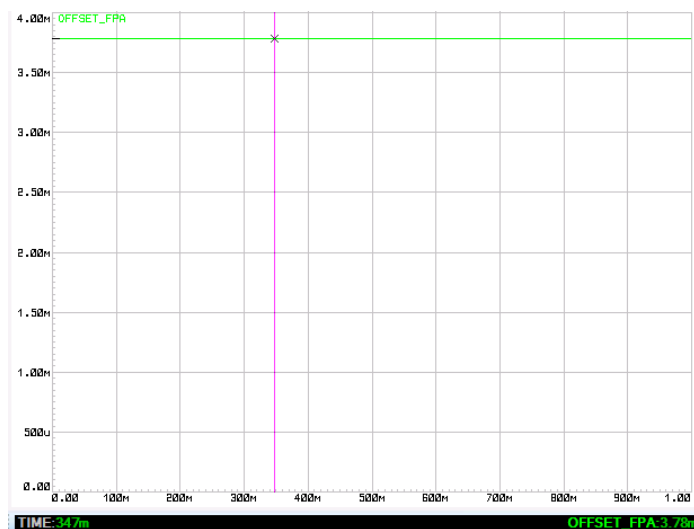


Figura 29. En verde se observa una señal continua de valor 3.78 mV, correspondiente con el offset del Filtro.

El offset de este Filtro tiene un valor de 3.78 mV. Es un valor bastante elevado teniendo en cuenta que este va a ser amplificado por las Ganancias de las siguientes etapas, se va a intentar reducir este offset suponiendo que este es resultado de las corrientes de polarización. Para reducirlo, se va a realizar el equivalente de Thevenin a la entrada del AO, el diagrama reducido es el que se puede observar en la Figura 30.

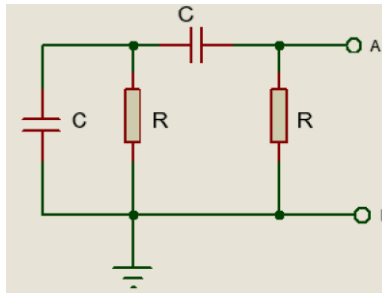


Figura 30. Equivalente de Thevenin a la entrada del Filtro Paso Alto, el punto A es la entrada inversora del operacional, mientras que el punto B es la entrada no inversora.

Las corrientes de polarización son continuas, por lo que los condensadores en corriente continua son circuitos abiertos y la resistencia equivalente de Thevenin es R. Para reducir el offset debido a las corrientes de polarización se ha de conseguir que el paralelo de R1 con R2 (resistencias del lazo de realimentación) sea igual a la resistencia de Thevenin, es decir:

$$R = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \quad (4)$$

Además, la ganancia (G) teóricamente debe tener un valor de 1.586 V/V para poseer una respuesta Butterworth, esta ganancia se determina de la siguiente manera:

$$G = 1 + \frac{R2}{R1} = 1.586 \frac{V}{V} \rightarrow \frac{R2}{R1} = 0.586 \rightarrow R2 = 0.586 \cdot R1 \quad (5)$$

Sustituyendo la ecuación (5) en la ecuación (4) y despejando, se obtiene:

$$R1 = 2.7065 \cdot R \quad (6)$$

La frecuencia de corte de este filtro es 20.6 Hz y viene determinada por la siguiente ecuación.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = 20.6 \text{ Hz} \quad (7)$$

Por lo que se tienen 2 ecuaciones (6 y 7) y 3 incógnitas, por lo que se fija $C = 270 \text{ nF}$ y se obtienen los siguientes valores normalizados $R = 27 \text{ k}\Omega$; $R1 = 75 \text{ k}\Omega$; $R2 = 39 \text{ k}\Omega$.

Tras determinar los valores de los componentes se cambian los valores de la Fig. 26 (esquemático en *Proteus* del Paso Alto) por estos, se vuelve a realizar el análisis del offset. Tras realizar este análisis el resultado no cambia, es decir el offset sigue siendo 3.78 mV. Al no reducir el offset, se van a seguir utilizando los valores iniciales, y se decide asumir este offset.

3.4.2. Filtro Paso Bajo (FPB)

Tras obtener el valor de cada componente y la estructura a seguir (Vid. pág. 14), en *Proteus* se ha utilizado el diagrama que se puede observar en la Figura 31. para realizar la simulación.

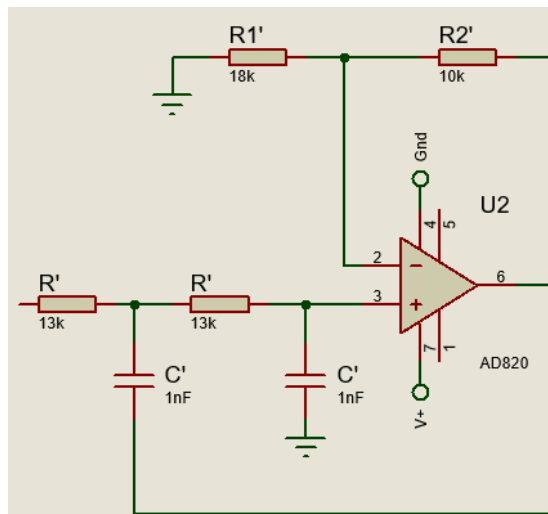


Figura 31. Estructura Sallen-Key de un Filtro Paso Bajo de 2º orden, la ganancia viene fijada por las resistencias $R1'$ y $R2'$, mientras que la frecuencia de corte se determina con el conjunto $R'C'$. La señal de entrada se conectará a la resistencia R' , y en el pin 6 del operacional se localizará la señal de salida.

Para comprobar el correcto funcionamiento del filtro, se ha de analizar su respuesta frecuencial realizando un diagrama de Bode, a la entrada del filtro (R) se conecta una señal senoidal de 1 V de amplitud y 1 kHz de frecuencia, a la salida (pin 6 del operacional) se conecta una *Probe Mode* y esta se deriva a un gráfico de simulación tipo frecuencial. El resultado es el que se observa en la Figura 32.

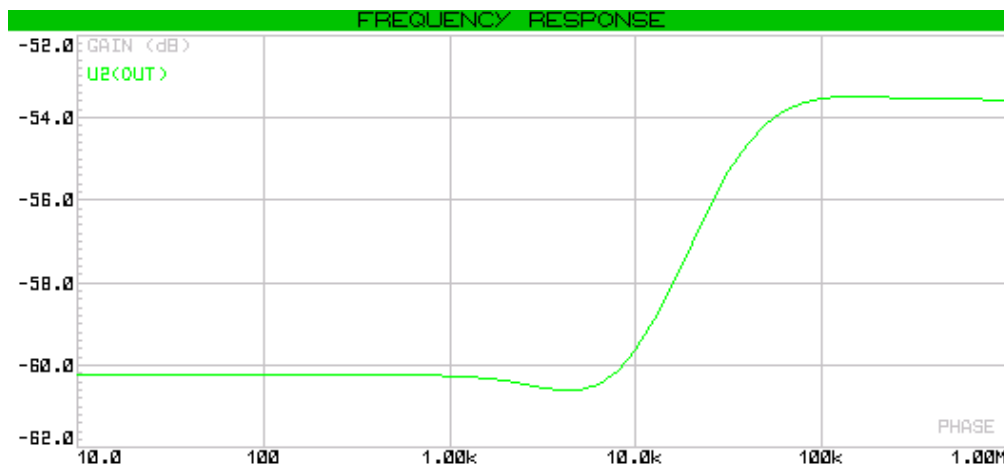


Figura 32. Diagrama de Bode del FPB. Su resultado no resulta coherente, por lo que se ha realizado otro tipo de simulación (ver texto para más detalles).

Tras observar la Fig. 32, se puede determinar que el diagrama de Bode no es el correspondiente con el deseado según los valores utilizados, esto es debido a que algunos modelajes en *Proteus* no están correctamente realizados y no se puede saber esto hasta que no se realiza la simulación.

Para obtener el diagrama de Bode se va a utilizar una solución alternativa, la cual es analizar su respuesta temporal introduciendo a la entrada una señal de amplitud fija y de frecuencia variable. En la Tabla 6 se han realizado 20 simulaciones con una tensión

de entrada de 1 V de amplitud y variando la frecuencia, el resultado se muestra en decibelios (dB) cuya ecuación es:

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} \right).$$

Tabla 6. Tabla de la respuesta temporal del Filtro Paso Bajo introduciendo 20 señales por separado de amplitud fija y frecuencia variable.

		Entrada	Salida	
	fseñal (Hz)	Amplitud (1) (V)	Amplitud (2) (V)	dB
1	5000	1.00	1.50	3.52
2	6000	1.00	1.42	3.11
3	7500	1.00	1.36	2.67
4	10000	1.00	0.99	- 0.07
5	11000	0.99	0.89	- 1.02
6	12000	1.00	0.79	- 2.04
7	12250	0.99	0.77	- 2.26
8	12500	0.99	0.75	- 2.42
9	12750	0.99	0.74	- 2.64
10	13000	0.99	0.72	- 2.86
11	14000	0.99	0.66	- 3.64
12	15000	0.99	0.50	- 4.41
13	17500	0.99	0.48	- 6.29
14	20000	0.99	0.39	- 8.08
15	22500	0.99	0.33	- 9.67
16	25000	0.99	0.28	- 11.18
17	27500	0.99	0.23	- 12.59
18	30000	1.00	0.20	- 13.98
19	35000	0.99	0.15	- 16.44
20	50000	1.00	0.07	- 22.70

Se han escogido valores de la banda rechazada y de la banda pasante, cabe recordar que la frecuencia de este filtro debe ser 12.24 kHz, su ganancia 1.55 V y debe ser de 2º orden, es decir de una caída de 40 dB/dec. En la Figura 33 se observa la representación de estos puntos colocando en el eje de ordenadas los dB y en el de abscisas la frecuencia, es decir se está representando su diagrama de Bode.

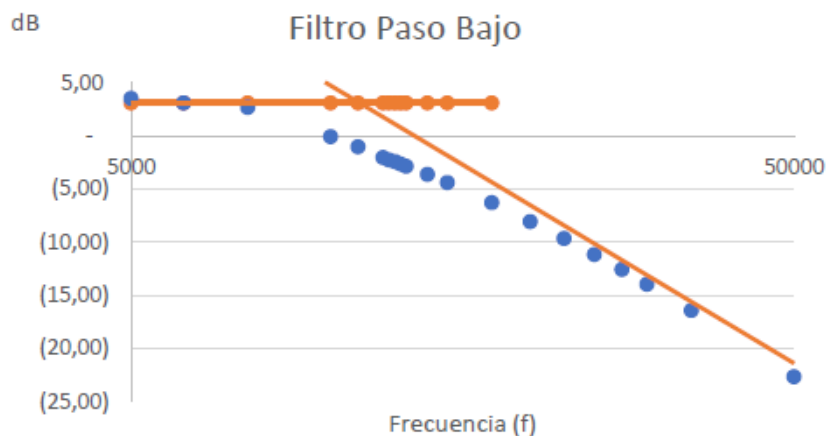


Figura 33. Diagrama de Bode representado en Excel del Filtro Paso Bajo.

Para determinar la ganancia de la banda pasante, se ha realizado la media de los valores de esta, su valor es de:

$$3.10 \text{ dB} \rightarrow 10^{3.10/20} = 1.43 \text{ V/V}$$

Se corresponde con la línea horizontal naranja La línea oblicua naranja corresponde con la línea tangente a los últimos 5 puntos. La intersección entre ambas líneas es la frecuencia de corte y esta es 12.23 kHz.

La ganancia en la banda rechazada no se puede concretar, ya que no se tienen 2 puntos situados a una década de distancia. Se observa un comportamiento anómalo, sin justificación, para frecuencias situadas en la banda rechazada.

Con estos resultados se puede determinar que el filtro funciona correctamente para el ancho de banda requerido por la señal (20 – 20 kHz), pero fuera de este ancho de banda no funciona correctamente, en el siguiente apartado se tratará de encontrar una justificación argumentada.

Por último, falta analizar el offset de este Filtro, para ello se cortocircuita a masa la entrada (R), se va a conectar una *Probe Mode* al pin 6 y se va a realizar un gráfico de respuesta temporal, el resultado de este gráfico es el offset de esta etapa y se puede observar en la Figura 34.

