

PROYECTO FINAL

SISTEMA DE MEDICIÓN DE CONTAMINACIÓN SONORA

Alumno: Juan Alberto Etcheverry

Director: Dr. Ing. Alejandro José Uriz

Codirector: Ms. Ing. Esteban Lucio Gonzáles

Fecha: Julio 2014

Laboratorio de comunicaciones, Facultad de Ingeniería

UNMDP



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

RESUMEN

En este informe se presenta el diseño y construcción de un prototipo de medición de contaminación sonora. Este proyecto surgió motivado por la necesidad de un monitoreo de parámetros ambientales realizado en conjunto por integrantes del Laboratorio de Comunicaciones de la Facultad de Ingeniería – UNMdP, del INTEMA y el Observatorio de la Ciudad de FASTA. El objetivo de este proyecto fue desarrollar y construir un equipo que pueda medir y almacenar de forma continua y automática parámetros relacionados con la contaminación sonora en un determinado intervalo de tiempo, para poder realizar posteriormente un análisis de los datos obtenidos. Además, se propuso que dicho prototipo pudiera calcular el espectro de potencia del sonido con una resolución mayor a los equipos comerciales que existen en el mercado.

Como objetivo secundario, se estableció el prototipo pueda ser utilizado para medir otros parámetros de contaminación ambiental al poder conectarle diferentes sensores para la medición de diferentes variables. Por último, el equipo también dispone de distintas alternativas de conectividad para monitorear los datos.

La importancia de poder conocer las fuentes de contaminación sonora con suficiente detalle radica en que, de esta manera, se pueden tomar medidas preventivas para preservar la buena salud auditiva y hasta psicológica de las personas en distintos ámbitos de sus vidas. También permite identificar si una lesión auditiva existente puede haber sido provocada por una fuente sonora a la que un individuo está expuesto cotidianamente, por ejemplo en un ambiente laboral.

Para llevar a cabo este objetivo se diseñó y construyó un equipo capaz de medir la energía total, el espectro de potencia y el valor eficaz del ruido ambiente, para luego ser almacenados a intervalos de tiempo programados en una memoria SD para su posterior análisis en una PC. Además se colocó una pantalla LCD para mostrar la energía medida instantáneamente. El objetivo de este equipo es que pueda ser instalado en el lugar de medición y que el relevamiento de los datos sea programado y de forma automática. Puede ser utilizado para monitorear contaminación sonora ambiental, en industrias y hasta en puestos de trabajo para conocer los niveles sonoros a los que está expuesto el trabajador. También puede ser utilizado para determinar si una lesión auditiva fue provocada por la exposición a un ruido puntual o es debida a otra fuente, al conocer en detalle las características (composición espectral) del mismo.

Como se mencionó el prototipo posee un módulo central capaz de realizar el cálculo de la energía total, el espectro de potencia y el valor RMS del ruido en tiempo real, a través de un DSP de bajo costo. Este módulo posee además la capacidad de manejar una memoria SD para almacenar los datos. Un segundo módulo comandado por un microcontrolador es utilizado para manejar un reloj de tiempo real (RTC), el cual se es utilizado para almacenar los datos con fecha y hora, y la pantalla del equipo en donde se muestran mediciones simples. Estos módulos se comunican a través de sus interfaces UART.

Pensando en una expansión del equipo, ante necesidades concretas, se optó por prepararlo para poder incorporarle distintos tipo de sensores; como pueden ser distintos tipos de gases, temperatura, presión, rayos UV y otros. También tiene la posibilidad de agregarle distintos tipos de conectividad como puede ser Bluetooth (para poder descargar los datos desde un dispositivo móvil), wifi (para poder acceder al equipo en forma remota), GSM (para acceder de modo remoto a lugares en donde no hay señal internet, pero si telefonía móvil), y hasta un conector serie en el equipo para poder conectarlo a una PC. Las posibles expansiones del equipo son contempladas en un conversor de protocolos, el cual se implementa en un tercer microcontrolador, el cual también está insertado en este prototipo.

Una vez construido el prototipo se realizaron pruebas, las cuales arrojaron resultados positivos en cuanto a la medición y almacenamiento del ruido; como así también la visualización de algunos parámetros en la pantalla de dicho equipo.

Es importante destacar que esta es una primera versión del equipo y que al poseer la capacidad de expandirse en cuanto a sus prestaciones, son numerosas las mejoras que este prototipo puede aceptar.

Por último, debido a una serie de aspectos novedosos en la implementación del equipo y a que se acreditó su utilidad industrial, fue posible que el desarrollo esté en vías de patentamiento a través de la Oficina de Vinculación Tecnológica del CONICET.

ÍNDICE

Capítulo 1.....	8
INTRODUCCIÓN.....	8
1.1 FUNDAMENTOS.....	8
1.2 EVOLUCION DE CONTAMINACION SONORA.....	9
1.3 CARACTERIZACIÓN DEL RUIDO.....	10
1.3.1 Teoría del sonido.....	10
1.3.2 Características físicas del sonido.....	10
1.3.3 Magnitudes físicas.....	11
1.3.4 El oído humano.....	13
1.4 EFECTOS DEL RUIDO.....	15
1.4.1 Molestias generales.....	15
1.4.2 Perturbaciones del sueño.....	15
1.4.3 Efectos psicológicos.....	16
1.4.4 Efectos fisiológicos.....	16
1.4.5 Interferencia en el diálogo y la comunicación.....	17
1.4.6 Calidad de vida.....	17
1.5 COMO MEDIR RUIDO.....	17
1.5.1 Ponderación de la medición de nivel de presión sonora.....	17
1.5.2 Descriptores e indicadores de ruido.....	22
1.5.2.1 Descriptores estadísticos.....	22

1.5.2.2 <i>Indicadores de ruido</i>	27
1.5.3 Correlación con las molestias percibidas.....	30
1.5.4 Presentación de los datos – Mapas de Ruido-.....	31
1.6 PROPUESTA.....	33
1.6.1 Equipos comerciales.....	33
1.6.2 Desarrollo propuesto.....	37
Capítulo 2.....	39
ANÁLISIS DEL MEDIDOR PROPUESTO.....	39
2.1 ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL.....	39
2.1.1 Conversión Analógico Digital.....	42
2.1.2 Controlador DMA.....	46
2.1.3 FFT.....	50
2.1.4 Algoritmo de cálculo de parámetros.....	49
2.2 MICRÓFONO.....	51
2.2.1 Micrófono de Condensador:.....	52
2.2.2 Micrófono Electret:.....	53
2.2.3 Elección del micrófono.....	54
2.3 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL.....	55
2.3.1 Amplificador de micrófono de condensador y fuente Phantom.....	56
2.3.2 Amplificador de micrófono electret.....	57
2.3.3 Filtrado de la señal (antialiasing).....	61
2.3.3.1 <i>Primera propuesta de filtrado</i>	61
2.3.3.2 <i>Segunda propuesta de filtrado</i>	64
2.3.3.3 <i>Análisis de otras opciones de filtrado</i>	69
2.3.3.4 <i>Opción definitiva de filtrado</i>	70
Capítulo 3.....	72
DESARROLLO Y CONSTRUCCIÓN DEL EQUIPO.....	72
3.1 ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL.....	72
3.2 MEMORIA SD.....	76
3.3 PRESENTACION DE LOS DATOS.....	78
3.4 PANTALLA DE CRISTAL LÍQUIDO (LCD).....	83
3.5 RTC.....	86

3.6 CONEXIÓN RS232.....	89
3.7 MÓDULO DE EXPANSIÓN.....	91
3.8 SISTEMA COMPLETO.....	96
3.9 CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO.....	97
3.9.1 Consideraciones de diseño de circuitos impresos.....	98
3.9.2 Diseño de los circuitos impresos.....	98
3.9.3 Implementación del circuito impreso.....	101
3.9.4 Ensamblado del prototipo.....	103
3.10 PRUEBAS REALIZADAS.....	106
Capítulo 4.....	112
CONCLUSIONES.....	112
REFERENCIAS.....	114

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1 FUNDAMENTOS

La contaminación acústica es uno de los factores que siempre ha afectado la vida de los seres humanos.

En la naturaleza no existen sonidos perjudiciales para la salud auditiva, salvando algunos casos como puede ser grandes caídas de agua, explosiones de un volcán, descargas eléctricas muy próximas. Mayormente los que provocan algún tipo de alteración son originados por el hombre.

Se habla de contaminación acústica cuando el sonido es considerado como contaminante y puede provocar perturbaciones en el hombre, ya sea en su vida social como laboral.

Si bien el ruido, como sonido no deseado, siempre fue un problema ambiental para el hombre, en la actualidad se ve agravado por el desarrollo de medios de transporte, industrias, esparcimiento, tecnología y otras innumerables fuentes que generan perturbaciones en la vida auditiva del hombre y animales, tanto en la parte fisiológica como en la psicológica. Ya que el ruido interfiere en algo tan básico y necesario como es la comunicación, pilar fundamental en la convivencia humana.

Como percepción auditiva no deseada puede generar trastornos en el sueño, falta de concentración, stress, enfermedades cardiovasculares, malestar general y muchos otros trastornos que impiden un normal desempeño en la vida cotidiana; y en presencia de niveles elevados de ruido puede provocar dolor y hasta daños irreversibles en el oído.

En el ambiente laboral existen muchos puestos de trabajo en los cuales la contaminación acústica a la que está expuesto el trabajador es elevada. En esta situación el individuo puede sufrir alteraciones en el sistema auditivo que van desde una leve pérdida en la audición hasta lesiones graves que impiden un normal desempeño.

Existen casos en los cuales trabajadores realizan consultas médicas acusando pérdida auditiva debido al ambiente laboral en donde se desarrollan.

Las ART (Aseguradoras de Riesgo de Trabajo), a través de un equipo médico, determinan el grado de lesión del paciente, pero en muchos casos, si no se tiene una medición específica del

ruido, es difícil determinar si la lesión es debida al ambiente laboral en donde se desempeña, o es anterior al período en el cual la persona realizó el trabajo, o si su entorno laboral no influye en su órgano auditivo.

Es importante, por lo tanto, conocer los niveles de ruido al cual están expuestas las personas en cualquier ámbito de su vida, para poder prevenir lesiones auditivas o alteraciones en el normal desempeño de las actividades que una persona desarrolla, y en caso que alguna lesión se haya producido, poder corroborarla y cuantificarla para su correcta atención.

1.2 EVOLUCIÓN DE CONTAMINACIÓN SONORA

En el ámbito social ya en la antigua Roma existían reglamentaciones para controlar el ruido que emitían las ruedas recubiertas de hierro de las carretas al rodar sobre los empedrados de las calles. También en la Europa medieval se prohibía la circulación de carros tirados por caballos a partir de cierto horario nocturno para no alterar el sueño de los habitantes.

En entornos laborales siempre han existido puestos de trabajo expuestos a elevados niveles de ruido.

Con el avance en la industria, la tecnología y otros ámbitos de desarrollo (etapa asociada a la Revolución Industrial en el siglo XIX) esta situación se trasladó a innumerables ocupaciones, centros urbanos, lugares de esparcimientos y a elevadísimos niveles de contaminación auditiva. A partir de este momento se empieza a notar un incremento considerable en casos de pérdida de sensibilidad auditiva.

En 1934 Crowe describe el daño en el órgano de Corti provocado por el ruido de alta frecuencia [6]. Años más tarde empiezan a aparecer los primeros instrumentos para la medición de ruido y las primeras protecciones auditivas científicamente diseñadas.

Una encuesta realizada en Europa en 1995 demostró que el ruido era la quinta área más importante de quejas acerca del medio ambiente, detrás del tránsito, contaminación del aire, contaminación visual, y residuos, pero era el único cuyo nivel de quejas se había incrementado desde 1992 [1].

Según estudios de la Unión Europea(2005) cerca del 20% de la población, unos 80 millones de personas, está expuesta a niveles de ruido que son considerados como inaceptables por científicos y expertos de la salud. Otros 170 millones lo están a niveles que pueden ser perniciosos para el descanso y la comunicación [1].

1.3 CARACTERIZACIÓN DEL RUIDO

1.3.1 Teoría del sonido

El sonido se produce por la vibración de algún cuerpo. Esta vibración se propaga por el aire, llegando al tímpano del oyente y produciendo por lo tanto la vibración del mismo. Este movimiento provoca que un individuo pueda oír.

Una fuente sonora se puede definir como cualquier cosa que, a través de vibraciones mecánicas o turbulencia del aire, genera energía acústica en los rangos audibles de amplitud y frecuencia.

La propagación de las ondas sonoras tiene cierta similitud a las ondas que provoca una piedra cuando es arrojada al agua. La diferencia radica en que las ondulaciones que provoca la piedra se propagan por el agua en forma plana, mientras que en una fuente que emite sonido, lo hace en forma de esferas concéntricas a través del aire. La característica de estas ondas es que se pueden reflejar, dispersar frente a obstáculos, e incluso bordearlos.

1.3.2 Características físicas del sonido

El ruido se define como “sonido no deseado”. En gran medida, está determinado por la percepción subjetiva de las personas, lo cual a su vez, varía de un individuo a otro, e incluso, para un mismo individuo, dependiendo de la situación o circunstancias. Debido a su naturaleza subjetiva no es posible medir el ruido en alguna unidad objetiva. Para poder clasificar y comparar distintos eventos de ruido es necesario dar al menos una descripción aproximada de valores cuantitativos. Por ello el sonido, que es la parte física de ruido, se describe a través de magnitudes cuantitativas, relativas a sus tres características principales:

- Amplitud.
- Frecuencia.
- Patrón temporal.

La amplitud de un sonido es lo que se percibe como su fuerza, potencia o sonoridad. En realidad este término corresponde a la amplitud de las variaciones de presión atmosférica que constituyen el sonido. La presión sonora es la medida fundamental de la amplitud del sonido.

La velocidad a la que vibra la fuente sonora, y por lo tanto, la velocidad a la que vibra el aire, determina la frecuencia del sonido, la que se percibe como el tono del sonido. La mayoría de los sonidos están compuestos por una mezcla de tonos de variada frecuencia y amplitud.

El sonido también puede ser caracterizado por sus diferentes patrones temporales: continuo, fluctuante, impulsivo, intermitente o combinaciones de estos. Los sonidos continuos son aquellos generados por largos períodos de tiempo y a niveles constantes. Los fluctuantes son

aquellos cuya amplitud varía en el tiempo, como por ejemplo puede ser el tránsito vehicular urbano. El impulsivo son los generados en un intervalo de tiempo de muy corta duración como puede ser el disparo de un arma de fuego. Los intermitentes son aquellos que aparecen en intervalos de tiempo relativamente cortos como puede ser el despegue o aterrizaje de aviones en un aeropuerto. En la Figura 1.1 se muestran los distintos tipos de ruido.