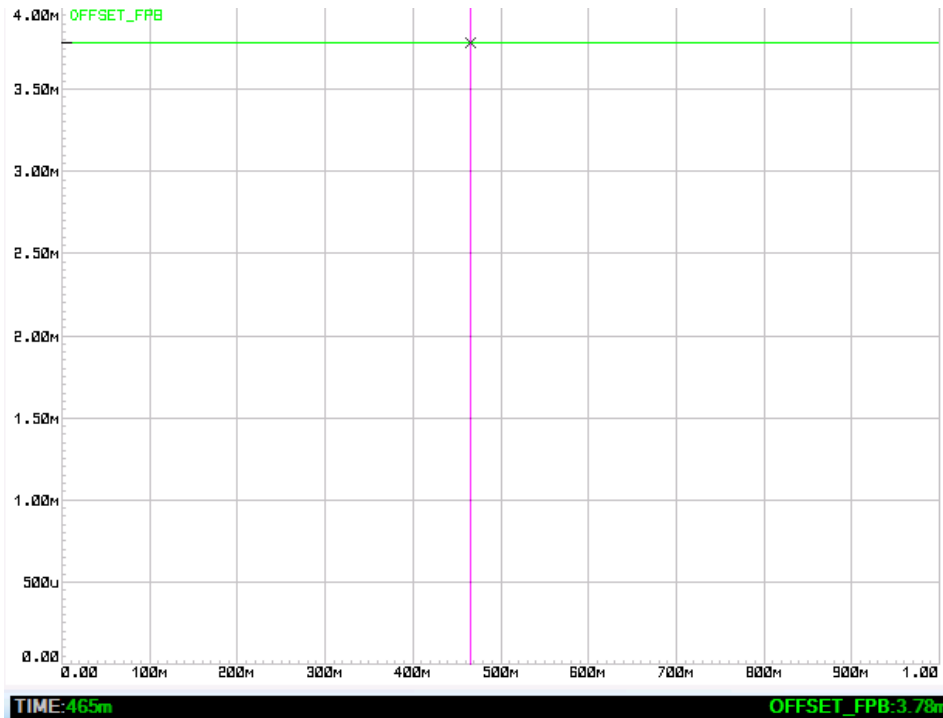


Figura 34. En verde se observa una señal continua de valor 3.78 mV, correspondiente con el offset del Filtro.

El offset de este Filtro tiene un valor de 3.78 mV, valor que coincide con el del Paso Alto. Es un valor bastante elevado teniendo en cuenta que este va a ser amplificado por las Ganancias de las siguientes etapas.

En el apartado anterior se ha intentado reducir este y no ha resultado posible, por lo que en este Filtro no se va a intentar reducir.

3.4.3. Filtro C (Unión FPA y FPB)

La unión de ambos filtros se puede observar en la Figura 35.

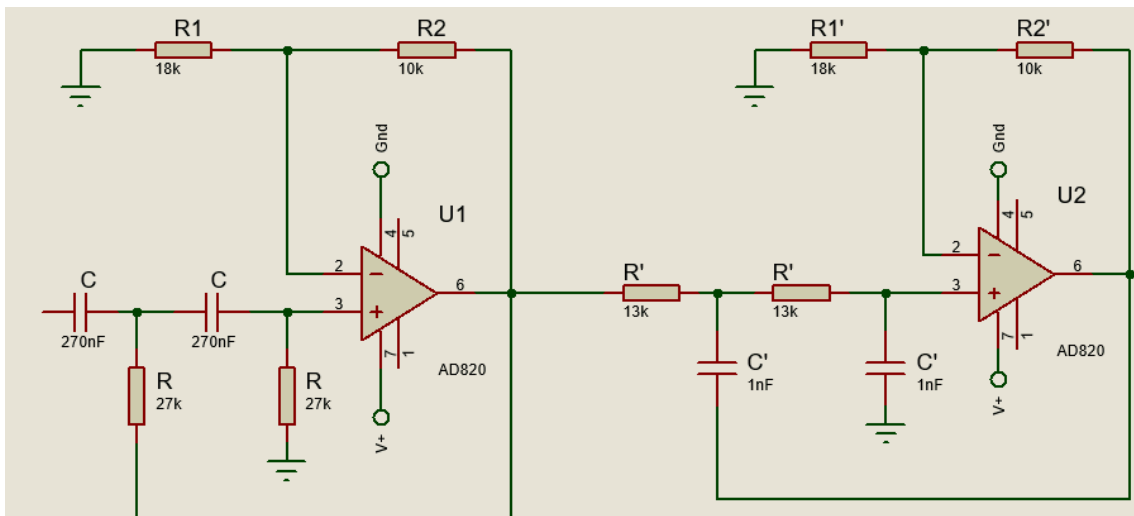


Figura 35. Unión FPA y FPB, la entrada a este Filtro se localizará en el condensador C, y la salida estará en el pin 6 del 2º operacional.

Para obtener el diagrama de Bode se va a analizar su respuesta temporal introduciendo a la entrada una señal de amplitud fija y de frecuencia variable. En la Tabla 7 se han realizado 20 simulaciones con una tensión de entrada de 1 V de amplitud y variando la frecuencia, el resultado se muestra en decibelios (dB) cuya ecuación es:

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} \right).$$

Tabla 7. Tabla de la respuesta temporal de la unión del FPA y FPB, introduciendo 20 señales por separado de amplitud fija y frecuencia variable.

		Entrada	Salida	
	fseñal (Hz)	Amplitud (1) (V)	Amplitud (2) (V)	dB
1	1	0.99	0.007	- 43.51
2	5	0.99	0.13	- 17.70
3	10	1.00	0.47	- 6.50
4	15	0.99	0.83	- 1.55
5	20	0.99	1.13	1.07
6	25	0.99	1.37	2.74
7	50	0.99	1.97	5.92
8	100	0.99	2.27	7.16
9	500	0.99	2.40	7.64
10	1000	0.99	2.41	7.65
11	2500	0.99	2.41	7.65
12	5000	0.99	2.34	7.41
13	7500	0.99	2.13	6.58
14	10000	1.00	1.99	5.98
15	11500	0.99	1.76	4.92
16	12500	0.99	0.88	- 1.08
17	15000	1.00	0.83	- 1.64
18	20000	0.99	0.80	- 1.96
19	30000	0.99	0.79	- 2.02
20	40000	1.00	0.79	- 2.02

Una vez obtenidos los puntos, se va a realizar el diagrama de Bode como en los apartados anteriores, este se puede observar en la Figura 36.

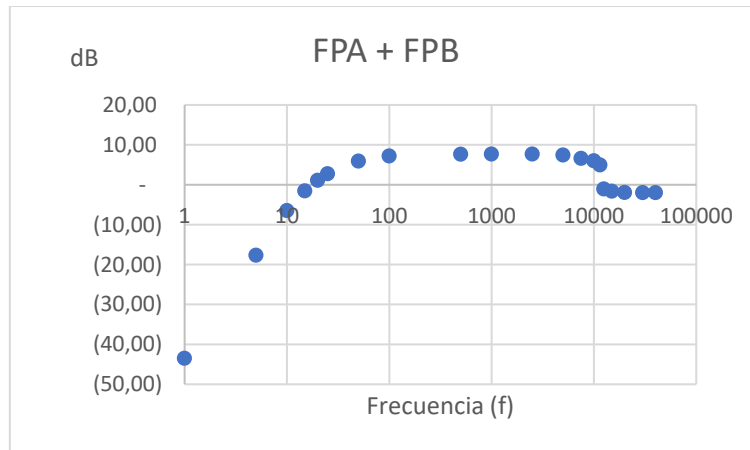


Figura 36. Diagrama de Bode de la unión de ambos filtros

Como se puede observar en la Fig. 33 (Bode Filtro Paso Bajo) y en la Fig. 36, se observa un comportamiento anómalo a partir de los 20 kHz, para determinar las causas de este suceso, se va a analizar el efecto del *Slew Rate (SR)* y del *Gain Bandwith product (GBW)* para el Filtro Paso Bajo, ya que este es el que presentaba inicialmente este comportamiento.

De las hojas de datos del fabricante se obtiene que $SR = 3 \text{ V}/\mu\text{s}$ y $GBW = 1.9 \text{ MHz}$. La ecuación de la frecuencia máxima ($f_{\text{máx}}$) debido al SR es la siguiente:

$$f_{\text{máx}}(SR) = \frac{SR}{2\pi \cdot V_p} \quad (8)$$

donde V_p es la tensión de pico de la señal y posee un valor de 2 V sustituyendo en la ecuación (8), se obtiene una frecuencia máxima debido al SR de 238.73 kHz. La ecuación de la frecuencia máxima ($f_{\text{máx}}$) debido al GBW es la siguiente:

$$f_{\text{máx}}(GBW) = \frac{GBW}{|G_{\text{señal}}|} \quad (9)$$

donde $G_{\text{señal}}$ es la ganancia de la señal del Filtro Paso Bajo, en este caso tiene un valor de 1.43 V/V, sustituyendo en la ecuación (9), se obtiene una frecuencia máxima debido al GBW de 1.33 MHz. Es decir, no se encuentra una justificación del porqué de este comportamiento, debido a que los valores de las frecuencias máximas debidas al SR y GBW están muy alejadas de las frecuencias en las que ocurre el suceso, se presupone que es por un fallo del *Proteus* por el modelaje erróneo del AD820.

Como los Diagramas de Bode resultan necesarios, facilitan la tarea de realizar cálculos teóricos y únicamente dependen del valor de los componentes utilizados, se va a realizar la simulación de estos utilizando el TL081 de Texas Instruments (Dallas, TX, USA). No obstante, el diseño seguirá realizándose con el AD820.

El esquemático del Filtro Paso Alto es el mismo que el que se observa en la Fig. 26, únicamente se ha cambiado el operacional por el TL081 y se ha obtenido el siguiente diagrama de Bode (Ver Figura 37).

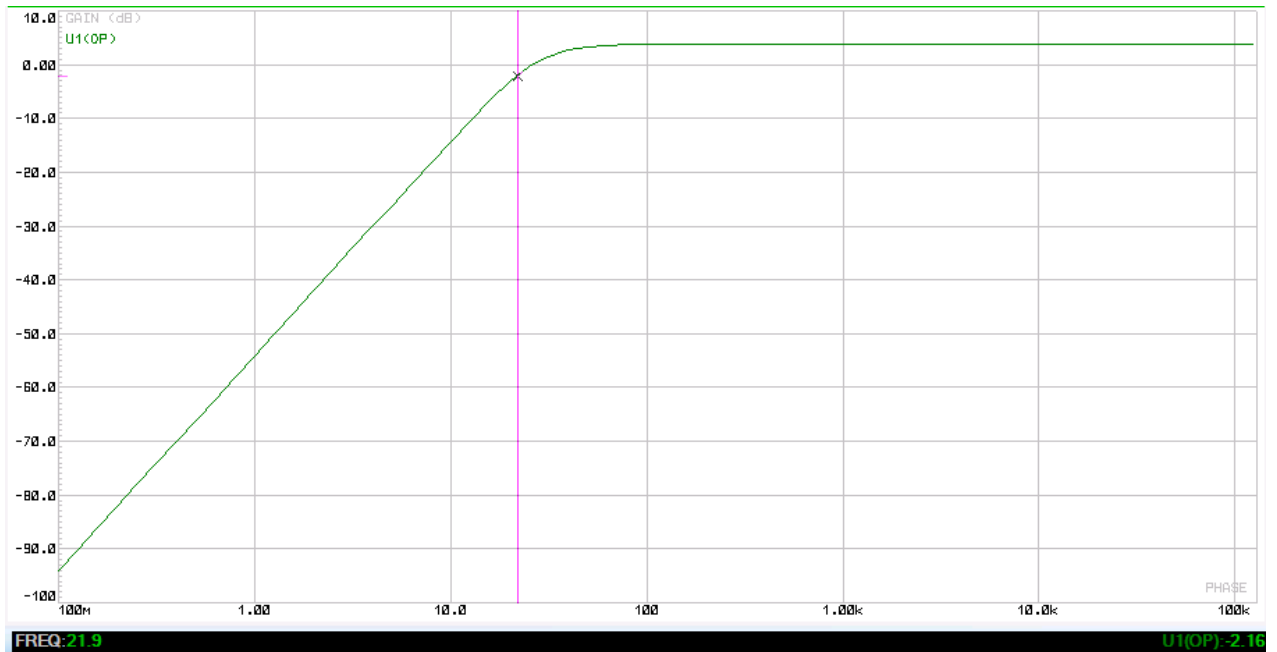


Figura 37. Diagrama de Bode del FPA usando el TL081.

La frecuencia de corte tiene un valor de 21,9 Hz, la ganancia en la banda pasante es de 1.56 V/V y en la banda rechazada es de 40 dB/dec.

El esquemático del Filtro Paso Bajo es el mismo que el que se observa en la Fig. 31, únicamente se ha cambiado el operacional por el TL081 y se ha obtenido el siguiente diagrama de Bode (Ver Figura 38).

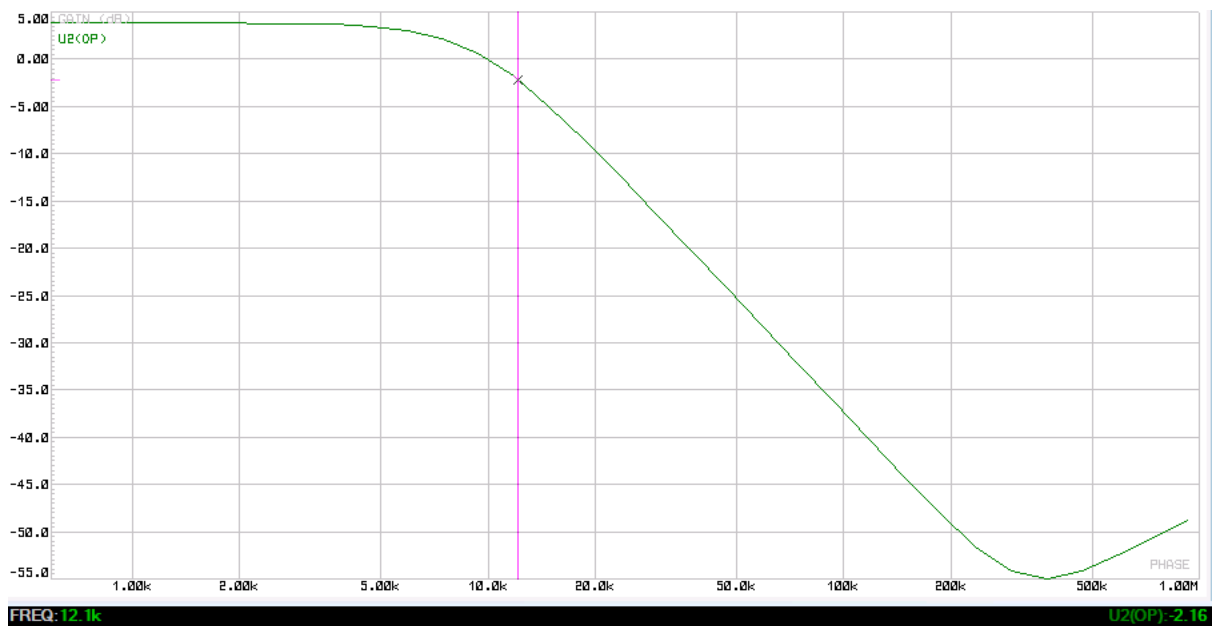


Figura 38. Diagrama de Bode del FPB usando el TL081.

La frecuencia de corte tiene un valor de 12.1 kHz, la ganancia en la banda pasante es de 1.56 V/V y en la banda rechazada es de 40 dB/dec.

Por último, el esquemático de la unión del FPA y FPB es el mismo que el que se observa en la Fig. 35, únicamente se ha cambiado el operacional por el TL081 y se ha obtenido el siguiente diagrama de Bode (Ver Figura 39).

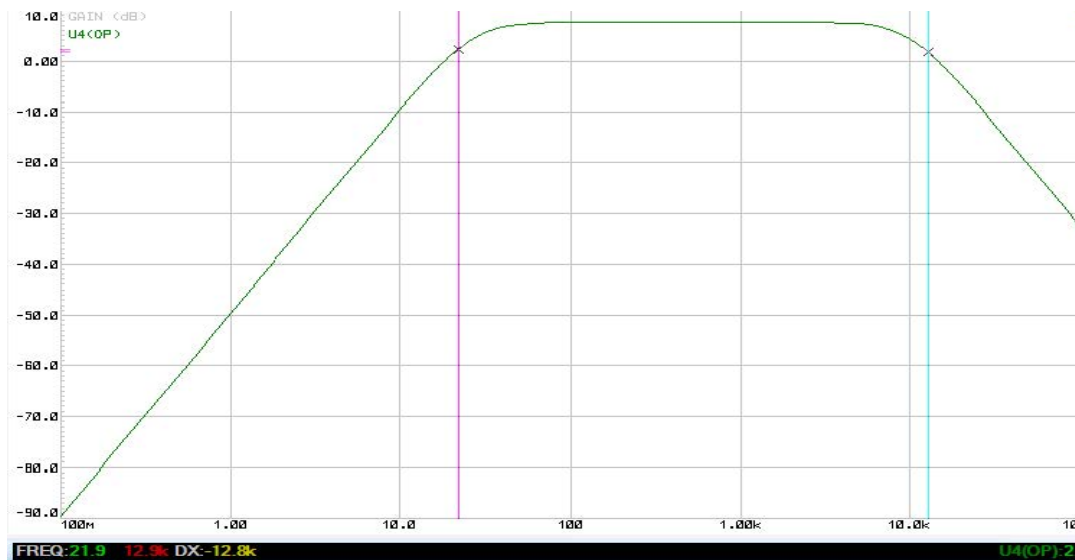


Figura 39. Diagrama de Bode de la unión de FPA y FPB usando el TL081.

La frecuencia de corte inferior tiene un valor de 21.9 Hz, y la frecuencia de corte superior tiene un valor de 12.9 kHz.

3.5. Conversión a valor eficaz (RMS)

En la Figura 40 se observa el circuito integrado AD736 usado para la conversión a RMS con una configuración típica de conexiones extraída de sus hojas de características.

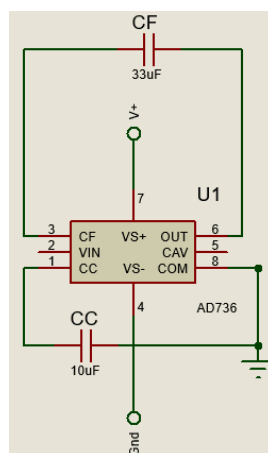


Figura 40. Configuración típica extraída de las hojas de características del fabricante, la señal de entrada se conecta al pin 2, y la salida se localiza en el pin 6.

Para comprobar el funcionamiento del convertor se han introducido señales senoidales, triangulares y cuadradas de 1 V de amplitud en el pin 2. Se ha variado el valor del condensador CF, se ha comparado el valor teórico obtenido de la tensión de salida con el simulado y se ha comparado el tiempo de establecimiento teórico (obtenido del *datasheet*) con el simulado, en la Tabla 8 se pueden observar los resultados.

Tabla 8. Tabla de resultados realizada para comprobar el funcionamiento del AD736.

Tipo de señal	CF (μF)	Vrms (V)	Vrms teórico (V)	te99% (s)	te99% teórico (s)
Senoidal	3.3	0.64	0.707	0.126	0.12
	33	0.64	0.707	1.2	1.2
Triangular	3.3	0.556	0.707	0.119	0.12
	33	0.556	0.707	1.2	1.2
Cuadrada	3.3	1.09	1	0.113	0.12
	33	1.09	1	1.17	1.2

Como se observa el convertor funciona correctamente, hay una pequeña variación entre en valor teórico y el simulado, al conectar el condensador CAV esta diferencia se reduce en gran medida.

El siguiente paso es conectar el AD736 con la salida del Filtro C, y escoger correctamente los valores de los condensadores CAV y CF. El esquemático es el que se puede observar en la Figura 41.

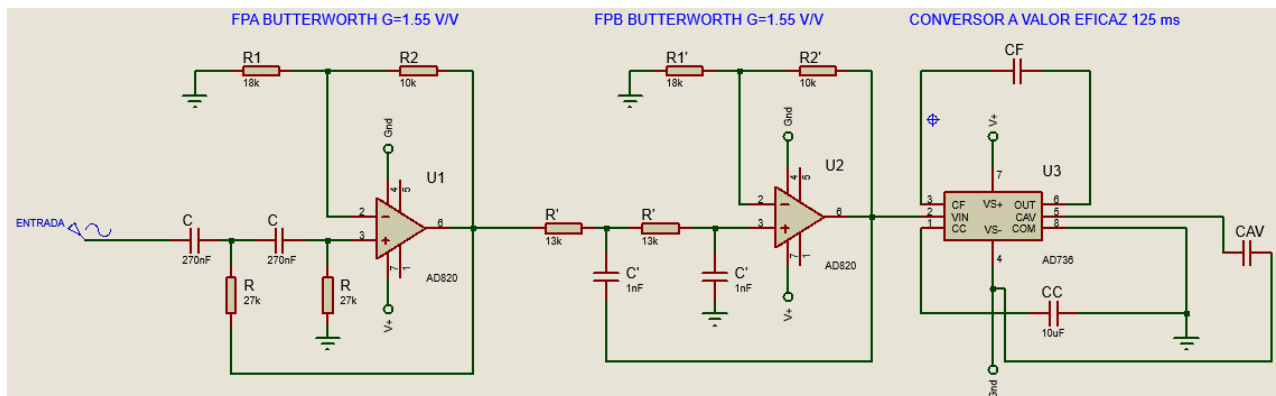


Figura 41. Esquemático parcial del proyecto, se puede observar el FPA, FPB y el AD736.

Como señal de entrada, se usará una senoidal de 1 V de amplitud y 1 kHz de frecuencia, esta onda será amplificada por el FPA y FPB, obteniendo a su salida una onda de 2.42 V de amplitud sin semiciclos negativos.

Es necesario determinar el valor de los condensadores CAV y CF, para ello, se deben cumplir 2 condiciones. La primera de ellas es que la señal de salida tenga una amplitud de 1.21 V, la segunda condición es que el tiempo de establecimiento (al 99%) sea de 125 ms. En la Tabla 9 se pueden observar distintos valores de ambos condensadores, primero siguiendo los valores aconsejados por el fabricante y después variando estos valores con prueba y error hasta cumplir ambas especificaciones.

Tabla 9. Valores de los condensadores CF y CAV para cumplir el tiempo de establecimiento y la tensión de salida deseada.

	CF (μF)	CAV (μF)	Vrms (V)	te99% (ms)
Valores obtenidos del dts.	3.3	Sin conectar	0.78	104
	10	Sin conectar	0.78	360
	10	150	1.2	700
Valores prueba y error	3.3	150	1.2	600
	1	150	1.2	500
	1	100	1.2	320
	1	50	1.21	180
	1	33	1.21	115
	1	39	1.21	13
	1.6	33	1.21	122
	1.8	33	1.21	125

Observando la tabla, los valores de condensadores que cumplen las dos condiciones son los que se encuentran resaltados en verde, es decir: CF = 1.8 μF y CAV = 33 μF .

Una vez configurado correctamente el AD736, la salida de este se conectará a la etapa de ganancia de 1.43 V/V, el diagrama de esta nueva etapa es el que se puede observar en la Figura 42.

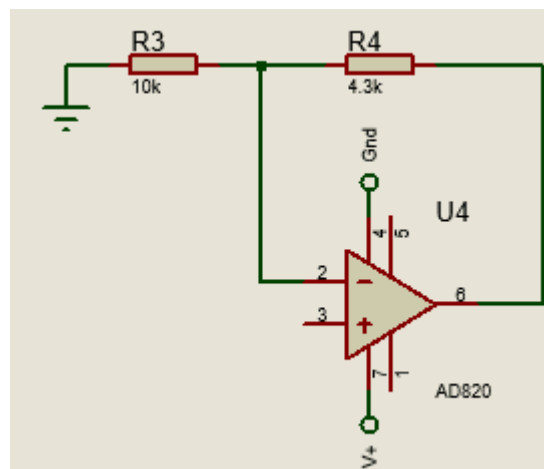


Figura 42. Esquemático de la etapa de ganancia amplificadora de valor 1.43 V/V.

Para comprobar el funcionamiento de esta etapa se introduce una señal senoidal de 1 V de amplitud en el pin 3, se conecta una *Probe Mode* al pin 6 y se deriva a un gráfico de análisis temporal, este gráfico se puede observar en la Figura 43.