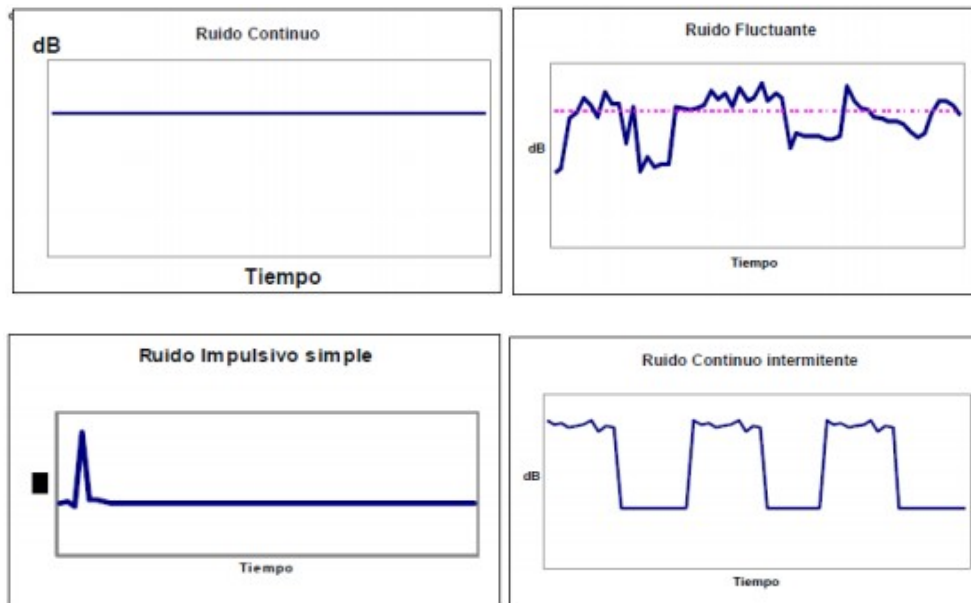


Figura 1.1 - Patrones temporales de los distintos tipos de ruido.

1.3.3 Magnitudes físicas

La fuerza o intensidad del sonido se describe en función de la amplitud media de las ondas de presión p que produce el sonido.

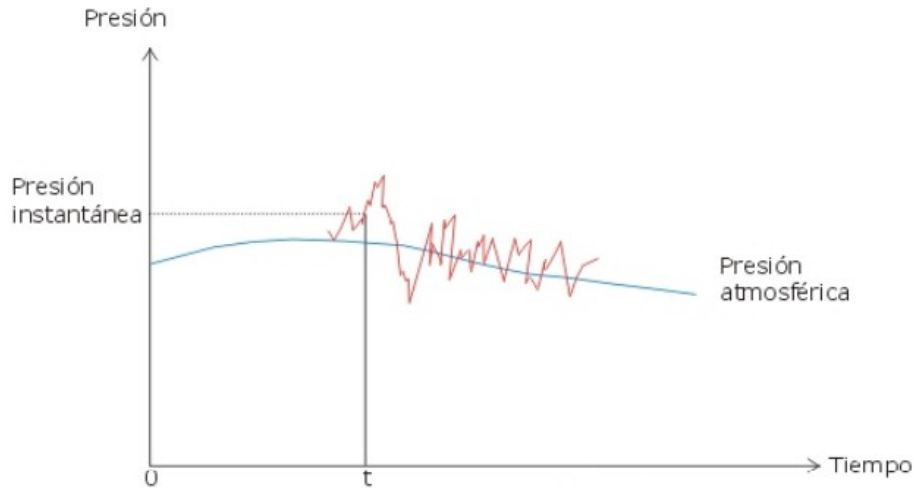


Figura 1.2 - Onda de presión acústica.

El aire posee una presión estática, en ausencia de sonido, p_0 , 10^5 Pascales (N/m^2), que es la presión atmosférica, que a su vez puede variar con los cambios meteorológicos. Cuando ocurre un evento sonoro a la presión estática se le suman las variaciones de presión acústica, por lo que la presión en un instante dado será $p_0 + p_{(t)}$. Restando el valor de la presión estática se obtiene las variaciones de presión generadas por la fuente sonora $p_{(t)}$ (ver Figura 1.2).

Se define presión sonora eficaz p como el valor cuadrático medio de la presión sonora instantánea $p_{(t)}$, integrado en el período de medición.

El nivel de presión sonora, o SPL (del inglés: *SoundPressureLevel*), se denota con el símbolo L_p y se expresa en decibeles (dB). El dB no es una unidad de medida, sino una relación logarítmica entre dos magnitudes, pero si a una de ellas la adoptamos como referencia, se puede usar dB como unidad de medida. En este caso si se calcula el diez logaritmo de la presión sonora eficaz p y una presión de referencia, se obtiene una indicación absoluta del nivel de sonido.

De acuerdo a la siguiente ecuación:

$$L_p = 10 \cdot \log \left(\frac{p}{p_0} \right)^2,$$

donde la presión de referencia p_0 equivale a 20 micropascales, que se corresponde en forma aproximada al umbral de la audición humana normal a una frecuencia de 1 kHz. El valor exacto de dicho umbral puede variar ligeramente de un individuo a otro, pudiendo incluso algunas personas percibir sonidos de menor intensidad ($\text{SPL} < 0\text{dB}$), pero se ha adoptado internacionalmente el valor de $20 \mu\text{Pa}$ como referencia para las mediciones de nivel de presión sonora.

La escala logarítmica resulta conveniente, dado el enorme rango de valores que se manejarían con una magnitud lineal. El oído humano posee un rango de respuesta en amplitud extremadamente amplio; puede percibir sonidos desde 0dB (umbral de audibilidad) hasta 130dB (umbral de dolor).

1.3.4 El oído humano

El sonido llega al oído, como se mencionó anteriormente, en forma de onda producida por la vibración de las moléculas del aire que proviene de la vibración de los cuerpos. La misma provoca el movimiento del tímpano que a su vez provoca el movimiento de la cadena de pequeños huesos alojada en el oído medio. Una vez propagado el movimiento por estos huesos llega a la cóclea, órgano fundamental del oído interno, produciendo el movimiento de su líquido interno. Dentro de la cóclea se encuentran una serie de células capaces de detectar el movimiento y traducirlos en ondas eléctricas que son interpretadas por el cerebro como la audición. De este modo, el cerebro recibe la señal de que se produjeron sonidos, de intensidad y frecuencia determinada.

El ruido se define como “sonido no deseado”. En gran medida, está determinado por la percepción subjetiva de las personas, lo cual a su vez, varía de un individuo a otro, e incluso, para un mismo individuo, dependiendo de la situación o circunstancias [5].

El oído humano es capaz de captar sonidos de muy variadas intensidades. Se ha adoptado como umbral de audición el valor de $20 \mu Pa$ (0dB), pero como se mencionó anteriormente se han encontrado personas capaces de percibir sonidos de intensidades aún menores. El límite superior está dado por el umbral de dolor, el cual se encuentra aproximadamente en 130dB. La Organización Mundial de la Salud establece que, para evitar lesiones al oído interno por ruidos impulsivos, los niveles picos no deben superar los 140dB para adultos [3], aunque no hay que descartar la posibilidad de daños al oído a partir de 120dB, dependiendo del tiempo de exposición. Para el caso de niños, la OMS establece el límite para el nivel pico de ruidos impulsivos en 120dB.

Respecto a la frecuencia, podemos decir que el oído humano tiene la capacidad de identificar sonidos cuyas frecuencias están comprendidas entre 20Hz y 20kHz, aunque se han encontrado personas capaces de detectar sonidos de frecuencias tan bajas como 16Hz. El límite superior, en cambio, no es tan simple de determinar. Se han hecho varios estudios, empleando diferentes técnicas, las que han arrojado resultados distintos. Por ejemplo, la capacidad de distinguir un tono de frecuencia muy alta, como 18 ó 20kHz depende, en gran medida, de si dicho tono está aislado o superpuesto a un programa musical, y, por supuesto, de la habilidad del oyente. Se han llegado a dar casos excepcionales de personas capaces de escuchar hasta 25kHz, pero para el análisis se toma como rango audible un espectro de 20Hz a 20kHz.

Pueden existir diferencias importantes entre las capacidades auditivas de diferentes individuos, así como las hay en otros parámetros como la altura o el peso, sin que esto signifique

una anomalía. Adicionalmente, también es normal que se produzca un deterioro gradual de la audición con el avance de la edad.

Como se dijo anteriormente, la respuesta en frecuencia del oído humano no es plana; la zona de mayor sensibilidad se encuentra en las frecuencias intermedias, aproximadamente entre 1kHz y 5kHz. Esto significa que sonidos con igual nivel de presión sonora, pero de distintas frecuencias, son percibidos como si tuvieran diferente sonoridad o intensidad.

La intensidad o sonoridad de un sonido percibida subjetivamente por un individuo se denomina "fon". Las curvas que unen puntos de igual sonoridad se denominan isofónicas (ver Figura 1.3).

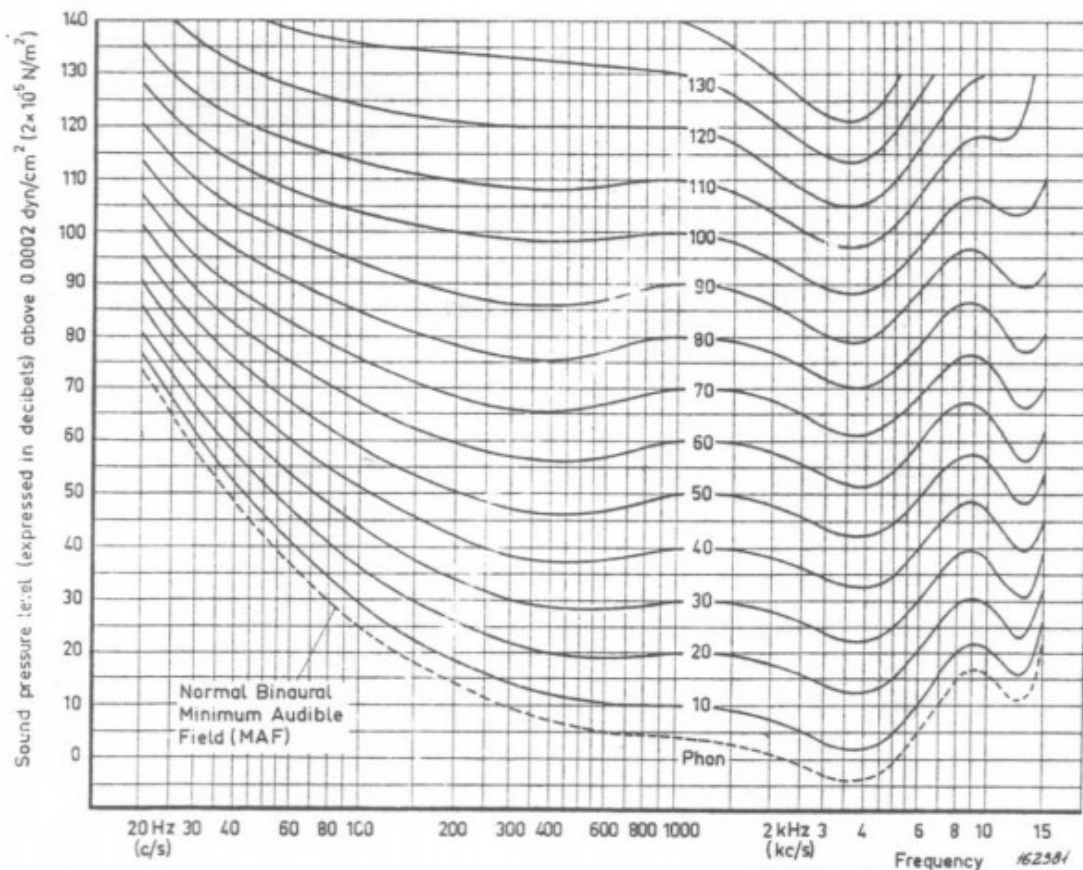


Figura 1.3 – Curvas isofónicas.

Estas curvas relacionan una magnitud objetiva, el SPL, con una subjetiva: la sonoridad.

Por ejemplo si se tiene un sonido de 1kHz con una intensidad de 10dB, por definición este sonido tiene una sonoridad de 10 fones. Como el oído humano se va haciendo gradualmente

menos sensible a medida que nos movemos a frecuencias más bajas, para que un sonido de 63Hz sea percibido con igual intensidad que el anterior, el mismo deberá tener un nivel de presión sonora de 40dB. Decimos entonces que ambos sonidos tienen igual sonoridad desde el punto de vista de la percepción subjetiva del oyente. Por lo tanto, para una frecuencia de 63Hz, la curva isofónica de 10 fones pasará por 40dB de SPL. Otra conclusión es que todos los puntos de una dada curva isofónica tendrán igual intensidad sonora percibida por el oído. También se desprende de lo anterior que la curva isofónica de 0dB corresponde al umbral de audición en función de la frecuencia.

Otra característica del oído humano que queda evidenciada en las curvas de la Figura 1.3, es su no linealidad. De hecho, la respuesta en frecuencia del oído es función del nivel de intensidad sonora. Se puede apreciar claramente que las curvas isofónicas de mayor sonoridad son considerablemente más planas que las de menor sonoridad.

1.4 EFECTOS DEL RUIDO

Los efectos que el ruido causa sobre las personas son de muy variadas características. A continuación se describen de forma rápida los efectos más salientes.

1.4.1 Molestias generales

Los sonidos no deseados simplemente molestan, incomodan, perturban, produciendo así un estado de nerviosismo y estrés, generalmente acompañado de una sensación de frustración e impotencia ante la imposibilidad de desactivar la fuente de ruido.

Niveles superiores a 80dB(A) pueden llegar a reducir el espíritu solidario general y a favorecer la aparición de comportamientos agresivos [5].

1.4.2 Perturbaciones del sueño

Un sueño adecuado e ininterrumpido es condición necesaria para el bienestar fisiológico y mental. Considerando que eventos sonoros aislados pueden causar el despertar, los parámetros de ruido más relevantes en lo que hace a la perturbación del sueño son el nivel pico máximo, la diferencia entre el valor máximo de los eventos y el ruido de fondo, y el número de eventos ocurridos.

Se han realizado estudios que han determinado que para asegurar un sueño sin perturbaciones, el nivel de presión sonora no debería exceder los 45dB(A), nivel muy difícil de

encontrar en grandes centros urbanos. La exposición al ruido durante la noche causa efectos durante el sueño, y también durante el día siguiente.

Durante la noche puede aparecer dificultad para dormir, alteración de las fases del sueño, despertarse repentinamente, incremento de la presión sanguínea, alteraciones respiratorias, aumento del ritmo cardíaco con posibilidad de arritmias, y aumento de los movimientos corporales.

Entre los efectos colaterales derivados de la exposición al ruido durante la noche, los cuales se experimentan a la mañana o día siguiente, podemos nombrar el cansancio, el mal humor, malestar general, disminución del rendimiento.

Otro efecto que está siendo investigado es la dificultad para dormirse, causada no por el ruido durante la noche, sino por altos niveles de ruido experimentados durante el día.

1.4.3 Efectos psicológicos

Se han detectado efectos del ruido en la salud mental e influencias en el desempeño y la productividad de las personas, especialmente en tareas que requieren concentración. Estos efectos son comprobables por medios cuantificables en la presión sanguínea, ritmo cardíaco, niveles de secreción endócrina e índices de admisión a hospitales psiquiátricos. [5]

1.4.4 Efectos fisiológicos

Existen determinados niveles de ruido que pueden generar daños en el sistema auditivo de las personas. Sin duda el efecto mejor conocido y documentado es la pérdida de la audición. Según la intensidad y duración del ruido podemos encontrar:

- Trauma acústico: se produce con ruidos breves y de gran intensidad (una explosión) y ocasiona una pérdida auditiva permanente en todas las frecuencias. Son ruidos que alcanzan y superan los 140dB(A).
- Elevación temporal y/o permanente del umbral auditivo: se produce con exposición a ruidos de intensidad moderada o alta y durante tiempos más o menos largos. Son las alteraciones más frecuentes. El proceso normal suele ser de elevaciones temporales del umbral de audición tras exposiciones puntuales. La repetición de estos episodios desemboca en una elevación permanente que, progresivamente, puede ir agravándose. Esta pérdida auditiva afecta especialmente a las frecuencias agudas (en torno a los 4000Hz). Su causa radica en la muerte y pérdida progresiva de células especiales del oído interno. Y es por esto por lo que los efectos del ruido sobre la audición son acumulativos a lo largo de toda la vida. Una vez muertas estas células no se regeneran.