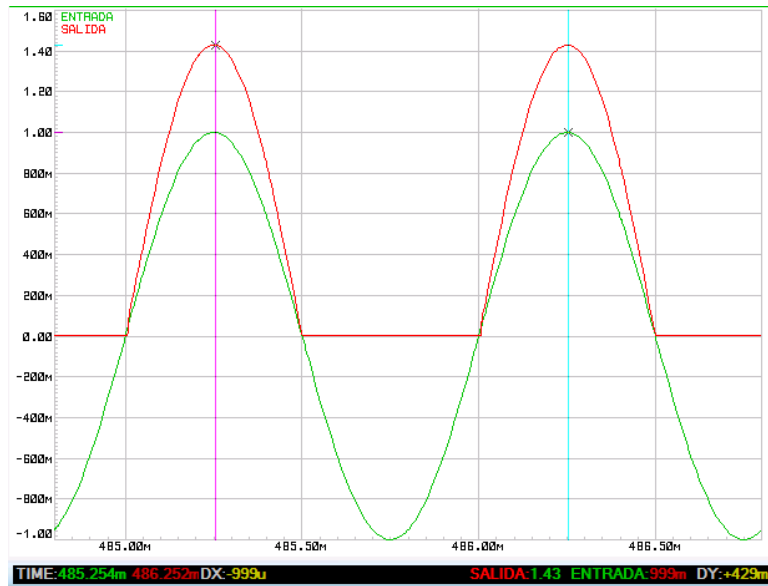


Figura 43. Análisis temporal de la etapa de ganancia de 1.43 V/V. En verde se observa la señal de entrada, con una amplitud de 1 V. En rojo se observa la señal de entrada con una amplitud de 1.43 V.

Como se observa en la Fig. 43, la señal de salida posee una amplitud de 1.43 V y la de entrada una amplitud de 1 V. Consecuentemente, la ganancia, es decir el cociente entre la señal de salida y la de entrada es 1.43 V/V. Se confirma el correcto funcionamiento de esta etapa

3.6. Sistema analógico

En este apartado se van a plasmar los resultados obtenidos de toda la parte analógica del proyecto. Esta parte abarca el Filtro C, el convertor a valor eficaz y la etapa de ganancia amplificadora. En *Proteus* no se encuentra modelado ningún convertidor logarítmico como el LOG104, por lo que esta etapa no se ha podido diseñar.

En la Figura 44 se puede observar el esquemático del sistema analógico. Los resultados son los que se pueden observar en la Tabla 10 Como señal de entrada se ha utilizado una señal senoidal de 1 V de amplitud. La salida de cada etapa se ha comparado con su valor teórico.

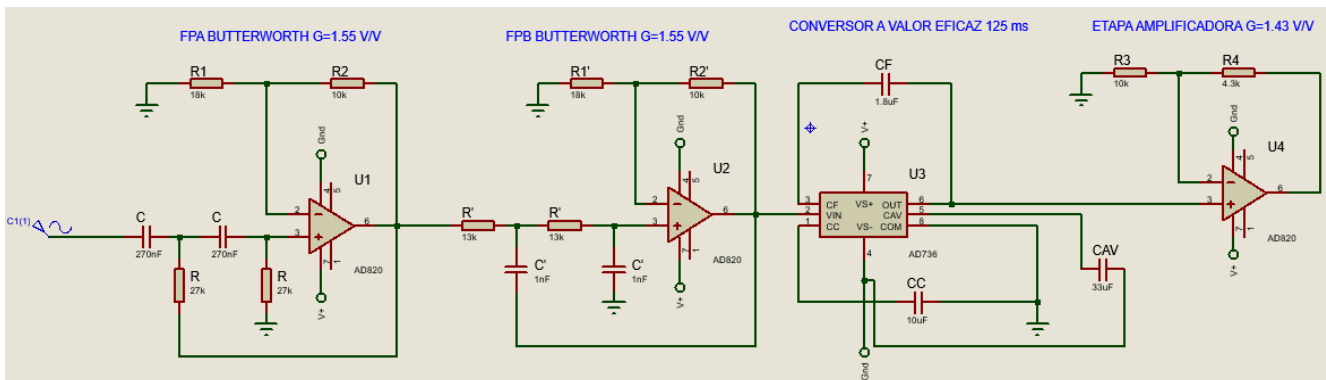


Figura 44. Esquemático de la parte analógica del proyecto.

Tabla 10. Resultados teóricos y simulados de la parte analógica.

Frecuencia (Hz)	Salida FPA (V)	Salida FPA teo. (V)	Salida FPB (V)	Salida FPB teórica (V)	Salida AD736 (V)	Salida AD736 teórica (V)	Salida Etapa amp. (V)	Salida Etapa amp. teo. (V)
1	0.00396	0.00385	0.00634	0.006	0.0061	0.003	0.0087	0.00429
100	1.46	1.46	2.27	2.27	1.14	1.14	1.62	1.62
1k	1.55	1.556	2.41	2.42	1.21	1.21	1.72	1.73
10k	1.55	1.556	1.89	1.87	1.03	1.01	1.48	1.44
20k	1.55	1.556	0.7605	0.75	0.82	0.81	1.16	1.16

Tras obtener los resultados, se analiza el offset total del sistema para ver su aportación sobre la señal de salida. Para ello se cortocircuita la entrada del sistema, se conecta una *Probe Mode* al pin 6 del último operacional y se realiza un análisis temporal, obteniendo un valor de offset de 8.7 mV.

Como se puede observar en la Tabla 10 el sistema funciona correctamente para las frecuencias deseadas, es decir las que coinciden con el rango de audición (20 – 20 kHz).

En el caso de 1 Hz, la señal es atenuada por el filtro. Por otra parte, el valor de offset es amplificado por el filtro, y finalmente la salida coincide con el valor de offset, debido a que el valor de offset es mayor que el de la señal de 1 Hz.

Al obtener un valor significativo de offset, se pensó en reducir este de manera analógica. Realizando un circuito corrector de offset, pero esto no resulta posible, ya que para este tipo de circuitos lo que se hace es restar un valor de tensión continua a la señal de salida. Esta tensión se puede variar mediante un potenciómetro. Esto no resulta posible ya que para obtener una tensión de valor negativo consecuentemente es necesaria una tensión de alimentación negativa, cosa que en este sistema no resulta posible por el uso de una única pila. La reducción del offset se tratará de realizar de manera digital durante la programación del microcontrolador.

3.7. Visualización

Para visualizar la magnitud deseada (decibelios) se utiliza un microprocesador (Arduino UNO) un LCD (4x20) y un reloj a tiempo real (RTC). Este RTC sirve para mostrar la fecha y la hora de la medición realizada. En la Figura 45 se observa el diagrama de esta etapa.

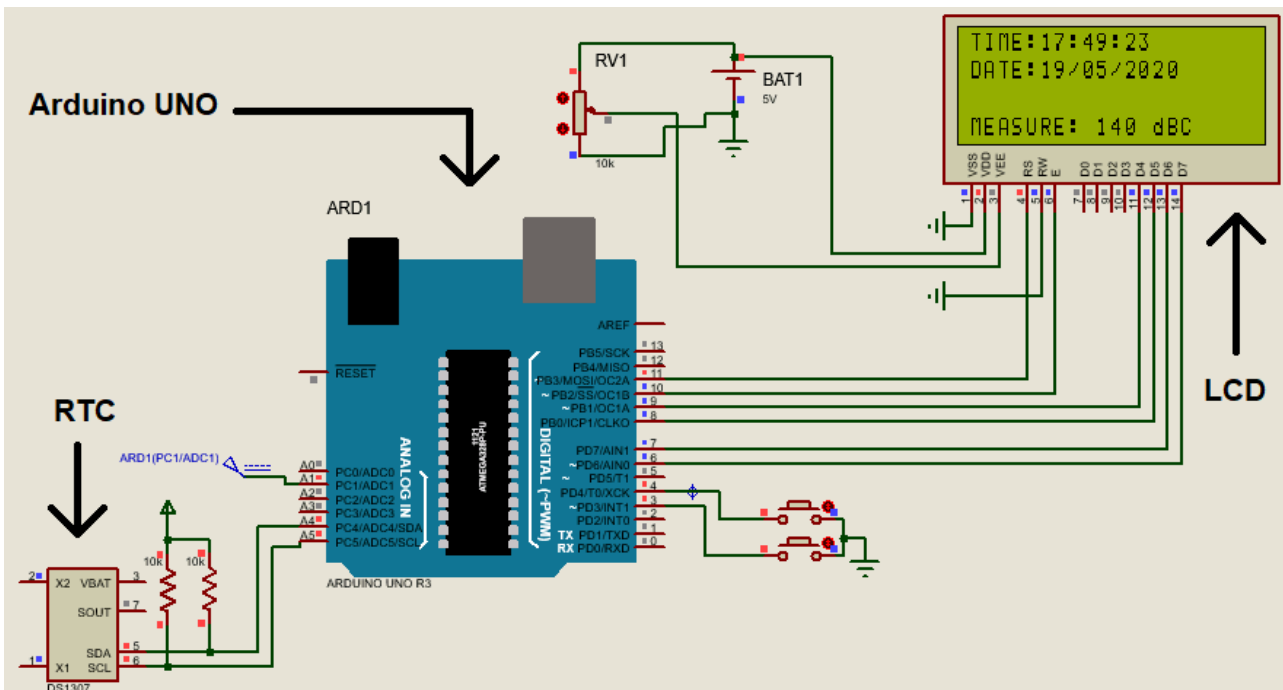


Figura 45. Etapa de visualización formada por el RTC, el Arduino y el LCD.

La señal de salida de la etapa amplificadora de 1.43 V/V se conecta al pin A1 del Arduino para su procesamiento. En este caso se ha introducido una señal de 3.43 V, este valor es el máximo valor que se obtiene a la salida cuando a la entrada del sistema hay un ruido de 140 dB.

Mediante los pulsadores conectados a los pines digitales 3 y 4 se puede cambiar la fecha y la hora. En el LCD se visualizan los datos de fecha y hora en las 2 primeras filas, mientras que en la última fila se visualiza la medición en dBC, la C en las unidades viene dada por el filtro de ponderación utilizado. Sin en lugar de usar el filtro C se hubiese utilizado el filtro A, la unidad sería dBA, esto viene establecido por la normativa

En la Figura 46 se observa el flujograma del código principal realizado para el procesamiento de la señal en Arduino.

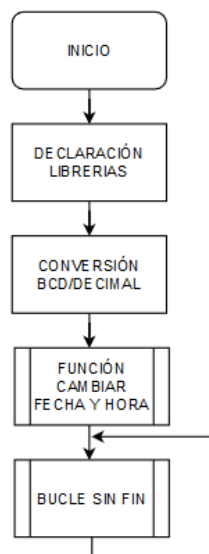


Figura 46. Flujograma del código principal.

En primer lugar, se declaran las librerías a utilizar, después se realiza una conversión BCD/Decimal necesaria para poder representar valores en el LCD. Posteriormente se accede a una función para cambiar la fecha/hora en el LCD, el flujograma de esta función se puede observar en la Figura 47. El código finaliza con el bucle sin fin, el flujograma de este es el de la Figura 48.

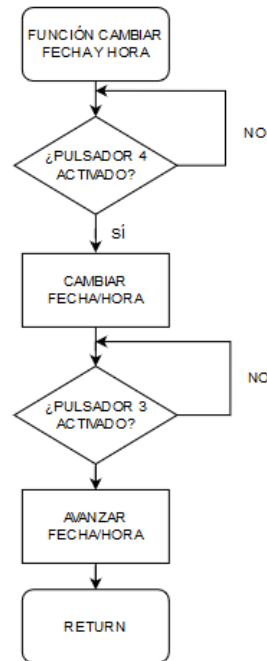


Figura 47. Flujograma de la función que sirve para cambiar la fecha o la hora.

Al accionar el pulsador situado en el pin digital 4 comienza esta función, cada vez que se acciona este pulsador se avanza en la hora (formato: horas/minutos/segundos) o en la fecha (formato: día/mes/año). Es decir, la primera vez que se pulse se podrá variar la hora, la hora se varía presionando el pulsador 3. La segunda vez que se pulse se podrá variar el minuto, el minuto se varía presionando el pulsador 3. Así sucesivamente hasta llegar al año, al variar el año esta función finaliza y el código continúa.

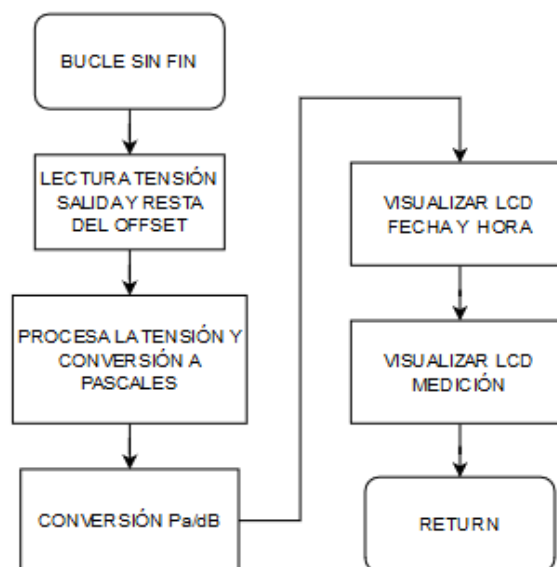


Figura 48. Flujograma del bucle sin fin.

En primer lugar, se lee la tensión de salida del sistema analógico, esta va conectada al pin A1. A esta tensión se le resta el offset de 8.7 mV, posteriormente se procesa, se convierte a Pascales y posteriormente a decibelios. Para finalizar se escribe en el LCD la fecha, hora y la medición realizada.

4. Resultados sistema completo.

Para determinar si los resultados simulados son correctos, se ha hecho la conversión de dB a Pascales y de Pascales a Voltios. Una vez conocido el valor de la tensión esta ha sido introducida en el sistema y los resultados son los que se pueden observar en la Tabla 11.

Tabla 11. Resultados simulados en *Proteus*.

dB Teóricos	Tensión entrada	Tensión salida	dB Simulados
0	0 V	8.7 mV	0
10	632 nV	8.7 mV	0
20	2 μ V	8.7 mV	0
40	20 μ V	8.7 mV	0
50	63.2 μ V	8.7 mV	0
80	2 mV	11.7 mV	83
90	6.32 mV	12.4 mV	90
100	20 mV	34.4 mV	100
120	0.2 V	0.34 V	120
140	2 V	3.4 V	140

En la Tabla 11 se puede observar el efecto del offset, hasta que la tensión de salida del sistema no es mayor que la tensión de offset el sistema no funciona correctamente. Consecuentemente se ha realizado la Tabla 12 con los valores teóricos de la tensión etapa por etapa su conversión a Pa y posteriormente a dB sin tener en cuenta el offset.

Tabla 12. Salida teórica sin tener en cuenta el offset.

dB	Entrada	Etapa 1	Etapa 2	Etapa 3	Etapa 4	Conv_1	Conversión Pa	dB
0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0.632 μ V	0.98 μ V	1.52 μ V	0.76 μ V	1.08 μ V	0.63 μ V	6.32 μ Pa	9.99
20	2 μ V	3.1 μ V	4.8 μ V	2.4 μ V	3.44 μ V	2 μ V	200 μ Pa	20.00
40	20 μ V	31 μ V	48 μ V	24 μ V	34.3 μ V	20 μ V	2 mPa	40.00
50	63.2 μ V	97 μ V	150 μ V	76 μ V	110 μ V	63.2 μ V	6.32 mPa	49.99
80	2 mV	3.1 mV	4.8 mV	2.4 mV	3.4 mV	1.9 mV	0.2 Pa	80.00
90	6.32 mV	9.8 mV	15 mV	7.6 mV	11 mV	6.3 mV	0.63 Pa	89.99
100	20 mV	31 mV	48 mV	24 mV	34 mV	19 mV	1.99 Pa	100.00
120	0.2 V	0.31 V	48 mV	0.24 V	0.34 V	0.2 V	19.9 Pa	120.00
140	2 V	3.1 V	4.8 V	2.4 V	3.44 V	2 V	199.9 Pa	140.00

Si se consiguiese eliminar el offset, el sistema funcionaría a la perfección, como se puede observar en la Tabla 12.

Se ha representado en un gráfico la respuesta (Ver Figura 49), colocando en el eje de ordenadas los dB teóricos y en el de abscisas la tensión de salida (Vout), esta corresponde con la tensión de la etapa 4.

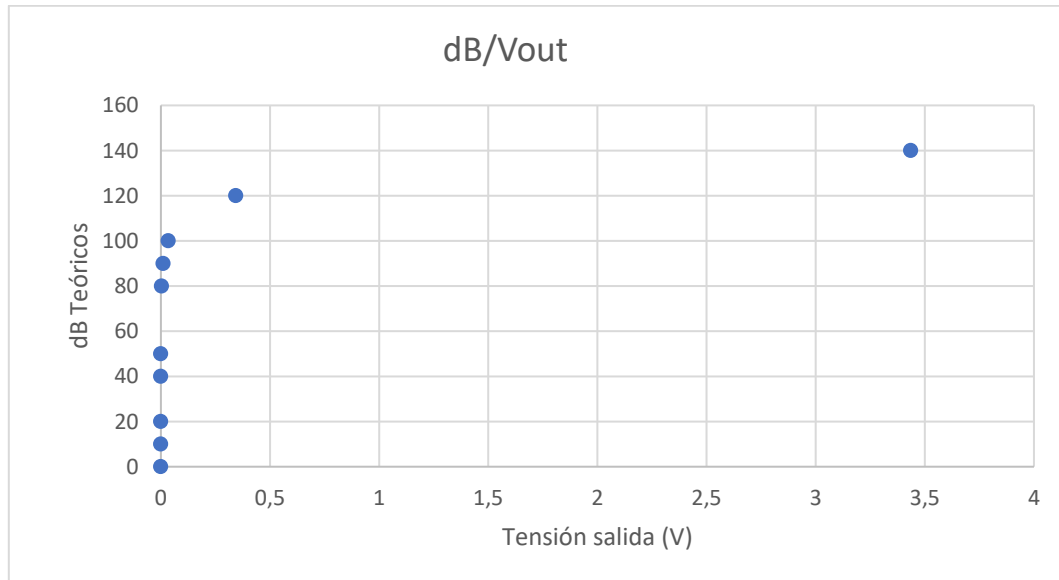


Figura 49. Representación de los decibelios teóricos respecto de la tensión de salida del sistema.

Se corresponde con la curva de una función logarítmica. Se puede concluir que la eliminación del offset es un proceso complicado, pero necesario.

4.1. Análisis teórico error de offset

Se va a realizar el cálculo del error de offset debido a la tensión de offset y corrientes de polarización, debido a que el resultado obtenido por la simulación, cuyo valor es de 8.7 mV, supone un error de 0.35 Pa equivalentes a 85 dB, este es un valor elevado dentro de nuestro rango. Al ser resultado de una simulación, se desea corroborar que este offset es producto del diseño y no por fallo del programa de simulación. Solo se ha analizado este tipo de error, ya que los demás errores (ruidos internos, térmicos, etc.) son de varios órdenes de magnitud menores respecto de este.

Cabe destacar que este error es notable en valores bajos en la medición, como se puede observar en la Figura 50 (resulta evidente, ya que es una respuesta de tipo logarítmica).

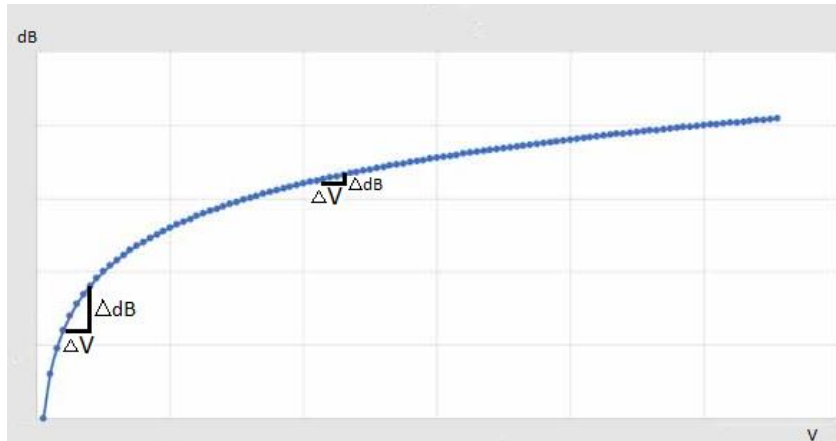


Figura 50. Gráfico en el que en el eje de ordenadas se sitúan los dB y en el de abscisas la tensión. Una misma variación de la tensión supone una mayor variación de los decibelios en la zona baja de la función que en la zona alta.

Por ejemplo, al medir un sonido de unos 50 dB (6.32 mPa), este error supone una variación de 50 ± 35 dB. En contraposición en valores cercanos al límite superior como 130 dB (63.25 Pa) este error supone una variación de 130 ± 0.49 dB.

Para ello se han obtenido los siguientes datos del *datasheet* del **AD820**: $V_{IO} = 1.2$ mV ; $I_{IB} = 5$ nA ; $I_{IO} = 0.5$ nA y del **AD736**: $V_{OO} = 0.5$ mV. Se ha considerado el caso peor, y se han escogido los valores correspondientes a la máxima temperatura y los valores máximos proporcionados por el fabricante.

Para realizar los cálculos es necesario disponer de la *Noise Gain* (NG), ganancia (G) y resistencias equivalentes de Thevenin (R_{TH}) de cada etapa. A modo de recordatorio, la 1ª etapa es el Filtro Paso Alto, la 2ª etapa es el Filtro Paso Bajo, la 3ª etapa es el convertidor a valor eficaz y la última etapa (4ª), es la etapa amplificadora.

Haciendo uso del esquemático proporcionado (Fig. 44), los valores y referencias de las resistencias son: $R = 27$ kΩ, $R_1 = 18$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ, $R' = 13$ kΩ, $R_1' = 18$ kΩ, $R_2' = 10$ kΩ, $R_3 = 10$ kΩ, $R_4 = 4.3$ kΩ. Por lo tanto:

$$NG_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1}; G_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1}; R_{TH1+} = 27 \text{ k}\Omega; R_{TH1-} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 6.43 \text{ k}\Omega$$

$$NG_2 = 1 + \frac{R_2'}{R_1'}; G_2 = 1 + \frac{R_2'}{R_1'}; R_{TH2+} = 2 \cdot R' = 26 \text{ k}\Omega; R_{TH2-} = \frac{R_1' \cdot R_2'}{R_1' + R_2'} = 6.43 \text{ k}\Omega$$

Respecto a la 3ª etapa, el fabricante solo aporta la tensión de offset a la salida (V_{OO}), por lo tanto, se considera que la ganancia y la *Noise Gain* de esta etapa son unitarias.

Respecto a la cuarta:

$$NG_4 = 1 + \frac{R_4}{R_3}; G_4 = 1 + \frac{R_4}{R_3}; R_{TH4+} = 0 \Omega; R_{TH4-} = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} = 3 \text{ k}\Omega$$

4.1.1. Efecto de las tensiones de offset propias de cada circuito integrado

El efecto del offset de un operacional y del convertidor a valor eficaz, será multiplicado por su propia *Noise Gain* y las Ganancias de las etapas posteriores en el caso de que

las hubiese. El sumatorio total de estos productos resulta ser el offset total respecto a las tensiones de offset. Es decir:

$$V_S(V_{IO}) = (V_{IO} \cdot NG_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4) + (V_{IO} \cdot NG_2 \cdot G_3 \cdot G_4) + (V_{OO} \cdot NG_3 \cdot G_4) + (V_{IO} \cdot NG_4) = 9.25 \text{ mV}$$

Por lo tanto, el offset total debido a las tensiones de offset tiene un valor de 9.25 mV

4.1.2. Efecto de las corrientes de polarización de los AOs

El siguiente paso es obtener el offset debido a las corrientes de polarización, esta tensión resulta de aplicar la siguiente ecuación: $V_d = I_{IB} \cdot |R_{TH-} - R_{TH+}| + I_{IO} \cdot \frac{R_{TH+} + R_{TH-}}{2}$. Esta tensión V_d , debe multiplicarse por la *Noise Gain* de cada etapa para conocer su efecto en la salida de dicha etapa, y luego debe multiplicarse por las ganancias de señal del resto de etapas hasta llegar a la salida. Es decir:

$$V_S(I) = (V_{d1} \cdot NG_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4) + (V_{d2} \cdot NG_2 \cdot G_3 \cdot G_4) + (V_{d4} \cdot NG_4) = 643.04 \text{ } \mu\text{V}$$

Por lo tanto, el offset total debido a las corrientes de polarización tiene un valor de 643.04 μV . Cabe destacar que el offset del conversor eficaz (AD736) no aparece en esta ecuación, ya que se ha usado previamente.

Consecuentemente, el offset total debido a la tensión de offset y a las corrientes de polarización es:

$$V_S(\text{offset}) = V_S(V_{IO}) + V_S(I) = \pm 9.89 \text{ mV}$$

Se observa que el offset calculado analíticamente (9.89 mV) es parecido al simulado con Proteus (8.70 mV). En la Figura 51 se muestra la aportación al offset de la tensión de offset, corrientes de polarización y del conversor a valor eficaz.