1.4.5 Interferencia en el diálogo y la comunicación

La interferencia con la comunicación degrada el nivel de vida directamente, causando trastornos en tareas laborales y sociales. Los niveles de sonido que se encuentran en los lugares abiertos en los que se suele establecer conversaciones, como plazas, veredas, son habitualmente suficientes para interferir con la comunicación. Un ejemplo cotidiano de esta situación es tratar de establecer una comunicación fluida y clara en una calle donde transitan un gran número de vehículos de diversos portes como vehículos particulares, transporte de carga, de pasajeros, etc.

En un entorno laboral el ruido puede perjudicar ampliamente el desempeño de un trabajador y su comunicación en su ambiente. Esto puede llevar a desarrollar mal una tarea y hasta provocar algún tipo de accidente por no poder escuchar con claridad alarmas o advertencias de peligro.

1.4.6 Calidad de vida

Todo lo expresado anteriormente contribuye a un detrimento en la calidad de vida en general.

Vale la pena notar que el ruido puede afectar sensiblemente los hábitos y costumbres de las personas: Por ejemplo, quienes habitan cerca de autopistas deben cerrar las ventanas en verano para atenuar un poco el ruido proveniente del tráfico automotor, con la siguiente imposibilidad de ventilar el ambiente y la incomodidad que eso produce.

Se debe prestar especial atención a ciertos grupos de individuos que resultan más afectados por el ruido en general, a saber: Personas que sufren hipertensión arterial, pacientes hospitalizados o cumpliendo procesos de rehabilitación en sus hogares, estudiantes en proceso de aprendizaje, trabajadores, ciegos hipoacúsicos, embarazadas, bebés y niños pequeños, y ancianos.

1.5 COMO MEDIR RUIDO

1.5.1 Ponderación de la medición de nivel de presión sonora

Para que el nivel de presión sonora medido con un instrumento coincida con el percibido por el oído, se utiliza un filtro de ponderación denominado "A" para ponderar la medición. La

Figura 1.4 muestra el diagrama en bloques de un medidor de nivel sonoro, incluyendo el filtro de ponderación.

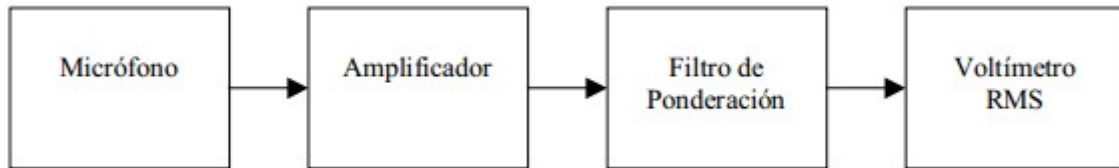


Figura 1.4 - Diagrama en bloques de un sistema para determinar el valor eficaz de niveles sonoros.

En la Figura 1.5, el filtro A es un filtro pasabanda centrado en 2500Hz, con una atenuación de cerca de 20dB en 100Hz, 2,5dB en 10kHz, y aproximadamente 10dB de atenuación en 20kHz. Este filtro intenta reproducir la respuesta en frecuencia del oído humano, y se aproxima a la inversa de la curva isofónica de 30 fones. Sin embargo, es una aproximación grosera, ya que la respuesta del oído no es lineal, sino que varía con los niveles sonoros.

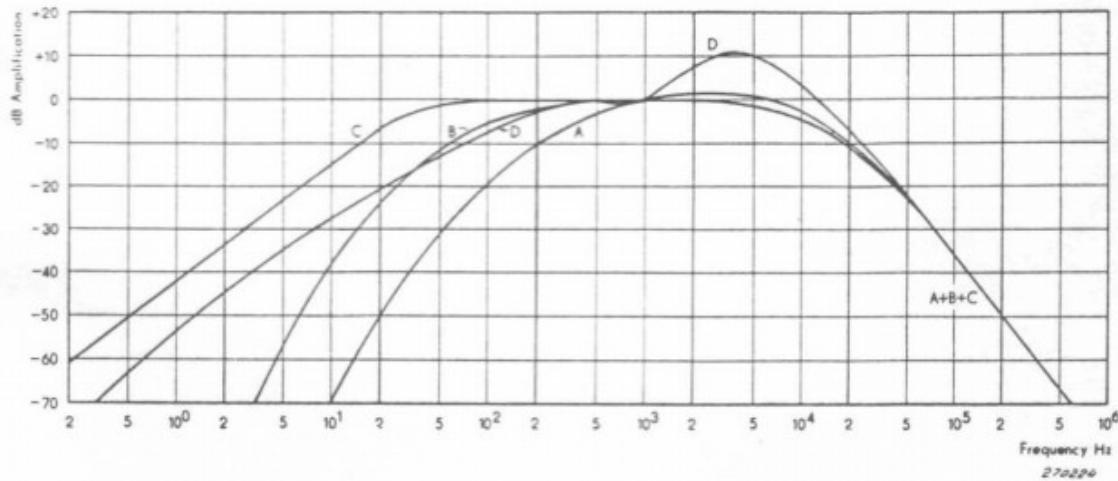


Figura 1.5 - Filtros de ponderación

El nivel medido de esta forma se denomina $L_p(A)$, y se expresa en dB(A). Esta curva data de la década de 1930, y es la más extensamente utilizada en todo el mundo. Otras curvas fueron propuestas posteriormente, pero, en general, se prefirió seguir empleando este filtro para no perder todas las mediciones realizadas durante años. El filtro A se ha constituido prácticamente en el estándar internacional para mediciones de ruido acústico.

Las curvas B y C de la Figura 1.5 intentan representar la respuesta del oído a niveles más altos de intensidad sonora, pero no son tan utilizadas. El filtro C es un pasabanda que presenta frecuencias de corte a -3dB en 31,5Hz y 8 KHz, y una gran atenuación en frecuencias fuera de la banda pasante. La curva D es utilizada para la medición de muy altos niveles de presión sonora.

En la Figura 1.5 se muestran los distintos tipos de filtros de ponderación.

La norma IEC 468 establece otra curva (ver Figura 1.6), la cual fue desarrollada para maximizar su respuesta a los ruidos impulsivos que se suelen acoplarse a los cables de audio en las centrales de conmutación telefónica. También se utiliza, por ejemplo, para medir el ruido eléctrico de un preamplificador de audio, y estudiar cómo se distingue el sonido del ruido de fondo. Esta no tiene el máximo en 1kHz, sino en 6,3kHz, donde presenta 12dB de ganancia, relativo al valor a 1kHz. A partir de ahí, su respuesta decae a -6dB/octava hacia las bajas frecuencias, y atenúa rápidamente la saltas frecuencias, a -30dB/octava.

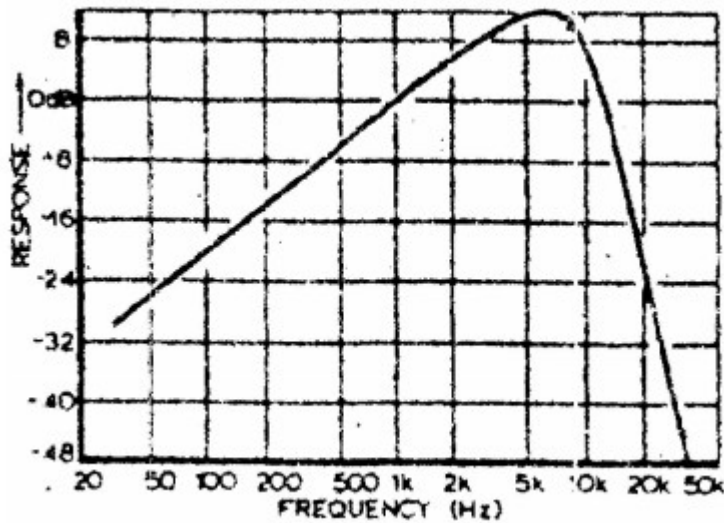


Figura 1.6 - Filtro para ruidos impulsivos.

Además de los vistos anteriormente, existe otro filtro de ponderación, denominado "E".

Un análisis en frecuencia del ruido con mayor grado de detalle puede ser llevado a cabo empleando filtros por octavas o por tercios de octava. Una octava es un intervalo de frecuencias comprendido entre una frecuencia inicial f_1 y una frecuencia final f_2 tales que se cumple que:

$$f_2 = 2 \cdot f_1$$

La frecuencia central de una octava es una frecuencia f_0 tal que:

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{2}} \quad ; \quad f_2 = \sqrt{2} \cdot f_0.$$

Los filtros de octavas son, entonces, filtros pasabanda de respuesta plana, con frecuencias de corte a -3dB a $\frac{f_0}{\sqrt{2}}$ y $\sqrt{2} \cdot f_0$. En acústica las octavas están estandarizadas, y se las denomina comúnmente por sus frecuencias centrales. Estas son: 16Hz, 31.5Hz, 63Hz, 125Hz, 250Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz, 4kHz, 8kHz y 16kHz. Como ejemplo, y de acuerdo a las propiedades descritas anteriormente, la octava de 1kHz se extiende desde los 707Hz hasta los 1414Hz.

Un tercio de octava es un intervalo de frecuencias comprendido entre la frecuencia inicial f_1 y una frecuencia final f_2 , tales que se cumple que:

$$f_2 = \sqrt[3]{2} \cdot f_1,$$

de forma tal que dentro de una octava existen tres tercios de la octava. La frecuencia central de un tercio de la octava es una frecuencia f_0 tal que:

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt[6]{2}} \quad ; \quad f_2 = \sqrt[6]{2} \cdot f_0.$$

Por ejemplo, podemos dividir la octava de 1kHz (de 707Hz a 1414Hz) en tercios de octava, utilizando las propiedades mencionadas anteriormente:

Primer tercio: de 707Hz a 891Hz; frecuencia central: 794Hz.

Segundo tercio: de 891Hz a 1122Hz; frecuencia central: 1000Hz.

Tercer tercio: de 1122Hz a 1414Hz; frecuencia central: 1259Hz.

La Figura 1.7 muestra una porción de espectro audible en donde se grafica la potencia en octavas y en tercios de octavas.

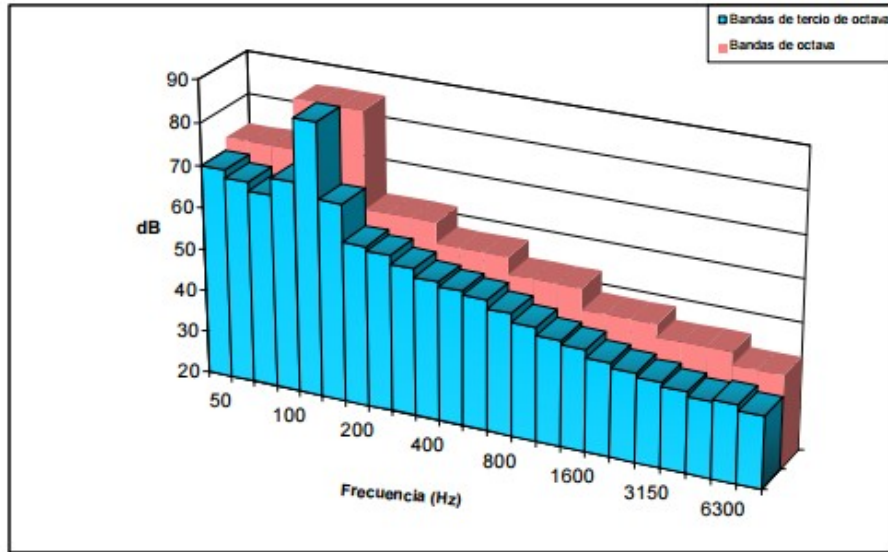


Figura 1.7 - Potencia en octavas y tercios de octavas

Un diagrama en bloques de un medidor de nivel sonoro con filtros de octavas o tercios de octava puede verse en la Figura 1.8.

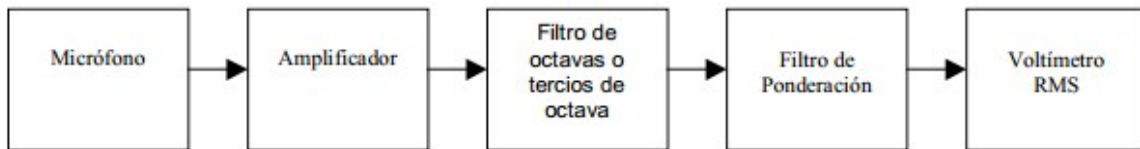


Figura 1.8 - Medidor de nivel sonoro con filtros de octavas y tercios de octavas.

Al realizar mediciones de ruido debemos, además, integrar las fluctuaciones instantáneas de presión en un determinado intervalo de tiempo. Para recrear el tiempo de integración del oído humano, la mayoría de los medidores de nivel sonoro poseen una constante de tiempo estándar denominada “Fast” (rápida), que corresponde a un intervalo de tiempo de 125ms [1]. De esta forma se obtienen mediciones bastante aproximadas a la percepción del oyente. Los medidores también suelen incluir otras dos constantes de tiempo, una de ellas denominada “Impulse” (impulsiva), del orden de los 50 μ s, y otra “Slow” (lenta), de 1segundo. Esta última resulta de utilidad cuando se requiere estabilizar la lectura de una medición que presenta variaciones muy rápidas.

A continuación (ver Tabla 1.1) se listan valores referenciales en dB(A) de algunos sonidos para relacionar mejor los valores de la escala logarítmica de decibeles con los sonidos (o ruidos) cotidianos que pueden encontrarse a diario.

Sonido	SPL en dB(A)
Umbral de audición a 1KHz (aproximadamente)	0
Percibido como silencio total	0 a 20
Ligero movimiento de las hojas de los árboles	25 a 30
Estudio de grabación	25 a 35
Área urbana en calma, entre las 02:00 y las 04:00 AM	35 a 45
Dormitorio (durante la noche; idealmente)	35 a 45
Automóvil regulando, a 7,5m	45 a 55
Oficina silenciosa	50 a 60
Conversación normal	60 a 70
Ruido de tránsito	75 a 90
Interior de un subterráneo	90 a 100
Tren de carga a 100Km/h, a 7,5m (motor diesel; nivel pico)	95 a 100
Discoteca (interior)	95 a 110
Despegue de avión a reacción, a 100m	110 a 115
Vuelo militar a baja altitud	105 a 120
Remachadora neumática	120
Posible lesión auditiva, incluso para cortos tiempos de exposición	>120
Umbral de dolor	130 a 140

Tabla 1.1 – Valores referenciales en dB(A).

1.5.2 Descriptores e indicadores de ruido

La relación entre las complejas características del ruido ambiente y su efecto sobre las personas no es nada simple, por lo que efectuar un análisis cabal de la exposición al ruido de una población implicaría un volumen de información enorme, poco práctico de administrar y de comparar. La finalidad de un **descriptor** o **indicador** es reducir este complejo escenario de ruido a una magnitud que siga siendo significativa, pero que sea más escueta y simple de manejar. Por supuesto, se perderán detalles puntuales del evento global, ya que, necesariamente, estos parámetros simplificados constituyen una representación incompleta de la realidad. Pero este es un compromiso aceptable. Los indicadores no se usan solamente en acústica; su utilización también es común en otras actividades. Como ejemplo podemos citar los indicadores empleados en las Bolsas de Valores, el Riesgo País, indicadores climáticos, sociales, etc.

1.5.2.1 Descriptores estadísticos

Para poder analizar convenientemente un fenómeno complejo y variable como el ruido, se hace necesario el empleo de herramientas estadísticas, más específicamente, de descriptores

estadísticos de ruido. Los dos tipos de análisis de este tipo más utilizados son el distributivo y el acumulativo.