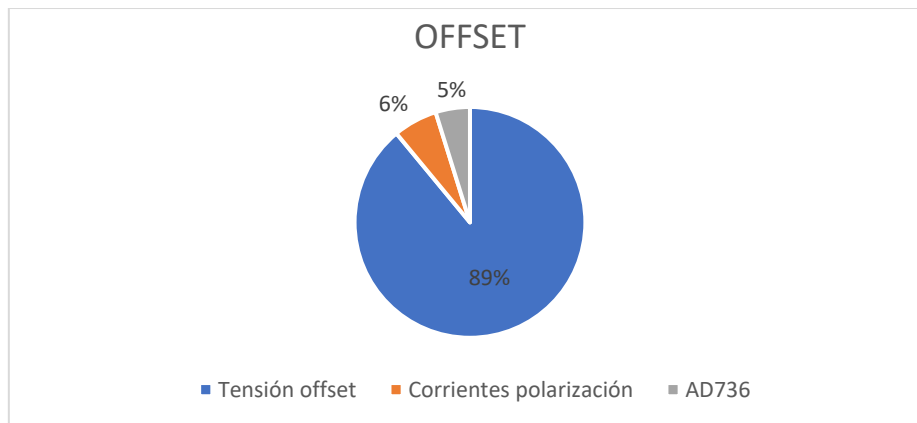


Figura 51. Diagrama de tarta de la aportación de la tensión de offset, corrientes de polarización y AD736 sobre el total, la tensión de offset es la mayoritaria, un 89%.

Para reducir este offset se plantean 3 posibles soluciones:

La primera de ellas es la utilización de un circuito compensador del error de offset haciendo uso de un circuito sumador/restador basado por ejemplo en un potenciómetro. Mediante la posición de un potenciómetro se dispondría de una tensión que se sumaría o restaría a la tensión de salida del circuito. Esta solución acarrea coste adicional en la producción, debido a que habría que añadir otra etapa, se necesitaría personal capacitado para realizarla, y además no se puede asegurar que la posición del potenciómetro no varíe si sufre una exposición a altas temperaturas o a golpes. Además, no parece sencillo generar una señal de 0 dB a la entrada para poder llegar a cabo la calibración, por lo que se haría a partir de un patrón fijado en otro punto de la escala, por ejemplo 80 dB. La disposición del equipo de calibración también supone un coste adicional.

La segunda solución sería utilizar un microcontrolador de mayor número de bits, para captar correctamente las bajas medidas. Cabe recordar que el microcontrolador se utiliza para realizar la conversión de la tensión de salida analógica en dB's para su posterior visualización. El microcontrolador utilizado en esta simulación es de 10 bits, lo

que supone una resolución de $\frac{5}{2^{10}} = 4.89 \text{ mV}$, lo que equivale a 1 LSB. Suponiendo el caso de que se deseara una resolución de 10 dB (632 nV), se necesitaría un microcontrolador cuyo valor analógico de 1 LSB fuera $632 \text{ nV} = \frac{5}{2^n} \rightarrow n \geq 22 \text{ bits}$. Esto aumentaría el precio de producción de manera exagerada, debido al coste del nuevo microcontrolador. La reducción de este offset se realizaría de manera digital (mediante programación, restando o sumando este).

La última solución que se plantea y resultaría posiblemente más adecuada es la utilización de Amplificadores Operacionales estabilizados por *Chopper*. Estos ofrecen unos valores de offset muy reducidos. Por ejemplo, el AD8628 (Analog Devices, Norwood, EE. UU.), posee las siguientes características (tomando los valores máximos, en el peor caso, es decir a máxima temperatura): $V_{IO} = 10 \mu\text{V}$; $I_{IB} = 1.5 \text{ nA}$; $I_{IO} = 250 \text{ pA}$. En nuestro sistema esto supondría un error total de offset de $\pm 0.9 \text{ mV}$. Teniendo

en cuenta que la aportación del AD736 es de 0.5 mV, es una reducción del offset de aproximadamente del 90%.

En resumen, el offset es un error sistemático indeseado que aparece en los circuitos electrónicos, difícil de tratar. La solución que mejor se adapta en este caso para la reducción de este es la utilización de Amplificadores Operacionales estabilizados por *Chopper*, debido a las características que estos ofrecen.

5. Conclusiones

Durante el desarrollo del documento se ha descrito el diseño y la simulación de un sonómetro alimentado mediante una única pila. Se ha basado en un micrófono tipo *electret*, una ponderación frecuencial tipo C, una ponderación temporal *Fast* y una visualización realizada con Arduino y un LCD.

Para captar la magnitud de interés, se ha utilizado un micrófono *electret* con un circuito de amplificación. A la salida de este se encuentra una señal de amplitud variable entre 200 nV y 2V, proporcional a 0 dB y 140 dB. Los 200 nV se han considerado 0 V, ya que es un orden de magnitud muy reducido.

Dicha señal se introduce en un filtro de ponderación frecuencial tipo C, basado en un Filtro Paso Alto seguido de un Filtro Paso Bajo. Para estos filtros se ha seguido una estructura *Sallen-Key* con respuesta *Butterworth* y una caída de 40 dB/dec, es decir son filtros de 2º orden.

La señal de salida de este filtro se convierte a valor eficaz utilizando el circuito integrado AD736. Realizando una configuración de pines determinada, analizada en el apartado de "Verificación por Simulación" se consigue un tiempo de establecimiento de 125 ms, por lo que se cumple la especificación instada por la normativa. Por el hecho de utilizar una alimentación *single-supply*, se eliminaban los semiciclos negativos de la señal, por lo que había una pérdida de información. Se realizó una etapa de amplificación para contrarrestar esta pérdida de información. Esta etapa se basa en un Amplificador Operacional en modo No Inversor, con una ganancia de 1.43 V/V.

En el caso del montaje práctico, se utilizaría el LOG104 para conseguir que la señal estuviese en forma de escala logarítmica. Pero debido a que el proyecto se tuvo que realizar mediante una simulación debido al estado de confinamiento por el COVID-19, este circuito integrado no se encontraba modelado, por lo que el proyecto tuvo que avanzar sin esta etapa.

La salida de la etapa de ganancia de 1.43 V/V se conecta directamente al microcontrolador Arduino. Siguiendo el código localizable en el Anexo I, se configura el microcontrolador para que sobre el LCD se muestre la hora, fecha y medición realizada. Con los botones conectados a los pines digitales, se puede configurar la fecha y la hora.

Las medidas realizadas en la simulación demuestran el correcto funcionamiento de las etapas. Al agrupar todo el sistema y realizar las simulaciones finales se localiza un offset indeseado, tras realizar un análisis se determina que este surge de los Amplificadores Operacionales utilizados.

En conclusión, se ha conseguido realizar un sonómetro alimentado mediante una única pila. El cual sigue la norma IEC 61672-1:2013 (Electroacústica. Sonómetros. Parte 1: Especificaciones) para el caso de la ponderación frecuencial C y temporal *Fast*. El sistema mide desde los 80 dB hasta los 140 dB. Se podría conseguir un aumento de este rango usando Amplificadores Operacionales estabilizados por Chopper, esto conlleva un aumento en el presupuesto.

5.1. Dificultades en la realización del TFG

Al trasladar el trabajo del proyecto del laboratorio al domicilio particular, los días invertidos a familiarizarse con los componentes, ver su funcionamiento, realizar montajes fueron días gastados en vano.

Una vez comenzó la simulación del proyecto, se realizó una nueva búsqueda de componentes y algunos no se encontraban modelados como el TLV2370 o el LOG104, se buscaron soluciones alternativas. Además, algunos modelajes de *Proteus* no están correctamente realizados y se encontraron fallos como por ejemplo los diagramas de Bode que se realizaron mediante Excel, y este trabajo aumentó el tiempo invertido en gran medida. Ya que con *Proteus* es cuestión de segundos obtener un diagrama de Bode y con Excel se tiene que obtener punto por punto.

5.2. Líneas de desarrollo futuro

Para este proyecto, se podría evitar la etapa de ganancia de 1.43 V/V utilizando una alimentación simétrica, por lo que se necesitaría otra pila de 9 V y un regulador de tensión de -5 V como el 7905, los circuitos se alimentarían con esta tensión por su pin de alimentación negativa.

Otra mejora que se plantea es la utilización de Amplificadores Operacionales estabilizados por Chopper, con estos se reduciría el offset y consecuentemente se mejoraría el rango de salida y por lo tanto la visualización.

6. Referencias

1. Sonido. En: Wikipedia, la enciclopedia libre [Internet]. 2020 [consultado 14 de marzo de 2020]. Disponible en:
<https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Sonido&oldid=124242348>
2. Frecuencia. En: Wikipedia, la enciclopedia libre [Internet]. 2020 [consultado 14 de marzo de 2020]. Disponible en:
<https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Frecuencia&oldid=123675406>
3. Amplitud (física). En: Wikipedia, la enciclopedia libre [Internet]. 2020 [consultado 14 de marzo de 2020]. Disponible en:
[https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Amplitud_\(f%C3%ADsica\)&oldid=124141804](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Amplitud_(f%C3%ADsica)&oldid=124141804)
4. Sears A, Jacko JA. The Human-Computer Interaction Handbook: Fundamentals, Evolving Technologies and Emerging Applications, Second Edition. CRC Press; 2007. 1386 p.
5. Decibelio. En: Wikipedia, la enciclopedia libre [Internet]. 2020 [consultado 14 de marzo de 2020]. Disponible en:
<https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Decibelio&oldid=123754665>
6. Macías M. Física Conceptos y Aplicaciones - Paul Tippens - Séptima Edición. [consultado 29 de mayo de 2020]; Disponible en:
https://www.academia.edu/18166499/Fisica_Conceptos_y_Aplicaciones_-_Paul_Tippens_-_Septima_Edicion
7. Cavassa CR. Seguridad industrial: un enfoque integral. Editorial Limusa; 1991. 512p.
8. El Sistema Auditivo – Beginnings [Internet]. [consultado 15 de marzo de 2020]. Disponible en: <https://ncbegin.org/es/el-sistema-auditivo/>
9. Curva isofónica. En: Wikipedia, la enciclopedia libre [Internet]. 2020 [consultado 3 de marzo de 2020]. Disponible en:
https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Curva_isof%C3%B3nica&oldid=123638426
10. Tipos de pilas: guía completa con las pilas y baterías que existen [Internet]. Actitud ecológica. 2017 [consultado 11 de mayo de 2020]. Disponible en:
<https://actitudecologica.com/tipos-de-pilas/>



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**DISEÑO Y DESARROLLO DE UN EQUIPO ELECTRÓNICO PARA
LA MEDIDA DEL NIVEL DE PRESION SONORA.**

ANEXO I. CÓDIGO MICROCONTROLADOR ARDUINO

TRABAJO FINAL DEL

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

REALIZADO POR

AMMER GANIC

TUTORIZADO POR

ENRIQUE BERJANO ZANÓN

CURSO ACADÉMICO: 2019/2020

```

#include <LiquidCrystal.h> //Librería LCDs
#include <math.h> //Librería funciones matemáticas
#include <Wire.h> //Librería protocolos del rtc

LiquidCrystal lcd(11, 10, 9, 8, 7, 6); //Declaración LCD
float offset = 8.77 * pow(10, -3); //función pow para ponerlo como milis y no poner todo el número
float pref = 20 * pow(10, -6);
float pascales = 0;
void setup()
{

    lcd.begin(20, 4); //Inicialización LCD
    lcd.setCursor(0, 0);

    pinMode(4, INPUT_PULLUP);           // boton 1 en el pin 4
    pinMode(3, INPUT_PULLUP);           // boton 2 en el pin 3

    Wire.begin();

}

//FUNCIONES
char Time[] = "TIME: : : ";
char Calendar[] = "DATE: / /20 ";
byte i, second, minute, hour, date, month, year;

void DS1307_display() {
    // Conversión BCD a decimal
    second = (second >> 4) * 10 + (second & 0x0F);
    minute = (minute >> 4) * 10 + (minute & 0x0F);
    hour = (hour >> 4) * 10 + (hour & 0x0F);
    date = (date >> 4) * 10 + (date & 0x0F);
    month = (month >> 4) * 10 + (month & 0x0F);
    year = (year >> 4) * 10 + (year & 0x0F);
    // Conversión final