El análisis distributivo indica por cuanto tiempo el nivel sonoro ha estado dentro de un dado intervalo, como podría ser 67 y 68dB(A). En la Figura 1.9 podemos ver un ejemplo de análisis distributivo, realizado en base a valores ficticios, tomados al solo efecto de ilustrar el concepto.

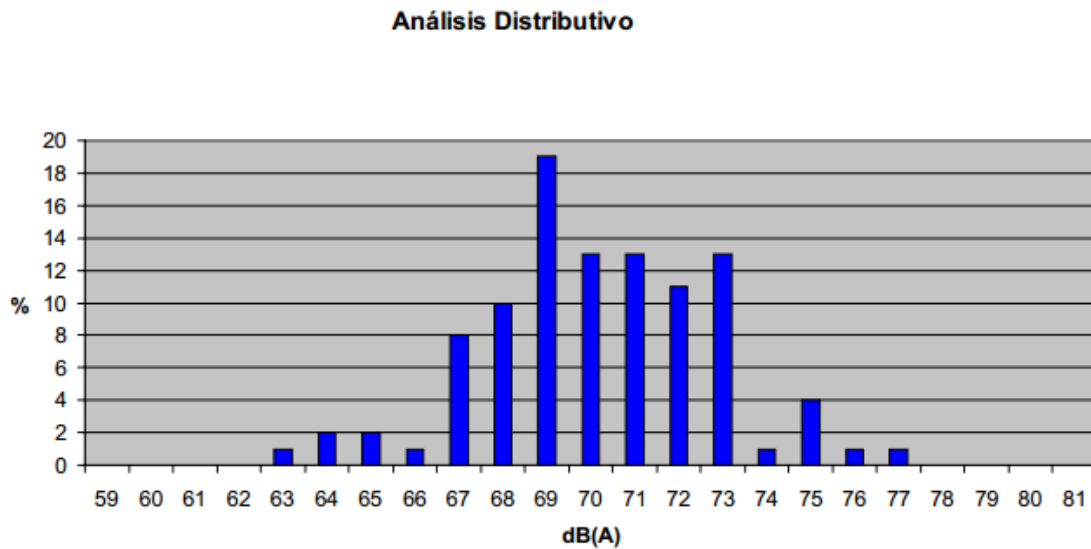


Figura 1.9 - Análisis Distributivo.

El análisis acumulativo, en cambio, brinda información de por cuánto tiempo un determinado nivel sonoro ha sido superado. En la Figura 1.10 podemos ver el gráfico correspondiente a este tipo de análisis.

Análisis Acumulativo

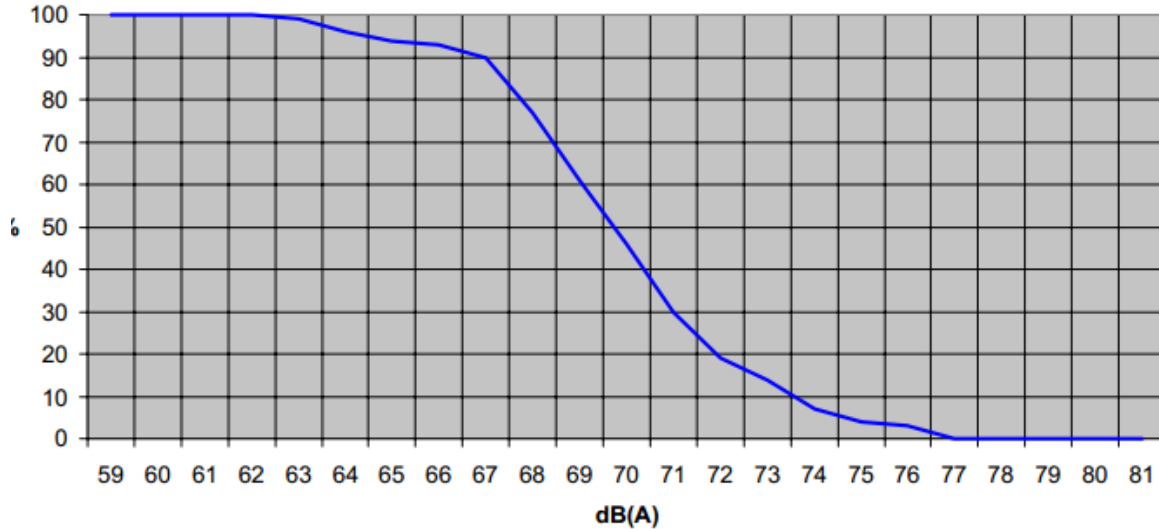


Figura 1.10 – Análisis Acumulativo.

En la curva se puede apreciar que niveles relativamente bajos de sonoridad, como 60dB(A), fueron superados durante todo el tiempo de esta hipotética medición. Es decir, todos los valores obtenidos en la medición fueron superiores a 60dB(A), mientras que nunca se alcanzaron valores tan altos como 80dB(A). Este último tipo de análisis es más utilizado, y en base al mismo se definen los descriptores estadísticos de ruido comúnmente conocidos como percentiles, los cuales sirven para dar información acerca de cómo varía o fluctúa el nivel sonoro durante el período de medición.

El nivel percentil L_{eq} representa el valor de $L_p(A)$ que fue superado durante el x porcentaje del tiempo de medición. Los percentiles más utilizados son el L_1 , L_5 , L_{10} , L_{50} , L_{90} , L_{95} , L_{99} .

L_{90} , L_{95} y L_{99} se suelen utilizar para indicar lo que se conoce como ruido de fondo, ya que es el nivel de presión sonora mínimo o de base, que está presente casi todo el tiempo.

L_1 , L_5 y L_{10} se suelen utilizar para indicar lo que se conoce como “pico de ruido”. Nótese que, por ejemplo, un $L_{10} = 80\text{dB(A)}$ indica que solamente durante un 10% del tiempo que duró la medición el nivel sonoro estuvo por encima de esa marca, sin hacer referencia al valor máximo obtenido durante ese período, por lo que posibles picos esporádicos de niveles de sonoridad excepcionalmente elevados quedan encubiertos, no siendo reflejados en este descriptor. Por este motivo, los percentiles son considerados más representativos que los valores máximos y mínimos absolutos, y, particularmente, L_{10} y L_{90} son dos de los más utilizados. En particular, a la diferencia entre estos dos últimos ($L_{10} - L_{90}$) se la suele denominar *clima de ruido*.

L_{50} indica el valor que fue superado durante el 50% del tiempo de medición. Dicho de otra manera, representa la mediana de los valores medidos. Recordando el concepto de mediana, si ordenáramos de mayor a menor todas las muestras obtenidas, ésta equivale al valor central, o al promedio de los dos valores centrales en caso que la cantidad de muestras sea par, de modo que existe igual cantidad de muestras mayores y menores que L_{50} . Se observa que este parámetro es diferente al promedio de los valores. Si, por ejemplo, dentro de los valores obtenidos hubiera un valor anormalmente elevado, se podría suponer que quizás esa muestra fuera debida a otros factores, y no fuera representativa del fenómeno que estamos analizando. En ese caso, la mediana arrojaría un resultado mucho más representativo que el promedio de las muestras.

Nivel equivalente de ruido

Como se sabe, el nivel sonoro es variable en el tiempo. Estas fluctuaciones pueden ser advertidas claramente, por ejemplo, cuando se está en un semáforo y se escucha atentamente los motores regulando de los vehículos que se encuentran momentáneamente detenidos, la aceleración de estos vehículos al arrancar (en particular ante la presencia de unidades de transporte público de pasajeros), producen variaciones de sonido mayores que los vehículos que circulan normalmente.

En puestos laborales se pueden encontrar el encendido y apagado de maquinarias ruidosas, motores que se aceleran y diversas fuentes sonoras que proporcionan una intensidad sonora variable. Debido a esto, es muy común que se utilice el concepto de nivel equivalente de ruido para mediciones a lo largo de ciertos períodos (no instantáneas).

Durante el intervalo de tiempo que dura una medición, se tiene un nivel sonoro instantáneo que varía con el tiempo. Es posible calcular la energía total proporcionada por el mismo durante el tiempo de medición. Luego, para determinar el nivel equivalente, se calcula el nivel de sonido continuo que aporta la misma dosis de energía que el sonido variable, ponderado por la curva A de la Figura 1.5, durante el intervalo de tiempo dado. El nivel equivalente viene entonces dado por la siguiente ecuación:

$$L_{eq}(A) = 10 \cdot \log \left[\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} \left(\frac{p_A(t)}{p_0} \right)^2 dt \right],$$

donde $T = (t_1 - t_0)$ es el período de medición, $p_A(t)$ es la presión sonora instantánea ponderada según la curva A de la Figura 1.5, y p_0 es la presión de referencia, $20\mu\text{Pa}$. Visto de otra forma, también podemos decir que el nivel equivalente es la energía media del nivel sonoro instantáneo a lo largo de un período de tiempo determinado.

Cuando se tiene una serie de valores discretos, producto de haber realizado n mediciones de nivel sonoro con un determinado período de muestreo fijo, y asumiendo que el nivel sonoro se

mantiene constante dentro de cada período, la integral de la ecuación anterior se reduce a una sumatoria:

$$L_{eq}(A) = 10 \cdot \log \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n 10^{\frac{L_i(A)}{10}} \right],$$

En la Figura 1.11 vemos un ejemplo en el cual se representa el nivel sonoro instantáneo (trazo continuo), el nivel equivalente progresivo (trazo segmentado), y el nivel continuo equivalente para todo el período (trazo punteado).

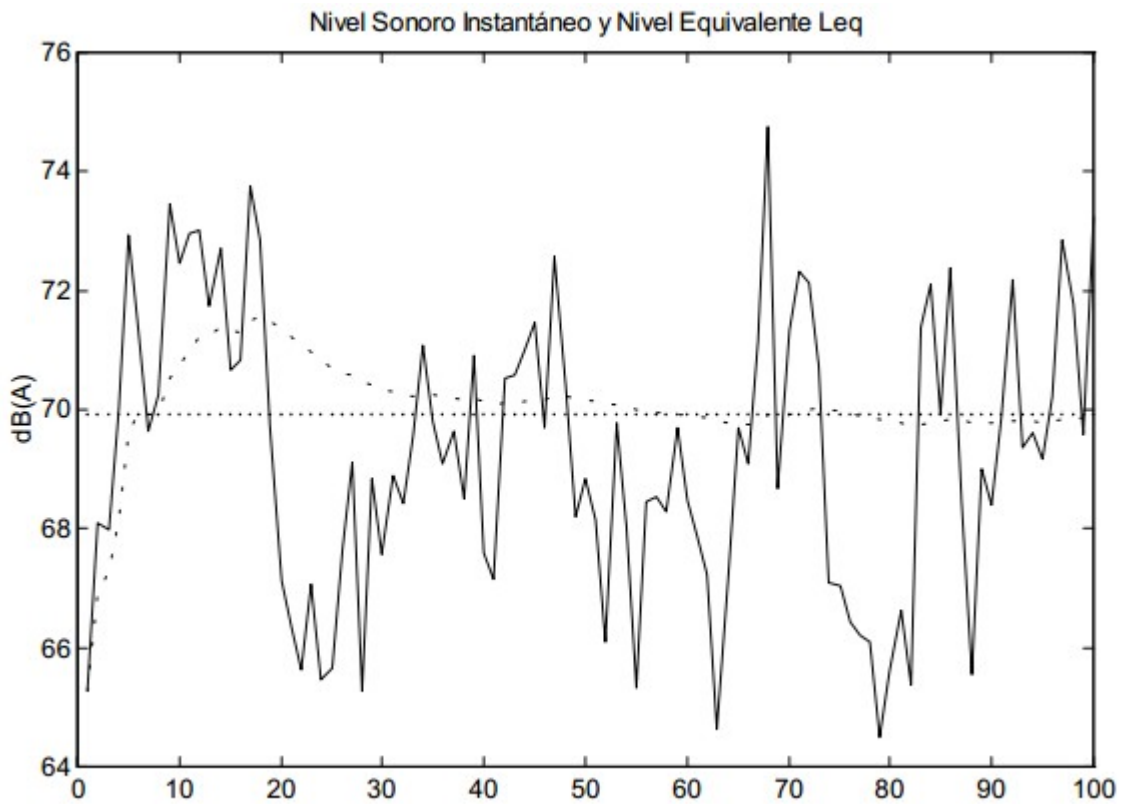


Figura 1.11 - Curva de nivel sonoro y L_{eq} .

Si en lugar de la curva A se utiliza el filtro de ponderación C, y se obtiene el nivel continuo equivalente trabajando en forma análoga a lo visto anteriormente, el nivel equivalente obtenido se denomina $L_{eq}(C)$.

1.5.2.2 Indicadores de ruido

Existen varios indicadores de ruido. Estos parámetros, basándose en los descriptores vistos anteriormente, pretenden dar una indicación del nivel de ruido que logre acercarse más al nivel de molestias percibido por las personas expuestas.

- **Traffic Noise Index (TNI):**

Griffith y Langdon detectaron, mediante encuestas realizadas en Londres, que las molestias percibidas guardaban cierta relación con el *clima de ruido*, anteriormente definido como $(L_{10} - L_{90})$.

Desarrollaron entonces un indicador que tuviera en cuenta aquellos parámetros. El *TNI*, o el Índice de Ruido de Tránsito, está dado por la siguiente fórmula:

$$TNI = 4(L_{10} - L_{90}) + L_{90} - 30.$$

- **Noise Pollution Level (NPLL):**

Robinson propuso un índice que tuviera en cuenta el hecho de que a mayores fluctuaciones en el nivel sonoro, mayor es la molestia percibida por las personas [5]. Propuso entonces un indicador de ruido que está conformado por la combinación de dos factores: el nivel equivalente y la desviación estándar de las muestras en el mismo período. El *NPLL*, o Nivel de Contaminación por Ruido, está dado por la siguiente fórmula:

$$NPLL = L_{eq} + K\sigma,$$

donde L_{eq} es la energía media del nivel sonoro dentro de un período de tiempo dado, pudiendo también emplearse $L_{eq}(A)$, σ es la desviación estándar, y K es una constante que se estableció de valor igual a 2.56, debido a que ese valor, aparentemente, concordaba mejor con los estudios realizados en la población. Por ese motivo, es común hallar referencias al *NPLL* directamente expresadas de la siguiente forma:

$$NPLL = L_{eq} + 2,56\sigma.$$

- **Sound Exposure Level (SEL):**

También conocido como *Single Event Level*, el *SEL* intenta valorar más acertadamente ruidos de eventos únicos, como el pasaje de un avión o un tren. Está basado en la integración de todo el evento sonoro, teniendo en cuenta la cantidad total de energía del evento.

El valor *SEL* se define como el nivel de sonido continuo durante un período de 1 segundo que contiene la misma energía que el evento sonoro individual completo. De las tres constantes de tiempo definidas anteriormente, *Impulse*, *Fast* y *Slow*, la más empleada internacionalmente para este tipo de mediciones es la rápida (*Fast*). En particular, el *SEL* que se obtiene empleando la constante de tiempo impulsiva se denomina *IEL*. Para un evento sonoro ocurriendo durante un intervalo de tiempo T , la relación entre el *SEL* y $L_{eq}(A)$ es:

$$SEL = L_{eq}(A) + 10 \cdot \log\left(\frac{T}{1 \text{ s}}\right).$$

Habitualmente se trabaja con el filtro de ponderación A, pero para sonidos impulsivos, como disparos de armas de fuego, el análisis con la curva C se correlaciona mejor con la sensación de sonoridad percibida.

- **Nivel Equivalente Máximo:**

Cuando hablamos de eventos sonoros individuales, el valor instantáneo máximo del mismo es un parámetro importante. El valor $L_{max}(A)$ debe medirse con la constante de tiempo rápida (*Fast*), ya que así se obtendrá una buena correlación con la sensación de sonoridad percibida por el oído. Para sonidos impulsivos de duración extremadamente corta, puede emplearse la constante de tiempo impulsiva, y comúnmente, en estos casos se emplea el filtro de ponderación C.

- **Nivel equivalente Día-Noche:**

Este indicador se denomina L_{dn} , y pretende dar una idea del nivel de ruido a lo largo de las 24 horas del día, teniendo en consideración el hecho de que durante la noche la población se vuelve más sensible al ruido, y, si bien habitualmente los niveles sonoros disminuyen en cierta medida durante ese período, su importancia relativa aumenta.

Se trata del $L_{eq}(A)$ para un período de 24 horas, con una penalización de 10dB para los niveles equivalentes medidos durante la noche. Las horas que comprende el período nocturno varían de acuerdo a las costumbres y cultura de cada pueblo, siendo necesario relevar información acerca del comportamiento promedio de la población en cada caso; pero en general se trata de un período de 8 horas, comprendido entre las 22:00hs y las 06:00hs, o entre las 23:00hs y las 07:00hs. Si bien el tiempo promedio de sueño suele ser menor que 8 horas, la duración de este período se estableció a los efectos de proteger tanto a los que se acuestan temprano como a aquellos que lo hacen un poco más tarde. De esta manera, para calcular L_{dn} se obtiene un nivel equivalente para el período de 16 horas del *día* (L_d), y un nivel equivalente para la *noche* (L_n). A este último se le suma 10dB, y luego, se promedia con el $L_{eq}(A)$ del *día*, de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$L_{eq} = 10 \cdot \log\left[\frac{1}{24} \left(16 \cdot 10^{\frac{L_d}{10}} + 8 \cdot 10^{\frac{L_n + 10}{10}}\right)\right].$$

Como ejemplo, si durante el *día* medimos un nivel equivalente de 60dB(A), y durante la *noche*, 50dB(A), a través de la ecuación anterior el L_{dn} será igual a 60dB(A).

- **Nivel Equivalente Día-Tarde-Noche:**

En algunos países se agrega el concepto de “*evening*” (atardecer o anochecer), que a los efectos del presente trabajo será traducido simplemente como *tarde*, en concordancia con el término empleado en la versión en español de la Propuesta de Directiva del Parlamento Europeo.

Este concepto comprende el período vespertino que antecede a la *noche* (período de sueño), en el cual generalmente la población goza de su tiempo libre, fuera del horario típico de trabajo. Esta definición puede abarcar también el período de la siesta, si fuera conveniente. Por estos motivos, se entiende que en este período del día hay un cierto aumento en la sensibilidad al ruido.

El concepto es muy similar al anterior. En este caso, a los valores medidos durante el período vespertino (L_e) se penaliza con 5dB. La Unión Europea ha decidido emplear este indicador, pero deja a criterio de los distintos Estados miembros a decidir a qué hora empieza el *día*, la *tarde* y la *noche*. Sin embargo, fija los valores por defecto, que son:

- *día*: de 07:00hs a 19:00hs;
- *tarde*: de 19:00hs a 23:00hs;
- *noche*: de 23:00hs a 07:00hs.

El nivel L_{den} se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$L_{den} = 10 \cdot \log \left[\frac{1}{24} \left(12 \cdot 10^{\frac{L_d}{10}} + 4 \cdot 10^{\frac{L_e+5}{10}} + 8 \cdot 10^{\frac{L_n+10}{10}} \right) \right]$$

- **Nivel equivalente Noche:**

Este indicador también es utilizado por la Unión Europea. Se simboliza como L_n , y consiste simplemente en el valor $L_{eq}(A)$ medido durante las horas de la *noche* (sin el incremento de 10dB).

- **Nivel Equivalente de Fin de Semana:**

En muchos casos puede ser aconsejable identificar los datos obtenidos los sábados, domingos y feriados, ya sea L_{dn} , L_{den} o cualquier otro indicador de 24 horas [5].

- **Nivel Promedio:**

En este caso simplemente calculamos la media aritmética de los valores instantáneos de $L_p(A)$:

$$L_{prom}(A) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n L_{p_i}(A)$$

Es llamativo notar que, aunque conceptualmente son cosas diferentes, el valor numérico $L_{prom}(A)$ no resulta demasiado distinto de $L_{eq}(A)$. De hecho, la diferencia no suele ser mayor que 1dB.

- **Nivel Diario Equivalente (de jornada laboral):**

A partir de la definición del nivel equivalente de ruido, la norma ISO 1999: 1990(E) - *Acoustics: Determination of Occupational Noise Exposure and Estimation of Noise-Induced hearing impairment*- (Acústica: Determinación de la exposición a ruido en el trabajo y estimación de las

pérdidas auditivas) define una serie de magnitudes que se obtienen a partir de la consideración de que la jornada nominal laboral dura un período $T = 8$ horas.

El Nivel Diario Equivalente, L_{eqd} definido en el Real Decreto 1316 (legislación Española), y en la norma ISO 1999: 1990(E) como nivel de exposición sonora normalizado a 8 horas se calcula a partir de la ecuación:

$$L_{eqd}(A) = L_{eqT_e} + 10 \cdot \log \frac{T_e}{8},$$

donde T_e es la duración efectiva de la jornada laboral y L_{eqT_e} el nivel equivalente continuo debido a la exposición durante T_e horas.

En teoría, se podría llegar a definir infinitos indicadores y descriptores, y de hecho, un gran número de éstos ha sido propuesto oportunamente. Sin embargo, comúnmente, no todos se utilizan. Es por ello que a la hora de realizar una medición se emplean los más significativos.

1.5.3 Correlación con las molestias percibidas

Inicialmente cabe destacar que los ruidos con fuertes componentes de baja frecuencia resultan especialmente molestos, aún a bajos niveles de presión sonora. La curva de ponderación A (ver Figura 1.5) no refleja este hecho con la exactitud necesaria, ya que presenta una importante atenuación a frecuencias bajas. Muchos son los que proponen la utilización de la curva C, defendiendo la posición de que se ajusta mejor a la percepción de las personas expuestas.

Otro factor que influye en la reacción de los individuos ante el ruido es la época del año, ya que de eso depende si las ventanas se encuentran mayormente abiertas o cerradas, y con eso, la aislación acústica de la edificación.

El nivel continuo equivalente es el más utilizado internacionalmente en mediciones a largo plazo de exposición al ruido ambiental. El L_{eq} ha sido utilizado por mucho tiempo, y ha demostrado ser un buen indicador de la molestia percibida ante ruidos aproximadamente continuos, como el tráfico automotor. Además, un gran número de indicadores de ruido están definidos en base al L_{eq} .

Aún es motivo de discusión si el nivel continuo equivalente es un indicador adecuado para la noche. Algunos sostienen que se correlaciona bastante bien con la calidad general del sueño, como la Unión Europea, pero dado que eventos sonoros aislados de elevada amplitud pueden interrumpir el sueño, otros sostienen que sería más adecuado una combinación de L_{eq} y L_{max} .

El nivel continuo equivalente Día-Noche L_{dn} es un indicador razonablemente bueno del grado de exposición promedio al ruido en una cierta área geográfica durante períodos de 24 horas o superiores. En términos generales, las penalizaciones de 5dB y 10dB a los valores equivalentes medidos durante la *tarde* y la *noche* han dado resultados bastante satisfactorios.

Para ruidos que se caracterizan por poseer eventos sonoros aislados, como el de tráfico ferroviario o aéreo, otros indicadores que consideren el número de eventos y el nivel de los mismos, como el L_{max} o el SEL , resultan más apropiados para describir la molestia percibida, y se correlacionan mejor con el grado de perturbación del sueño. Como L_{max} ignora la duración del evento, es esperable que el SEL dé una descripción más exacta del hecho.

El hecho de que iguales niveles L_{eq} para ruidos de tránsito automotor y aeronáutico no producen iguales niveles de molestia en la población expuesta no hace más que confirmar la necesidad de complementar el nivel equivalente con algún otro tipo de indicador.

A la hora de realizar una medición debe efectuarse el análisis correspondiente sobre la conveniencia de utilizar un tipo de indicador u otro, para luego poder mostrar adecuadamente los datos obtenidos.

1.5.4 Presentación de los datos – Mapas de Ruido-

Los mapas han sido tradicionalmente empleados en actividades como la geografía, topografía, hidrología, meteorología y demarcación de terrenos. Sin embargo, su empleo en el área de la acústica es relativamente reciente.

En particular, los mapas de ruido, representan una situación acústica para un área determinada, en pasos que pueden ser, por ejemplo, de 3dB, 5dB, o más, usando diferentes colores o escalas de gris para representar dichos rangos.

Los mapas de ruido son una representación gráfica del perfil de ruido de un área geográfica determinada, en cuál los niveles sonoros se indican como curvas de nivel, de manera similar a los contornos topográficos en un mapa convencional, o las curvas isotérmicas en un mapa meteorológico. Adicionalmente, estos mapas también pueden indicar cómo varía la distribución espacial de los niveles de ruido a lo largo del tiempo.

En la Figura 1.12 se puede observar un ejemplo de mapa de ruido de una ciudad en donde los tonos de rojo muestran niveles sonoros elevados, y su intensidad va decreciendo a medida que se aproximan al azul.

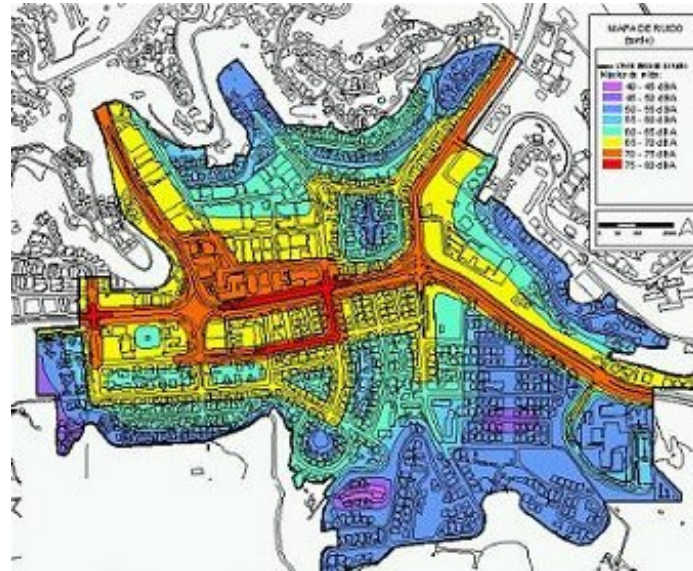


Figura 1.12 - Mapa de Ruido de una ciudad.

La Figura 1.13 muestra el mapa de ruido en una industria en donde también los tonos rojos muestran altos niveles de ruido. Aquí se puede observar que con herramientas adicionales se pueden obtener mapas en tres dimensiones de, por ejemplo, un edificio.

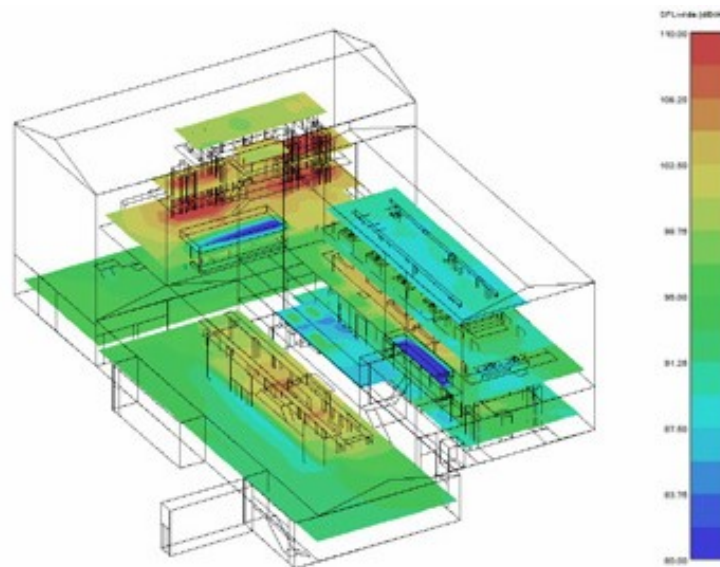


Figura 1.13 - Mapa de Ruido Industrial.

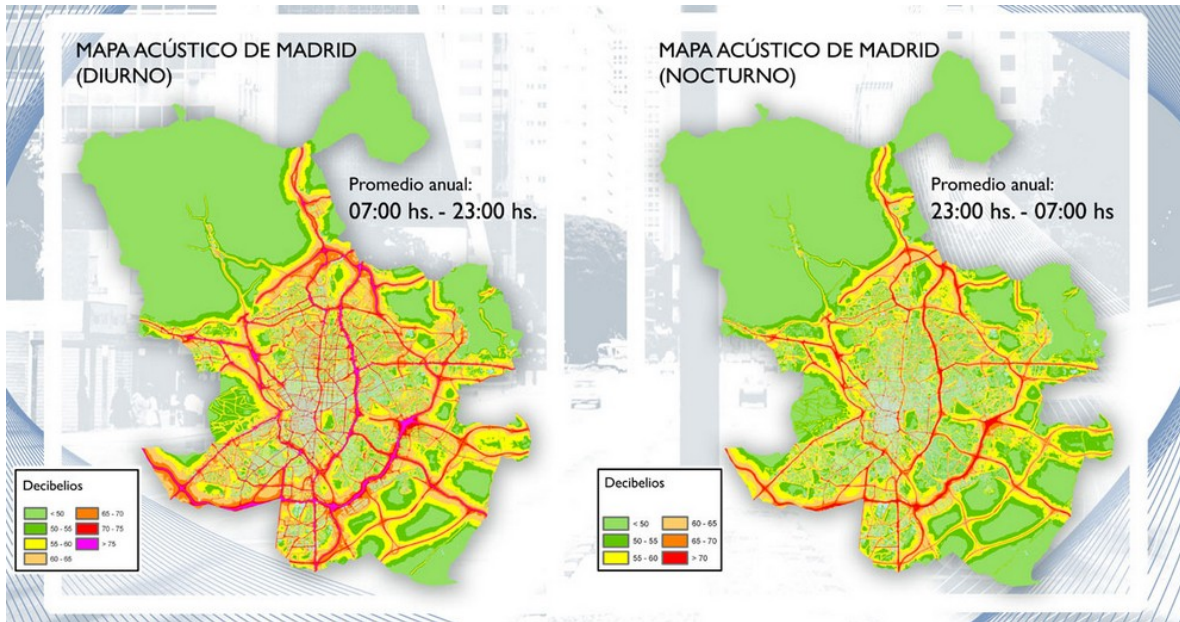


Figura 1.14 – Mapa de ruido diurno y nocturno de una ciudad.

En la Figura 1.14 se puede observar el mapa de ruido de la ciudad de Madrid con el promedio de ruido anual diurno y nocturno respectivamente. Si fuera necesario, se podría calcular el *nivel equivalente día-noche* de ruido a través del indicador descrito en la sección 1.5.2.2.

Actualmente en Argentina no existe mucha información sobre contaminación sonora ambiental de distintas ciudades. Es por ello que un instrumento que pueda llevar a cabo estas mediciones automáticamente es de gran importancia para poder desarrollar estos tipos de mapas y poder obtener una información más precisa de los distintos puntos de una ciudad.