```

```

Time[12] = second % 10 + 48;
Time[11] = second / 10 + 48;
Time[9] = minute % 10 + 48;
Time[8] = minute / 10 + 48;
Time[6] = hour % 10 + 48;
Time[5] = hour / 10 + 48;
Calendar[14] = year % 10 + 48;
Calendar[13] = year / 10 + 48;
Calendar[9] = month % 10 + 48;
Calendar[8] = month / 10 + 48;
Calendar[6] = date % 10 + 48;
Calendar[5] = date / 10 + 48;
lcd.setCursor(0, 0);
lcd.print(Time);
lcd.setCursor(0, 1);
lcd.print(Calendar);
}
void blink_parameter() {
  byte j = 0;
  while (j < 10 && digitalRead(3) && digitalRead(4)) {
    j++;
    delay(25);
  }
}
//Función para cambiar los datos del LCD
byte edit(byte x, byte y, byte parameter) {
  char text[3];
  while (!digitalRead(4));
  while (true) {
    while (!digitalRead(3)) {
      parameter++;
      if (i == 0 && parameter > 23)
        parameter = 0;
      if (i == 1 && parameter > 59)
        parameter = 0;
      if (i == 2 && parameter > 31)

```

```

    parameter = 1;
if (i == 3 && parameter > 12)
    parameter = 1;
if (i == 4 && parameter > 99)
    parameter = 0;
sprintf(text, "%02u", parameter);
lcd.setCursor(x, y);
lcd.print(text);
delay(200);
}
lcd.setCursor(x, y);
lcd.print(" ");
blink_parameter();
sprintf(text, "%02u", parameter);
lcd.setCursor(x, y);
lcd.print(text);
blink_parameter();
if (!digitalRead(4)) {
    i++;
    return parameter;
}
}
}

void loop()
{
int vang = analogRead(A1); //lectura de la tensión analógica

if (vang <= 2) vang = 0; //"Resta del offset"

if (vang != 0)
{
float mapeovang = 0.0049 * vang; //Mapeado de la palabra digital
float vmic = mapeovang * 0.582; //Aguas arriba en el circuito
pascales = vmic * 100; //Conversión a Pascales
}
}

```

```

else
{
    pascales = pref;//para el caso que valga 0 la tensión de entrada, es decir para el caso del
offset
}

```

```

float decibelios = 20 * log10(pascales / pref);//Conversión a dB

```

```

if (!digitalRead(4)) {          // Al apretar el botón 1
    i = 0;
    hour = edit(5, 0, hour);
    minute = edit(8, 0, minute);
    date = edit(5, 1, date);
    month = edit(8, 1, month);
    year = edit(13, 1, year);
    // Conversión decimal a BCD
    minute = ((minute / 10) << 4) + (minute % 10);
    hour = ((hour / 10) << 4) + (hour % 10);
    date = ((date / 10) << 4) + (date % 10);
    month = ((month / 10) << 4) + (month % 10);
    year = ((year / 10) << 4) + (year % 10);
    // Final de la conversión
    // Escribir al DS1307
    Wire.beginTransaction(0x68);
    Wire.write(0);
    Wire.write(0);
    Wire.write(minute);
    Wire.write(hour);
    Wire.write(1);
    Wire.write(date);
    Wire.write(month);
    Wire.write(year);
    Wire.endTransmission();
    delay(200);
}

```

```
}  
Wire.beginTransmission(0x68);  
Wire.write(0);  
Wire.endTransmission(false);  
Wire.requestFrom(0x68, 7);  
second = Wire.read();  
minute = Wire.read();  
hour = Wire.read();  
Wire.read();  
date = Wire.read();  
month = Wire.read();  
year = Wire.read();  
DS1307_display();  
delay(50);  
  
//Escribimos en el LCD la variable  
lcd.setCursor(0, 3);  
lcd.print("MEASURE: ");  
lcd.print(decibelios, 0);  
lcd.print(" dBC");  
  
}
```



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**DISEÑO Y DESARROLLO DE UN EQUIPO ELECTRÓNICO
PARA LA MEDIDA DEL NIVEL DE PRESIÓN SONORA.**

DOCUMENTO 2. PLANOS

TRABAJO FINAL DEL

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

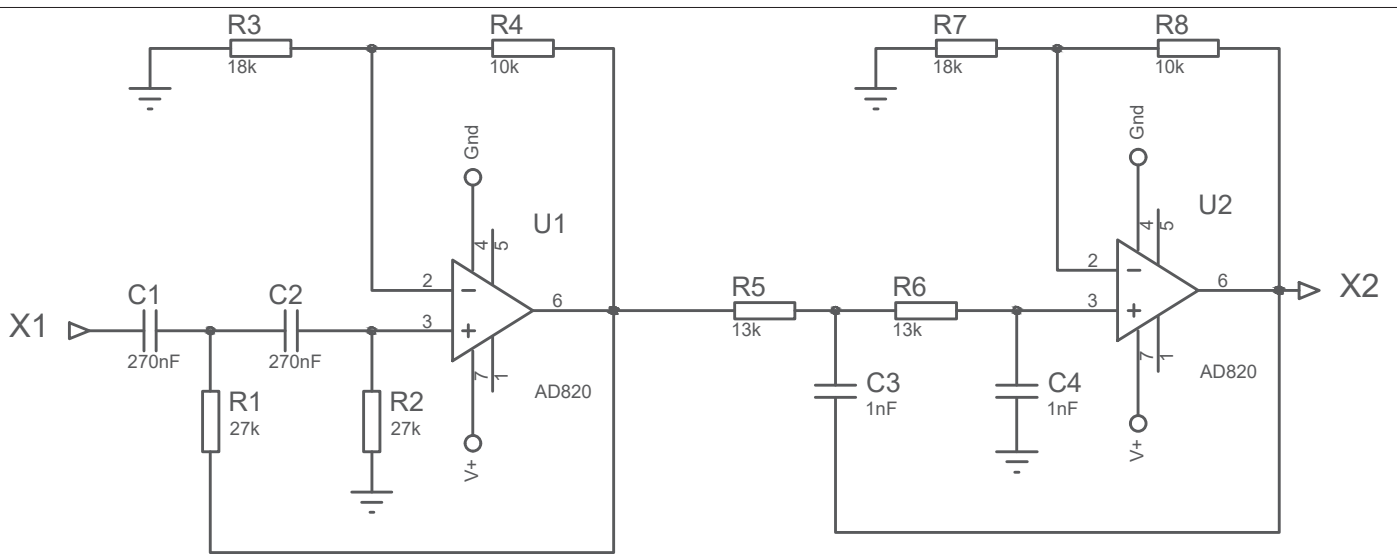
REALIZADO POR

AMMER GANIC


TUTORIZADO POR

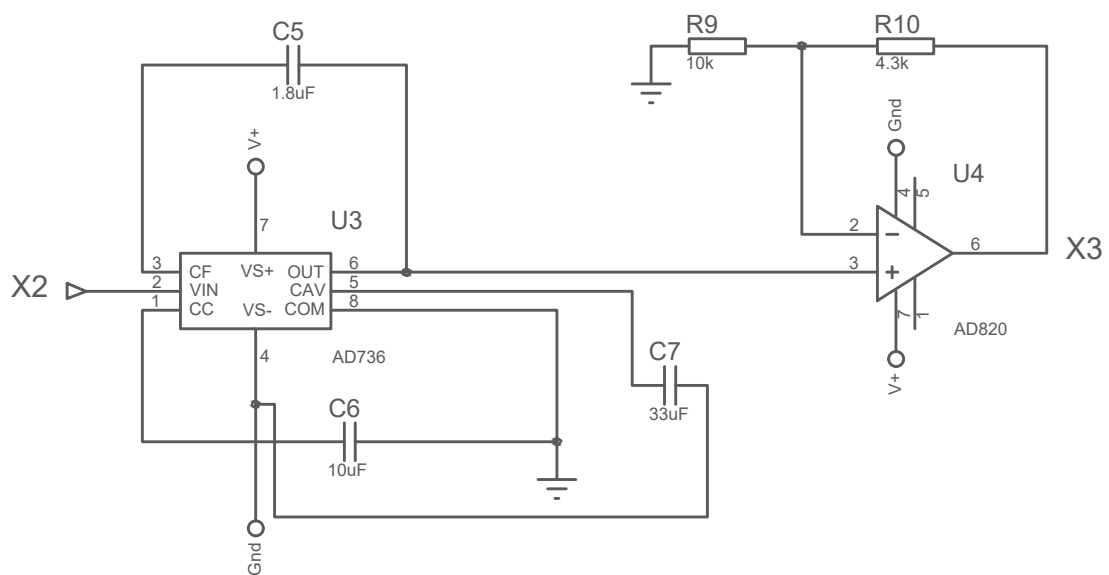
ENRIQUE BERJANO ZANÓN

CURSO ACADÉMICO: 2019/2020



C4	1 nF
C3	1 nF
C2	270 nF
C1	270 nF
R8	10 kΩ
R7	18 kΩ
R6	13 kΩ
R5	13 kΩ
R4	10 kΩ
R3	18 kΩ
R2	27 kΩ
R1	27 kΩ
Gnd	0 V
V+	5 V
U2	AD820
U1	AD820
X2	Salida
X1	Entrada
Referencia	Valor

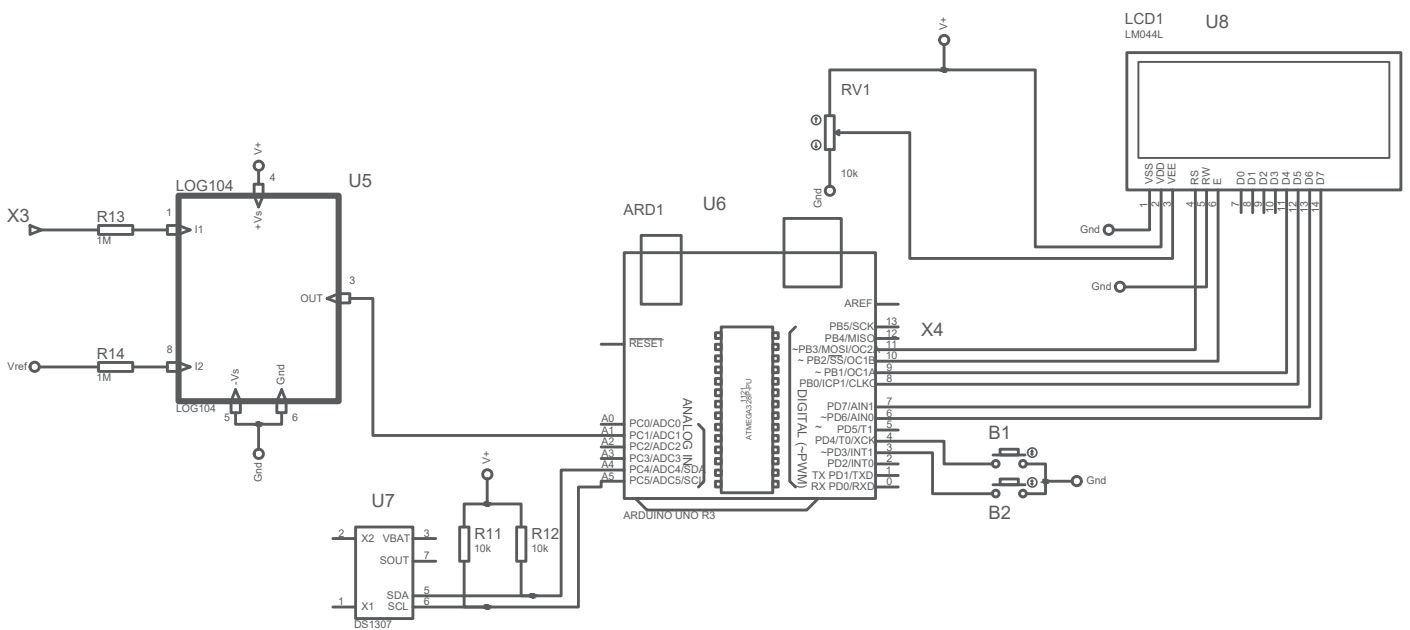
ETSID	UPV	Nombre del autor: Ammer Ganic	
		Denominación del plano: Plano Ponderación Frecuencial "C"	
Ingeniero Técnico Industrial Especialidad: Electrónica		Documento 2. Planos	0001
Firma 			



R10	4.3 kΩ
R9	10 kΩ
C7	33 uF
C6	10 uF
C5	1.8 uF
Gnd	0 V
V+	5 V
U4	AD820
U3	AD736
X3	Salida
X2	Entrada
Referencia	Valor

ETSID	UPV
Ingeniero Técnico Industrial	
Especialidad: Electrónica	
Firma 	

Nombre del autor: Ammer Ganic	
Denominación del plano: Plano Ponderación Temporal "Fast" y Conversión RMS	
Documento 2. Planos	0002



Vref	200 nV
B2	B3F1022
B1	B3F1022
RV1	POT. 10 kΩ
R14	1 MΩ
R13	1 MΩ
R12	10 kΩ
R11	10 kΩ
Gnd	0 V
V+	5 V
U8	LCD 4x20
U7	RTC1307
U6	ARDUINO
U5	LOG104
X4	Salidas
X3	Entrada
Referencia	Valor

ETSID

UPV

Nombre del autor:

Ammer Ganic

Ingeniero Técnico Industrial
Especialidad: Electrónica

Denominación del plano:

Plano Conversión Logarítmica y Visualización

Firma

Documento 2. Planos

0003



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**DISEÑO Y DESARROLLO DE UN EQUIPO ELECTRÓNICO
PARA LA MEDIDA DEL NIVEL DE PRESIÓN SONORA.**

DOCUMENTO 3. PLIEGO DE CONDICIONES

TRABAJO FINAL DEL

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

REALIZADO POR

AMMER GANIC

TUTORIZADO POR

ENRIQUE BERJANO ZANÓN

CURSO ACADÉMICO: 2019/2020

1. Definición y alcance del pliego

El presente Pliego de Condiciones define el conjunto de características que deberán cumplir los materiales y ejecución del proyecto, asegurando la calidad y niveles técnicos necesarios. Se definen las obligaciones y condiciones, éstas serán aplicadas al Promotor, al Ingeniero, al Contratista y a todos los relacionados con este.