1.6 PROPUESTA

En esta sección se pretende mostrar algunos equipos comerciales utilizados para la medición de ruido, para luego proponer el desarrollo del prototipo y poder hacer una comparación entre ellos.

A continuación se describen algunos de los equipos patentados que se utilizan para medir emisiones sonoras.

1.6.1 Equipos comerciales

- **CIRRUS** ofrece una variedad de medidores de sonido, dentro de los cuales destacan los de la serie CR:800 y CR:700. A continuación se transcribe un resumen de las funcionalidades de los mismos y se muestra el equipo (Figura 1.15):

RESUMEN: EGM provides a range of outdoor measurement kits suitable for use with the CR:800A, CR:800B, CR 800C and CR:700B Sound Level Meters. These measurement kits can be purchased either as complete kits which includes the appropriate Sound Level Meter and all of the accessories or as an individual kit which can be added to an existing Sound Level Meter.

To help you decide which parts numbers are needed for each different type of Sound Level Meter, we have changed the product code from CK to a new code, which will be EK, for Environmental Kit.

These products form a complete package which includes the Sound Level Meter and the Outdoor Measurement Kit along with all of the accessories. This will mean that one order code will give you all the instrumentation and accessories needed. For example, EK:411B which will consist of CR:811C Sound Level Meter and the CK:408 Heavy Duty Outdoor Kit.

Each of the new "EK" Outdoor Measurement kits will contain the following items:

- Sound Level Meter
- Outdoor Microphone
- Acoustic Calibrator
- UA:237 Windshield
- 10m Microphone Cable
- Rechargeable 12V Lead Acid Battery
- Battery Charger
- External Data Cable (RS232 & USB for CR:800A, CR:800B, CR800C & CR:703B)



Figura 1.15 - Decibelímetro Cirrus CR:811C.

- **SoundPro DL/SE** de 3M. Son medidores integradores para medición de ruido (ver Figura 1.16). Con opción de filtros de octava y tercios de octava de banda, para análisis en tiempo real. Micrófonos tipo 1 y tipo 2. Pantalla LCD con menú en varios idiomas, incluyendo español. Selección de rangos de medición, frecuencias de ponderación, tasas de intercambio y tiempos de respuesta entre otros. Opción de memoria para almacenamiento de datos resumen e historial de medición. Software para análisis de resultados y generación de reportes. Integración en sistema para monitoreo ambiental.



Figura 1.16 - Decibelímetro SoundPro DL de 3M.

- Decibelímetros digitales **DT-8851** y **DT-8852** (ver Figura 1.17). Esta línea de decibelímetros ofrece las siguientes características:
 - Cumplen con los requerimientos de la norma IEC61672-1 clase 2 para medidores de nivel sonoro.
 - Data logger (solo HDT-18852) con memoria para 32600 datos.
 - Interfaz USB y software para análisis de datos.
 - Medición de máximo y mínimo MAX y MIN.
 - Indicación de sobre rango y bajo rango
 - Escalas de medición A y C
 - Respuesta rápida FAST y lenta SLOW
 - Salidas analógicas AC/DC para conexión a un analizador de frecuencias o a un registrador X-Y
 - Niveles ajustables de alarma (solo HDT-18852).



Figura 1.17 - Decibelímetros DT-8851 y DT-8852.

- Decibelímetro de instalación fija **SLT** (ver Figura 1.18). El ámbito principal de aplicación de este decibelímetro es el de las mediciones de sonido continuadas y el control de sonido en naves de fábricas, salas de producción y pabellones de ocio (discotecas, fiestas populares, eventos, etc).

Especificaciones técnicas:

- Rango de medición: 30 ... 130 dB en tres rangos.
- Resolución: 0,1 dB.
- Precisión: $\pm 1,5$ dB.
- Valoración: A.
- Alimentación: Por medio del transmisor.
- Longitud del cable: 1,5 m.
- Sujeción a la pared: Para sujetar con tornillos (incluido en el envío).
- Condiciones ambientales: Máx. 85 % H.r. / 0 ... +50 °C.
- Micrófono: Micrófono de precisión Electret de 1/2 ".
- Normativa: IEC 651 tipo II (clase II).



Figura 1.18 - Decibelímetro de instalación fija SLT.

- Decibelímetro **dBadge CEL-350/K1** (ver Figura 1.19). El decibelímetro dBadge CEL-350 está orientado para la medición de la exposición personal al ruido en el entorno laboral.

Especificaciones técnicas:

- Rango operativo lineal: 65,0 ... 140,3 dB RMS
- Rango de medición de Pico: 95,0 ... 143,3 dB Pico
- Ponderación de frecuencia RMS: A
- Ponderación de frecuencia Pico: C, A, Z (lineal)
- Ponderación de tiempo: Lento, rápido e impulso
- Ponderación de amplitud: Q=3 & Q=5
- Umbral seleccionable: 2 (70 ... 90 dB), en tramos de 1 dB

- Criterio seleccionable: 1 (70 ... 90 dB), en tramos de 1 dB
- Capacidad de memoria: 64 kB (180 horas de medición)
- Información de calibración: Fecha, hora y nivel de calibración
- Alimentación: batería interna NiMH
- Autonomía: 32 horas en continuo
- Memoria No volátil, 10 años de almacenamiento
- Pantalla: LCD gráfico de 96 x 26 píxeles
- Conexión con PC: Cable de infrarrojos (se incluye en el envío)



Figura 1.19 - Decibelímetro dBadge CEL-350/K1.

1.6.2 Desarrollo propuesto

A partir de lo descrito anteriormente se propone desarrollar y construir un prototipo que permita medir ruido con una mayor resolución espectral que los equipos comerciales. Los equipos comerciales que poseen la capacidad de obtener el espectro de sonido (como el SoundPro DL/SE, los DT-8851 y DT-8852) lo hacen a través de filtros de 1 y 1/3 de octava (ver sección 1.5.1). El equipo propuesto lo puede lograr con aún mayor resolución espectral si se deseara. Esto es muy importante ya que permite conocer el ruido con mayor detalle y, por ejemplo, permite determinar con mayor precisión qué tipo de protección auditiva debe utilizarse específicamente en cada caso. El equipo está orientado a ser un equipo tipo “caja negra” de un avión, el cual puede ser instalado en un determinado ambiente para monitorear y almacenar los datos en una memoria tipo SD, solo mostrando, con algún tipo de indicador, valores sencillos de interpretar de la medición en tiempo real. Decibelímetro comercial de instalación fija SLT y el dBadge CEL-350/K1 están orientados a realizar mediciones continuadas de contaminación sonora, pero ninguno de estos posee la capacidad de obtener el espectro de sonido.

Se pretende realizar un equipo reprogramable el cual pueda almacenar los tipos de datos deseados por el usuario, adquiriéndolos de manera programada.

Además se prevé algún tipo de comunicación con otros dispositivos (Tablet, notebook, PC) a través de bluetooth o por puerto serie para poder obtener y analizar los datos.

Incluso el equipo podría ser instalado junto al sistema de cámaras de seguridad ya instalado en el Municipio de General Pueyrredón, ya que este dispositivo también poseerá la capacidad, si se deseara, de agregar otros tipos de sensores para monitorear otras variables como pueden ser gas, temperatura, presión atmosférica, etc; y hasta la opción de que tenga conectividad a través de internet desde el punto de medición.

En el siguiente capítulo se analiza la función de cada bloque del medidor de contaminación sonora (Figura 1.4) con algunas modificaciones, para luego plantear el desarrollo del prototipo y las tecnologías a utilizar.

Capítulo 2

ANÁLISIS DEL MEDIDOR PROPUESTO

En este capítulo se analizan en profundidad los bloques que conforman el sistema de medición de energía sonora, para poder realizar un análisis de las funciones de cada uno de ellos.

Como se mencionó en la parte final del Capítulo 1 el desarrollo propuesto presenta algunas modificaciones respecto al diagrama en bloques de la Figura 1.4 que se reflejan a continuación en la Figura 2.1.

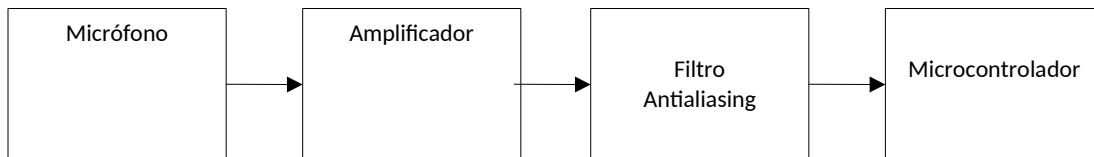


Figura 2.1 - Diagrama en bloques del medidor propuesto.

2.1 ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

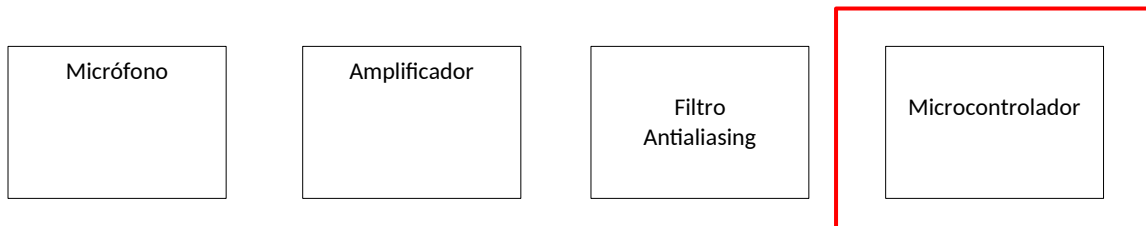


Figura 2.2 - Diagrama en bloques del medidor propuesto.

La adquisición y el procesamiento de la señal es llevada a cabo por uno de los microcontroladores (el DSP) (ver Figura 2.2) y permite, a partir de la señal previamente acondicionada (amplificada y filtrada por el filtro antialiasing), obtener los distintos parámetros de la misma para su posterior presentación y análisis. Los bloques previos a esta etapa se desarrollan en las siguientes secciones.

Dentro de las posibilidades planteadas, para poder conformar la etapa de adquisición y procesamiento de datos, se optó por la digitalización de la señal y procesarla a través de un Procesador Digital de Señales o DSP (sigla en inglés de *Digital SignalProcessor*).

Los DSP son óptimos para aplicaciones que requieren operaciones numéricas a muy alta velocidad. Por lo tanto son una herramienta especialmente útil para el procesado y representación de señales analógicas que pueden ser digitalizadas en tiempo real. En un sistema que trabaja de esta forma, el DSP recibe las muestras provenientes de un conversor analógico/digital. En la práctica, estos procesadores digitales de señales ya tienen incorporados conversores analógico/digital.

Entre las marcas más conocidas de microcontroladores DSP está Microchip. Se eligió esta opción ya que, luego de analizar ventajas y desventajas de sus modelos, se encontró que existe a disposición del desarrollador una gran cantidad de información y herramientas de diseño. Por otro lado los microcontroladores Microchip están más impuestos en el mercado y gozan de mayor disponibilidad, lo que facilita su adquisición.

Para el desarrollo se eligió el dsPIC33FJ128GP802. dsPIC es el nombre genérico que se utiliza para referirse a los Controladores Digitales de Señales (DSC) de esta empresa, los cuales combinan la arquitectura y la programación de los micro controladores PIC de 16 bits con los recursos de hardware y software necesarios para soportar las prestaciones fundamentales de los DSP.

Algunas ventajas de estos dispositivos, en particular del modelo utilizado en el desarrollo (dsPIC33FJ128GP802), pueden apreciarse a partir de sus características principales, detalladas a continuación:

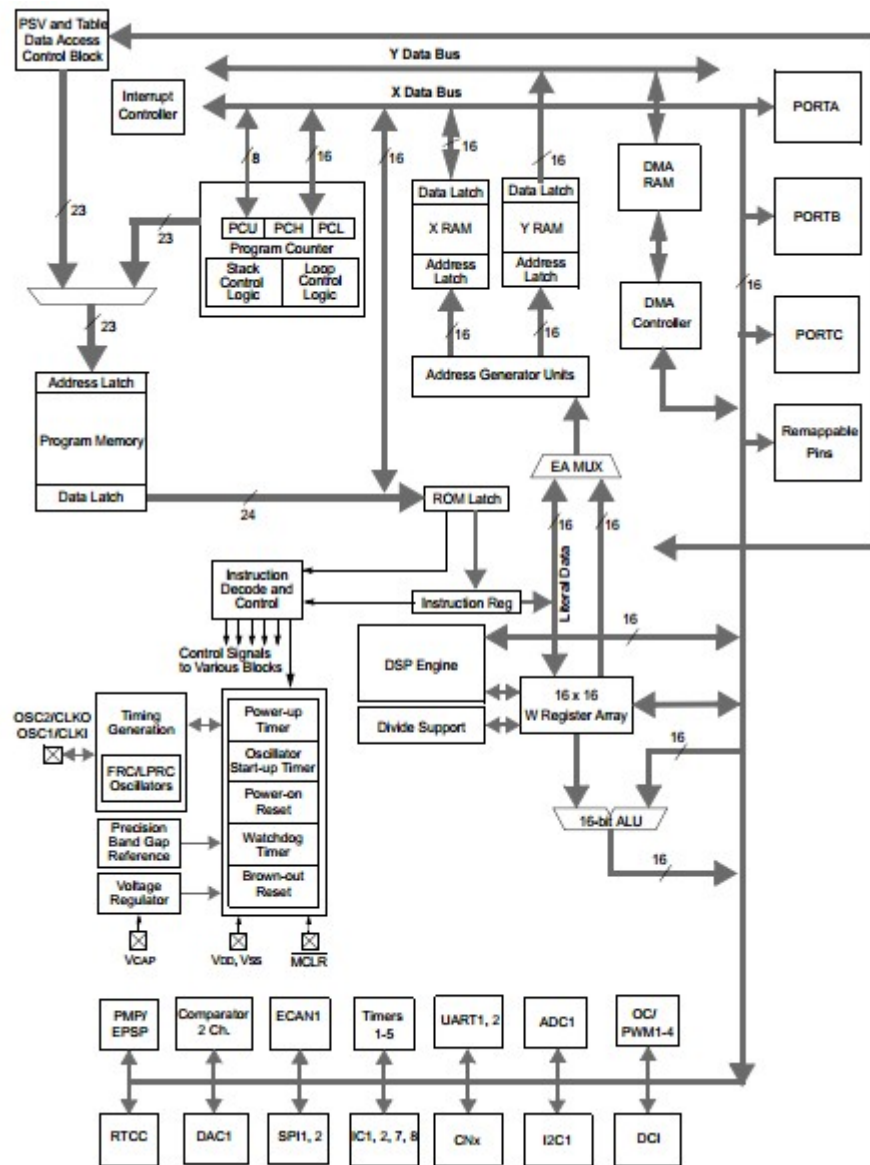


Figura 2.3 - Arquitectura interna del dsPIC [10].

- 128 kB de memoria de programa (EEPROM). Esto, junto al uso de compiladores cruzados optimizados para la arquitectura, permite un desarrollo más fácil y eficiente.
- 16 kB de memoria de datos (RAM).
- Funcionamiento a 40 MIPS (Millones de Instrucciones Por Segundo).
- Multiplicaciones, sumas, y desplazamientos lógicos se realizan en un ciclo de reloj.
- ALU de 40 bits, multiplicador de 17 x 17 bits, dos acumuladores de 40 bits y registro de desplazamiento bidireccional de 40 bits.
- Conversor Analógico/Digital (ADC) de 12 bits@500kps integrado.

- Conversor Digital/Analógico (DAC) de 16 bits@100ksps integrado.
- Programación y depuración en circuito. Es posible realizar calibraciones y reprogramaciones sin necesidad de removerlo de la aplicación final.
- DMA de 8 canales con memoria RAM de doble puerto. Permite trabajar con los periféricos y el programa principal en forma independiente y simultánea.
- Módulos de comunicación: I2C, SPI, CAN, UART, DCI, entre otros.
- Herramientas para la gestión del sistema: watchdog, monitor de falla del reloj y oscilador, temporizadores para la estabilización de la alimentación y la frecuencia, etc.
- Control de consumo de energía: diferentes modos de bajo consumo (DOZE, Idle y Sleep), detección de voltaje bajo, etc.
- Bajo costo.

Para poder comprender el funcionamiento a continuación se realiza un análisis más detallado de las etapas más importantes del microcontrolador individualmente y la función que realiza cada una de ellas. De esta forma, podemos subdividir las tareas en las siguientes:

- Conversión Analógica/Digital.
- Controlador DMA.
- FFT.

2.1.1 Conversión Analógico Digital.

Un conversor analógico/digital (ADC), es un dispositivo electrónico que convierte una señal analógica en una representación digital de tiempo discreto de la misma. Existen diferentes métodos de conversión pero los más comunes son:

- Conversión Directa o Flash: Este tipo de conversores son los más rápidos, alcanzando frecuencias de muestreo del orden del GigaHertz, pero usualmente solo cuentan con una resolución de 8 bits o menor. Esto se debe a que, producto de su arquitectura, la cantidad de comparadores necesarios sigue una ley $2^{(N-1)}$ (con N igual al número de bits del conversor), lo cual por cada bit adicional implica duplicar la estructura previa, derivando en la necesidad de un circuito grande y costoso.
- Aproximaciones sucesivas: Su funcionamiento se basa en una búsqueda dicotómica del valor presente en la entrada, con respecto al valor proporcionado por un conversor interno. Es el más comúnmente empleado, debido a su bajo costo respecto a las prestaciones que ofrece. Permite trabajar con una resolución mayor, aunque su principal desventaja es el tiempo relativamente elevado de conversión.
- Rampa: Posee el circuito más simple de todos los conversores A/D. Sin embargo, esto conlleva a desventajas como una velocidad de conversión baja y a su vez variable según el valor a convertir.

- Sigma-Delta: Son capaces de proveer resoluciones muy altas, aunque a velocidades bajas debido al sobremuestreo utilizado en su operación. Otra ventaja de este tipo de conversores es que el requerimiento sobre el filtro antialiasing es muy bajo.

El módulo con el que cuenta el dsPIC propuesto para este trabajo consiste en un conversor de 12 bits. Este fue elegido debido a que satisface la necesidad de obtener un rango dinámico equivalente a equipos comerciales. El módulo emplea el método de aproximaciones sucesivas, el cual en esta aplicación ha sido configurado para funcionar a una frecuencia de muestreo de 16288Hz, ya que se pudo verificar su correcto funcionamiento en otros trabajos del equipo de desarrollo en el cual se llevó a cabo esta tesis; como es el caso de la tesis de Alejandro Uriz. Este módulo tiene la propiedad de permitir establecer en forma individual la duración de los tiempos de muestreo y de conversión, así como también la forma de control de los mismos entre una variedad de opciones.

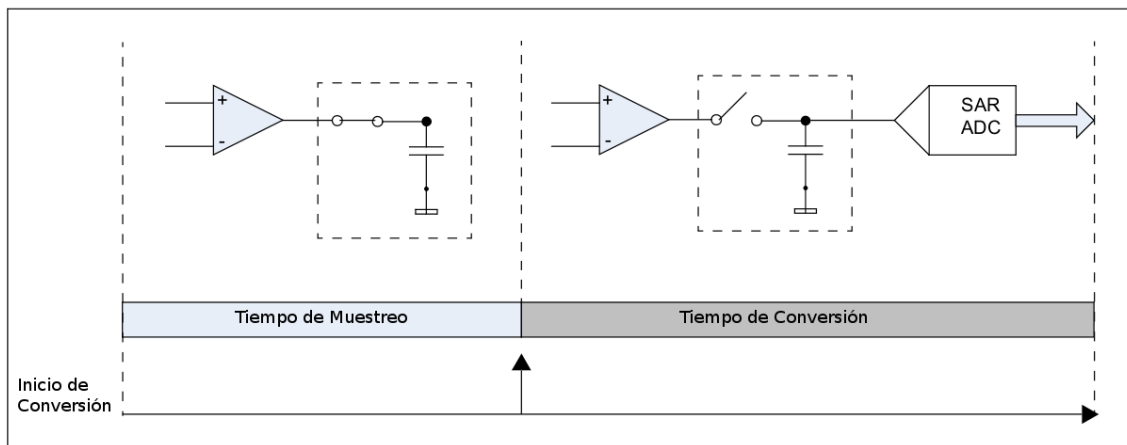


Figura 2.4 -Tiempos de muestreo y conversión.

El tiempo de muestreo es el que define el período durante el cual el condensador de muestreo se encuentra conectado a la señal de entrada. Este debe ser mayor a un valor mínimo establecido por el fabricante para asegurar un correcto funcionamiento, el cual en este caso es de aproximadamente 117ns. Al mismo tiempo, debe mantenerse lo más pequeño posible de forma tal de minimizar el efecto de apertura producido por el sistema de muestreo y retención.

Luego de terminado el proceso de muestreo, el condensador de muestreo se desconecta de la entrada y se conecta a la entrada del conversor. Este transforma el nivel de tensión almacenado en el condensador en una palabra digital equivalente. El tiempo para realizar esta tarea es dependiente de la cantidad de bits a convertir y de la frecuencia de operación del ADC (número de bits multiplicado por el período del reloj del ADC).

Para conseguir un flujo de datos constante, se emplea una técnica denominada 'Ping Pong Buffering', la cual consiste en la utilización de un par de registros en lugar de uno único, para el volcado de los datos entregados por el ADC. Estos registros se encuentran en una zona de memoria

especial de doble puerto (DPSRAM), la cual tiene la propiedad de poder ser accedida simultáneamente por el CPU y el DMA, evitando así ocupar ciclos de reloj de ejecución al programa principal. Esto permite que el periférico funcione en forma ininterrumpida, escribiendo en forma alternada en los dos registros. De esta manera, cuando se están leyendo los valores almacenados en uno de los registros, el periférico sigue adquiriendo nueva información que el DMA va almacenando en el otro.

La otra parte del control es efectuada por el módulo *Timer 3* (ver Figura 2.3), que como su nombre lo indica, es un temporizador. Este se encuentra configurado de forma tal de generar los pulsos de conversión a la frecuencia de muestreo seleccionada para la operación del ADC. Su funcionamiento es sencillo, y consiste en comparar el valor actual de la cuenta (la cual es incrementado por el de reloj principal del dsPIC) con un valor preestablecido, el cual define su período. Cuando la cuenta alcanza el valor del período, se genera el pulso que comanda la conversión del ADC y se reinicia la cuenta para el próximo ciclo.

A la hora de determinar el modo de funcionamiento y los tiempos, se deben tener en cuenta los límites establecidos por el fabricante que aseguran el correcto funcionamiento. En esta aplicación, el modo se encuentra definido por los siguientes parámetros:

- Conversión controlada por temporizador (módulo *Timer 3*).
- Comienzo del muestreo automáticamente al finalizar la conversión.
- Transferencia de datos administrada por el controlador DMA.

Los tiempos involucrados y que deben ser especificados son:

- Período del reloj del ADC (T_{ad}).
- Período de conversión (Período del *Timer 3*).

Para la configuración seleccionada, el período del reloj del ADC (T_{ad}) se calcula como:

$$T_{ad} = T_{cy} \cdot (ADCS + 1) ; T_{cy} = 1 / 40 \text{ MHz} ; ADCS = 4 ; T_{ad} = 125 \text{ ns},$$

donde T_{cy} corresponde al período del reloj de sistema y ADCS es el registro de configuración del reloj del ADC. Por otro lado, el *Timer 3* ha de ser configurado en forma apropiada para que genere un pulso de conversión cada $1/F_s$. Para esto, en el registro destinado a establecer el período del *Timer 3* (PR3) se carga el valor que se obtiene de la siguiente forma:

$$PR3 = (F_{cy} / F_s) - 1 ; F_{cy} = 40 \text{ MHz} ; F_s = 16288 \text{ Hz},$$

$$PR3 = 2431.$$

Así resulta entonces que los encargados de controlar la operación del conversor son el módulo DMA en conjunto con el módulo *Timer 3*, liberando de esta tarea al CPU del microcontrolador. De ésta forma, la única tarea que debe realizar el CPU con respecto al conversor, es tomar los datos desde la memoria y procesarlos.

Para una mejor comprensión del funcionamiento de todo el conjunto, en la Figura 2.5 se presenta el diagrama de flujo del proceso.

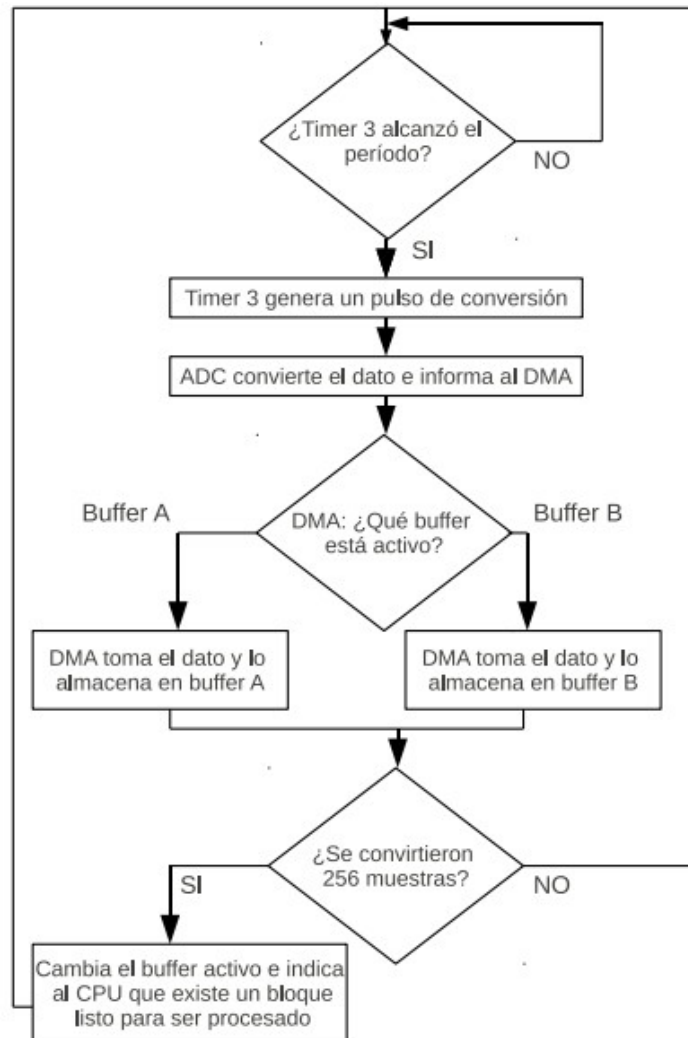


Figura 2.5 - Diagrama de flujo del proceso.

La siguiente tabla muestra los valores más relevantes de esta etapa (ver Tabla 2.1):

	Frec. muestreo	Nro muestras x bloque	Tiempo de adq.	% uso mem. DMA
ADC	16288Hz	256	15,71ms	50%

Tabla 2.1 - Implementación del ADC.

2.1.2 Controlador DMA.

El controlador DMA transfiere datos entre los registros de datos de los periféricos y la memoria RAM. El subsistema de DMA del dsPIC utiliza memoria RAM de doble puerto (DPSRAM) y estructuras de registros que permiten que el DMA opere buses de datos y de direcciones propios e independientes sin producir ningún impacto en la operación del CPU. Esta arquitectura elimina la necesidad de ocupar ciclos de instrucción, lo cual sí sucede en los sistemas convencionales cuando se requiere una transferencia por DMA de alta prioridad. Tanto la CPU como el controlador de DMA pueden escribir y leer desde/hacia las direcciones que pertenecen a la memoria DPSRAM sin producirse interferencias entre sí, lo cual maximiza el rendimiento de aplicaciones en tiempo real. En forma recíproca, las operaciones del DMA y sus transferencias de datos desde/hacia la memoria y los periféricos no reciben impacto por el procesamiento llevado a cabo por la CPU.

Un diagrama en bloques de la estructura del controlador DMA y su relación con los módulos asociados puede ser apreciada en la Figura 2.6.

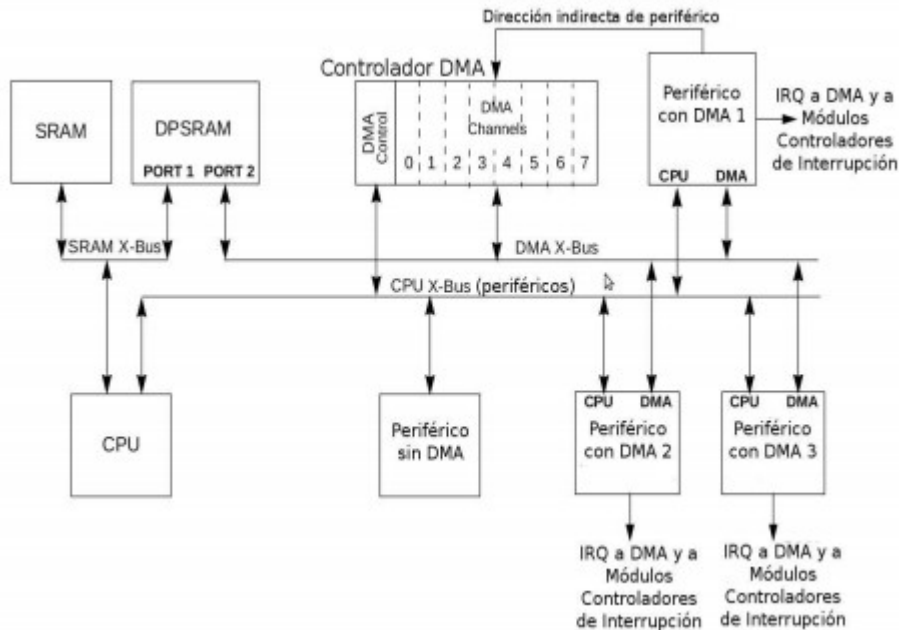


Figura 2.6 - Diagrama en bloques de la integración del DMA en el sistema.

En este diagrama en bloques se muestra como se integra el DMA en la arquitectura interna del dsPIC. La CPU se comunica con la SRAM convencional por medio del bus X, así como también con el puerto 1 de la DPSRAM por medio del mismo bus. Para comunicarse con los periféricos, la CPU utiliza un bus separado, dedicado exclusivamente a esta tarea. Los canales de DMA se comunican con el puerto 2 de la DPSRAM y el puerto DMA de cada periférico que cuenta con el soporte adecuado para ello. A diferencia de otras arquitecturas, la CPU del dsPIC es capaz de efectuar una operación de lectura y una de escritura dentro de cada ciclo de su bus. En forma similar, el DMA puede completar la transferencia de un byte o de una palabra (16 bits) en cada ciclo de su bus dedicado. Esto asegura que todas las operaciones de transferencia llevadas a cabo por el DMA no se verán interrumpidas, y de que una vez que comenzaron, terminarán dentro del mismo ciclo del bus sin importar lo que suceda en otros.

La siguiente figura muestra en forma gráfica un ejemplo de transferencia DMA.