Se podrán adoptar soluciones alternativas a las exigidas en este documento siempre que sean justificadas y no disminuyan la calidad del mismo.

2. Normativa de aplicación

Durante la ejecución del proyecto se deberá atender a la siguiente normativa:

- **Reglamento electrotécnico de baja tensión RD 842/2002**, de 2 de agosto de 2002
- **UNE-EN 61439**. Conjuntos de aparata de baja tensión. Parte 1: Reglas generales
- **UNE-EN 60065:2015**. Aparatos de audio, vídeo y aparatos electrónicos análogos.
- **UNE-EN 61672-1:2014**. Electroacústica. Sonómetros. Parte 1: Especificaciones.
- **Real Decreto 110/2015**, de 20 de febrero sobre residuos de aparatos eléctricos y electrónicos.
- **Real Decreto 187/2016**, 6 de mayo, por el que se regulan las exigencias de seguridad del material eléctrico destinado a ser utilizado en determinados límites de tensión. Por lo tanto, surge la necesidad de un marcado CE en el proyecto.

3. Condiciones técnicas

Las siguientes condiciones técnicas son referidas al montaje de un sonómetro de ponderación frecuencial "C" y ponderación temporal tipo *Fast*.

3.1. Condiciones de los materiales

3.1.1. Resistencias

Las características son las siguientes: resistencias de película metálica, montaje orificio pasante. Potencia 0.25 W, tolerancia ± 5 %. El valor de cada resistencia está justificado en la Memoria. El respectivo control de calidad a realizar es: Medir el valor de las resistencias haciendo uso de un multímetro.

3.1.2. Condensadores

Las características son las siguientes: condensadores de montaje de orificio pasante. Tolerancia $\pm 5\%$. El valor de cada condensador está justificado en la Memoria. El respectivo control de calidad a realizar es: Medir el valor de los condensadores haciendo uso de un multímetro.

3.1.3. Amplificadores operacionales

Las características son las siguientes: para el montaje usar el TLV2370IP, para la simulación se puede utilizar otro, montaje orificio pasante. Salida tipo *rail-to-rail*. El respectivo control de calidad a realizar es: comprobar el funcionamiento en modo buffer, tal y como se explica en la Memoria en el apartado de Verificación por Simulación.

3.1.4. Pila de litio.

Las características son las siguientes: pila de litio de 9 V. Asegurarse que se dispone de un contacto para esta. El respectivo control de calidad a realizar es: medir el valor de la tensión haciendo uso de un multímetro.

3.1.5. Micrófono.

Las características son las siguientes: micrófono tipo electret KECG2240PBJ cuyo ancho de banda es: 20 – 20k Hz. El respectivo control de calidad a realizar es: comprobar su respuesta conectándolo a un osciloscopio y haciendo pruebas de sonido.

3.1.6. Regulador de tensión.

Las características son las siguientes: regulador de tensión L7805ACV para obtener 5 V a su salida. El respectivo control de calidad a realizar es: alimentar el componente entre 7 y 25 V y comprobar con un multímetro que se obtiene una tensión de 5 V.

3.1.7. Convertidor a valor eficaz.

Las características son las siguientes: convertidor AD736 para obtener el valor eficaz de la señal conectada a su entrada. El respectivo control de calidad a realizar es: conectarlo siguiendo la configuración presentada en la Memoria, introducir una señal senoidal de 1 V de amplitud y observar la señal de salida en un osciloscopio y verificar si esta posee una amplitud de 0.707 V.

3.1.8. Convertidor a escala logarítmica.

Las características son las siguientes: convertidor LOG104 para obtener una señal en escala logarítmica a su salida.

3.1.9. Microcontrolador.

Las características son las siguientes: el microcontrolador a utilizar será el Arduino UNO Rev. 3.

3.1.10. Visualización.

Las características son las siguientes: para la visualización se utilizará un LCD 4x20.

3.1.11. Reloj en tiempo real.

Las características son las siguientes: se utilizará el RTC1307 para poder visualizar en el LCD la fecha y la hora exacta.

3.2. Condiciones de la ejecución.

Una vez realizadas las pruebas sobre cada componente el siguiente paso es montar todo el proyecto sobre una placa PCB y tomar medidas en un laboratorio de electrónica.

Si las mediciones tomadas son similares a los valores que se encuentran en la Memoria, se fabrica una placa de circuito impreso y de nuevo se toman las medidas y se comparan con las teóricas.

4. Condiciones facultativas.

Las siguientes condiciones facultativas van dirigidas a la parte contratista y a la dirección facultativa.

Corresponde al contratista:

- Facilitar al Ingeniero Técnico los materiales necesarios, asegurándose que estos son de una calidad suficiente y si no lo son cambiarlos por los oportunos.
- Conocer la normativa actual.
- Conocer el proyecto en todas sus partes además de la notificación de la iniciación, finalización, pruebas, controles y recepciones del proyecto o de alguna de sus partes.
- Custodiar los libros de órdenes y seguimiento.
- Reconocer al director del proyecto como la máxima autoridad técnica del proyecto.

Corresponde a la dirección facultativa:

- Cumplir con la legalidad y las condiciones del contratista.
- Redactar justificadamente las rectificaciones, modificaciones o adiciones que se realicen al proyecto.
- Asumir la responsabilidad de ser la máxima autoridad técnica.
- Controlar los aspectos del proyecto que puedan afectar a la fiabilidad, calidad y seguridad durante su ejecución.
- Informar de la evolución y estado del proyecto.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño

**DISEÑO Y DESARROLLO DE UN EQUIPO ELECTRÓNICO
PARA LA MEDIDA DEL NIVEL DE PRESIÓN SONORA.**

DOCUMENTO 4. PRESUPUESTO

TRABAJO FINAL DEL

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

REALIZADO POR

AMMER GANIC

TUTORIZADO POR

ENRIQUE BERJANO ZANÓN

CURSO ACADÉMICO: 2019/2020

En este apartado se presenta el Presupuesto del proyecto. Este cuenta con los siguientes capítulos: Capítulo 1: Componentes (Ver Tabla 13), Capítulo 2: Amortización/Alquiler de materiales, debido a que el software *Proteus Design Suite* es necesario, se ha realizado el Capítulo 2 sin tener (Ver Tabla 14) y teniendo (Ver Tabla 15) en cuenta el coste de la licencia de dicho Software y el Capítulo 3: Mano de obra (Ver Tabla 16).

Finalmente se une todo en un Resumen (Ver Tabla 17).

Tabla 13. Capítulo 1: Componentes.

Concepto	Unidades	Precio/Ud.	Subtotal
Amplificador Operacional TLV2370IP	3	1,41 €	4,23 €
Micrófono Electret KECG2240PBJ	1	1,84 €	1,84 €
Contacto para pila 9 V	1	0,54 €	0,54 €
Pila de Litio de 9 V	1	5,00 €	5,00 €
L7805ACV	1	2,22 €	2,22 €
Condensadores	8		2,08 €
Condensador de 100 nF $\pm 5\%$	1	0,11 €	0,11 €
Condensador de 270 nF $\pm 5\%$	2	0,24 €	0,49 €
Condensador de 1 nF $\pm 5\%$	2	0,16 €	0,31 €
Condensador de 1.8 uF $\pm 5\%$	1	0,75 €	0,75 €
Condensador de 10 uF $\pm 5\%$	1	0,21 €	0,21 €
Condensador de 33 uF $\pm 5\%$	1	0,21 €	0,21 €
Resistencias	16		2,69 €
Resistencia de 2.2 k Ω $\pm 5\%$	1	0,07 €	0,07 €
Resistencia de 27 k Ω $\pm 5\%$	2	0,11 €	0,21 €
Resistencia de 18 k Ω $\pm 5\%$	2	0,01 €	0,01 €
Resistencia de 10 k Ω $\pm 5\%$	6	0,01 €	0,04 €
Resistencia de 13 k Ω $\pm 5\%$	2	0,20 €	0,40 €
Resistencia de 4.3 k Ω $\pm 5\%$	1	0,14 €	0,14 €
Resistencia de 1 M Ω $\pm 5\%$	2	0,06 €	0,12 €
Potenciómetro de 10 k Ω $\pm 5\%$	1	1,69 €	1,69 €
AD736	1	12,76 €	12,76 €
LOG104	1	14,01 €	14,01 €
Arduino UNO Rev. 3	1	20,04 €	20,04 €
LCD 4x20	1	13,28 €	13,28 €
Pulsadores/Botones	2	0,31 €	0,62 €
RTC1307	1	4,39 €	4,39 €
		Subtotal	83,70 €
5% Medios auxiliares			4,19 €
		Total	87,89 €

Tabla 14. Capítulo 2: Amortización/Alquiler de materiales.

Concepto	Tiempo	Precio/Ud.	Subtotal
Ordenador <i>ASUS F541U</i>	4 meses	13,00 €	52,00 €
Osciloscopio <i>Tektronix TBS1052B</i>	15 h	10,00 €	150,00 €
Generador de Funciones	15 h	10,00 €	150,00 €
Fuente de Alimentación	15 h	10,00 €	150,00 €
		Subtotal	502,00 €
5% medios auxiliares			25,10 €
		Total	527,10 €

Tabla 15. Capítulo 2*: Amortización/Alquiler de materiales.

Concepto	Unidades	Precio/Ud.	Subtotal
Software <i>Proteus Design Suite</i>	1 ud	5.314,00 €	5.314,00 €
Ordenador <i>ASUS F541U</i>	4 meses	13,00 €	52,00 €
Osciloscopio <i>Tektronix TBS1052B</i>	15 h	10,00 €	150,00 €
Generador de Funciones	15 h	10,00 €	150,00 €
Fuente de Alimentación	15 h	10,00 €	150,00 €
		Subtotal	5.816,00 €
5% medios auxiliares			290,80 €
		Total	6.106,80 €

Tabla 16. Capítulo 3: Mano de obra.

Concepto	Tiempo	Precio/Ud.	Subtotal
Diseño del sistema por un Ingeniero Técnico Electrónico	168 h	25,00 €	4.200,00 €
Montaje del sistema por un Operario	96 h	15,00 €	1.440,00 €
		Subtotal	5.640,00 €
5% medios auxiliares			282,00 €
		Total	5.922,00 €

Tabla 17. Resumen del presupuesto.

Capítulo	Importe	Capítulo	Importe
Capítulo 1	87,89 €	Capítulo 1	87,89 €
Capítulo 2	527,10 €	Capítulo 2*	6.106,80 €
Capítulo 3	5922,00 €	Capítulo 3	5.922,00 €
Presupuesto de ejecución	6.536,99 €	Presupuesto de ejecución	12.116,69 €
13% de gastos generales	849,81 €	13% de gastos generales	1.575,17 €
6% de beneficio industrial	392,22 €	6% de beneficio industrial	730 €
Suma	7.779,02 €	Suma	14.421,86 €
IVA 21%	1.633,59 €	IVA 21%	3.028,59 €
Total	9.412,61 €	Total	17.450,45 €

El presupuesto total en el caso de poseer el software de simulación es de nueve mil cuatrocientos doce con sesenta y un euros (9.412,61 €) y en el caso de no poseerlo es de diecisiete mil cuatrocientos cincuenta con cuarenta y cinco euros (17.450,45 €).