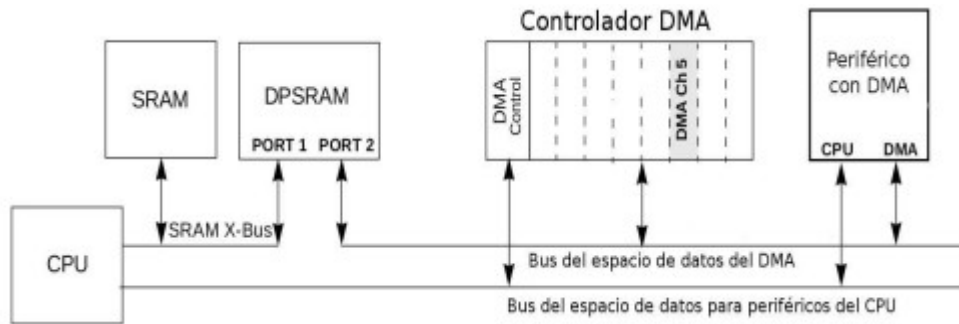


Figura 2.7 – Transferencia DMA, paso 1.

El primer paso consiste en asignarle un canal al periférico que se desea sea atendido por el controlador DMA. De esta forma, cuando el DMA reciba una interrupción de parte del IRQ del periférico en cuestión, sabrá que canal es el responsable de atender su solicitud. En este caso, el canal asignado es el número 5.

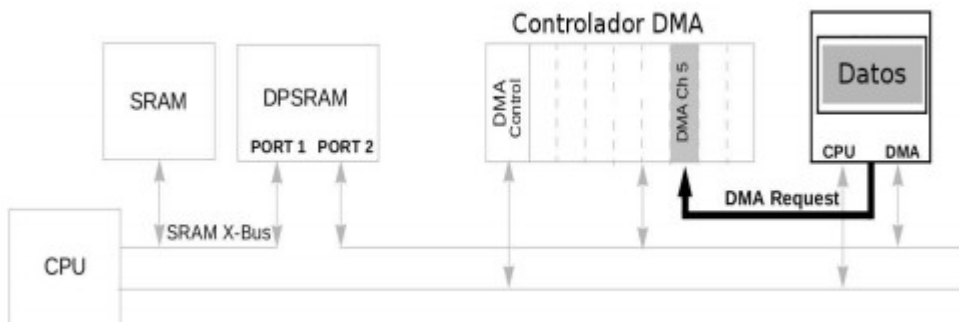


Figura 2.8 – Transferencia DMA, paso 2.

Cuando el periférico posea datos para transmitir, requerirá de la atención del controlador de DMA mediante el envío de una interrupción.

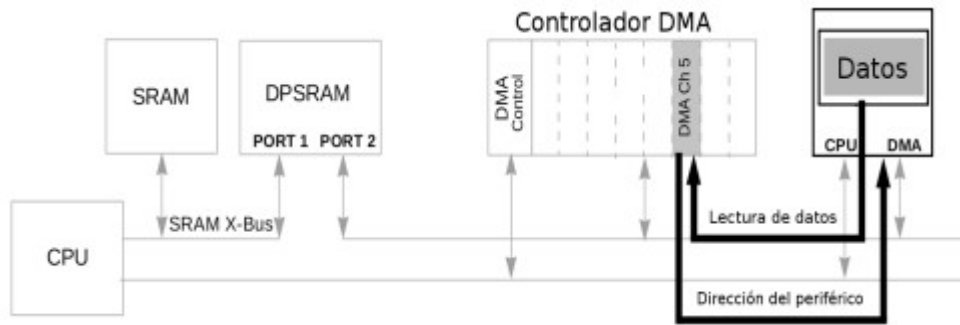


Figura 2.9 - Transferencia DMA, paso 3.

A continuación, el canal correspondiente del DMA direccionará al periférico, y solicitará los datos que este disponga para transferir.

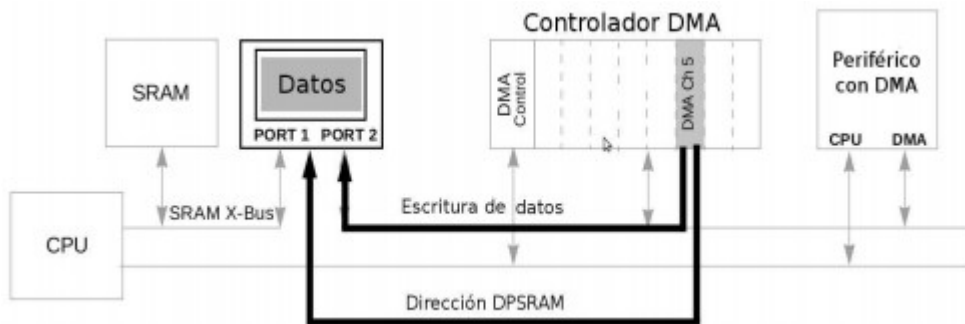


Figura 2.10 - Transferencia DMA, paso 4.

Finalmente, el DMA direccionará la posición de memoria en la DPSRAM (por medio del puerto 2) asignada al periférico y almacenará los datos que leyó del mismo. Eventualmente, y de ser necesario, modificará alguna variable o *flag* indicando al CPU que existen nuevos datos a ser procesados. Durante toda esta operación, el CPU pudo haber estado ejecutando el código de programa, realizando accesos de lectura/escritura a la RAM, interactuando con periféricos, y demás acciones en forma completamente independiente.

La siguiente tabla resume los usos del módulo DMA (ver Tabla 2.2):

	Num. canales	% mem.	Modo
ADC	1	50 %	Ping-Pong dual
DAC	1	50 %	Ping-Pong dual
Total	2	100 %	–

Tabla 2.2 – Usos DMA.

Aquí solo se da una introducción a lo que es DMA. Para poder profundizar sobre este tema se recomienda leer la hoja de datos del dsPIC33FJ128GP802 [10].

2.1.3 Algoritmo de cálculo de parámetros.

El algoritmo, implementado en el dsPIC, es el encargado de adquirir la señal, procesarla y realizar los cálculos necesarios.

En primer lugar, el micrófono convierte el sonido en una señal eléctrica, y luego ésta es acondicionada. Esta señal se muestrea y se cuantifica para obtener una señal digital. Luego, se divide la señal en segmentos temporales (*frames* de 256 muestras) y sobre cada uno de ellos se aplica una ventana (usualmente de tipo Hamming), con el objetivo de reducir los efectos de las discontinuidades surgidas luego de la segmentación. Por último, se realiza el cálculo de la energía, el valor RMS y luego el espectro sobre cada uno de los segmentos por medio del algoritmo de FFT. Los datos obtenidos son almacenados en la memoria SD, y el valor de la energía se muestra en una pantalla.

En la Figura 2.11 se muestra el diagrama de flujos del algoritmo implementado en el dsPIC.

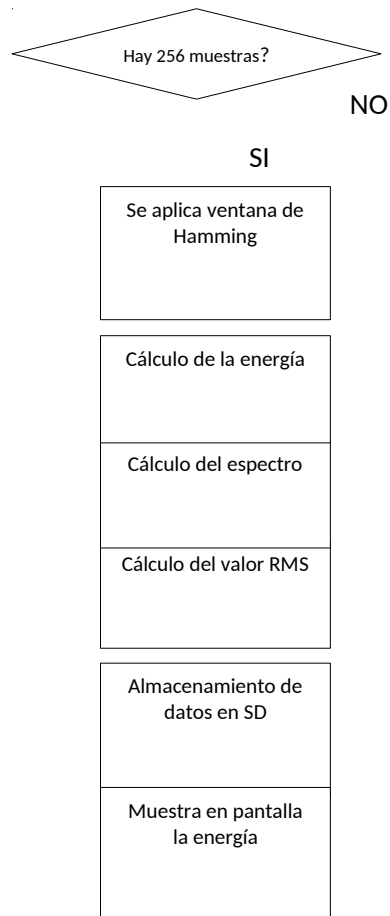


Figura 2.11 – Diagrama de flujo del algoritmo de cálculo de parámetros.

2.1.3.1 FFT.

Para poder obtener información sobre el contenido espectral del ruido es necesario contar con un algoritmo que realice la operación de transformación tiempo-a-frecuencia. Debido a la ausencia de soporte en hardware para realizar operaciones en punto flotante, el uso de implementaciones que funcionarán en base a este tipo de cálculos debió ser evitado. El motivo

principal es que, si bien de todas formas es posible efectuar este tipo de operaciones, mediante pruebas se pudo confirmar lo que se preveía: al utilizarse un método de emulación en software, se produce un gran impacto en el uso de recursos y en el desempeño general del dispositivo.

Esto sumado a la necesidad de trabajar en tiempo real, hace que el desarrollo se hubiera vuelto rápidamente inviable. Para solucionar este inconveniente, todas las operaciones empleadas en el desarrollo se efectúan en aritmética de punto fijo, pudiendo tratarse de la representación Q15 ó Q31 dependiendo de la operación. Durante una primera etapa del desarrollo, se contempló la utilización de una función de transformación incluida en una de las librerías que provee el fabricante del dispositivo. Sin embargo, al llevar a cabo algunas pruebas se observó que la forma en que se realizaban las operaciones matemáticas, y la resolución disponible para las mismas no era suficiente para los requerimientos de la aplicación. Para darle solución a este inconveniente, se utilizó una versión modificada del algoritmo, la cual contempla una resolución máxima de 32 bits y evita la pérdida de valores significativos realizando un escalamiento de los vectores entre etapas del procesamiento. A la hora de determinar la resolución espectral con la que debía contar la representación en frecuencia de la señal, fue necesario analizar diferentes factores. Estos se pueden categorizar en dos tipos diferentes: cuestiones relacionados a la tecnología aplicada en el desarrollo y sus limitaciones; y requerimientos que impone el fenómeno a estudiar. Estos presentan una contraposición entre sí, por lo que se deberá buscar un balance apropiado que satisfaga todos los criterios.

El trabajar casi en tiempo real implica, entre otros factores, la necesidad de mantener una latencia baja entre la entrada y la salida del sistema, para no perder información de los eventos que ocurran. Esta latencia se encuentra fijada por el tiempo necesario para llevar a cabo la adquisición de un segmento o 'frame' completo de datos, el cual se calcula multiplicando la cantidad de muestras en cada 'frame' por el período de muestreo. La frecuencia de muestreo ya posee un valor, tal como se analizó en la Sección 2.1.1, y no es posible reducirla, por lo que el parámetro de ajuste será la cantidad de muestras por 'frame'. Sin embargo, se debe tener en cuenta que reducir la cantidad de muestras impacta en la resolución espectral obtenida en la transformación. Por este motivo, se adopta una cantidad de 256 muestras por 'frame', lo cual resulta en los valores representados en la siguiente tabla:

	Nro muestras	Resolución	Nro ciclos	Tiempo ejecución
FFT	256	63Hz	74,181	1,85ms

Tabla 2.3 - Implementación FFT.

2.2 MICRÓFONO

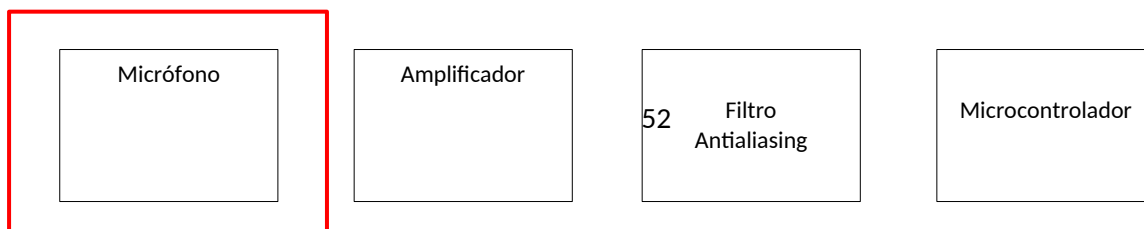


Figura 2.12 – Diagrama en bloques del medidor propuesto.

El micrófono es un transductor acústico-eléctrico que transforma las variaciones de presión sonora (sonido) en energía eléctrica (señal de audio).

Los micrófonos que se utilizan en medición son los llamados *electrostáticos*, y más precisamente los de condensador. Si bien existe otro tipo de micrófono perteneciente a la familia de los *electrostáticos*, que son los *electret*, estos no se utilizan para medición. Aunque se podrá observar que igual se realizó el desarrollo para poder conectarle un micrófono electret y poder realizar pruebas, dejando esta opción como una alternativa.

Se los denomina micrófonos electrostáticos por su principio de funcionamiento, en ellos la cápsula microfónica está formada por dos placas de condensador, una fija y la otra móvil, separada por un material aislante (dieléctrico).

2.2.1 Micrófono de Condensador:

En un micrófono de *condensador* hay un diafragma conductor delgado frente a una placa aislada de metal (ver Figura 2.13). Un gradiente de potencial se produce entre el diafragma y la placa cuando se aplica una diferencia de potencial eléctrico.

Este conjunto se corresponde a un condensador de placas, que tiene una capacidad eléctrica definida por la superficie de las placas, la distancia que las separa y el dieléctrico entre las mismas.

Cuando el sonido hace vibrar el diafragma, la distancia entre las dos placas del condensador varía y por consiguiente la capacidad del condensador cambia.

Precisamente ese cambio produce una circulación decorriente en el circuito, la misma corriente varíarecreando las vibraciones del diafragma [8].

En este tipo de micrófonos es necesario conectarlos a una fuente de tensión externa, llamada Phantom (fantasma), la tensión estándar es de 48V CC. Este tipo de alimentación se muestra brevemente en la siguiente sección.

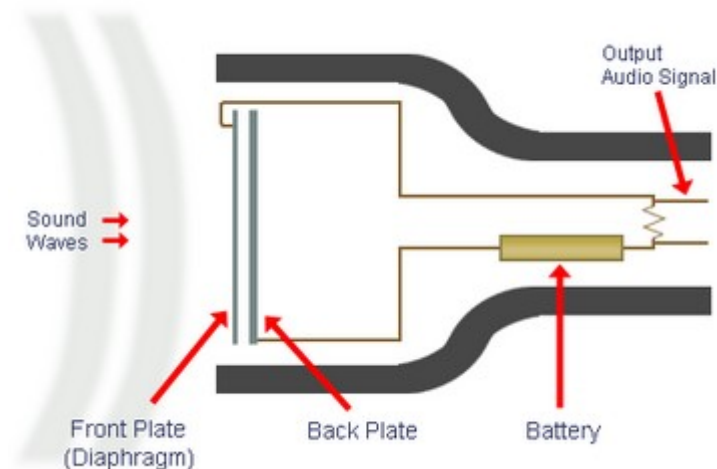


Figura 2.13 – Micrófono de condensador.

2.2.2 Micrófono Electret:

El llamado micrófono *electret* es una variante del micrófono electrostático. Este utiliza un electrodo normalmente de policarbonato de flúor. Esta lámina de plástico al estar polarizada no necesita alimentación, la carga electrostática se induce en la placa móvil (diafragma) durante el proceso de fabricación (ver Figura 2.14).

La existencia de esta carga electrostática hace que para alimentar las placas ya no sea necesaria la alimentación fantasma para su funcionamiento, sin embargo se requiere alimentación para proporcionar energía al preamplificador, lo habitual es utilizar una pila o batería, también se puede aprovechar para energizar el preamplificador la fuente fantasma.

Los micrófonos *electret* se producen en grandes cantidades, su construcción extremadamente compacta, de relativo bajo precio y con una calidad de audio suficiente para muchas aplicaciones hacen que sean los micrófonos más comúnmente utilizados en todo el mundo.

El tamaño reducido de la cápsula del micrófono que va desde unos pocos milímetros hasta un centímetro los hacen ideales en aplicaciones omnidireccionales, no se deben utilizar con elevados niveles de presión sonora ya que producen distorsiones no lineales.

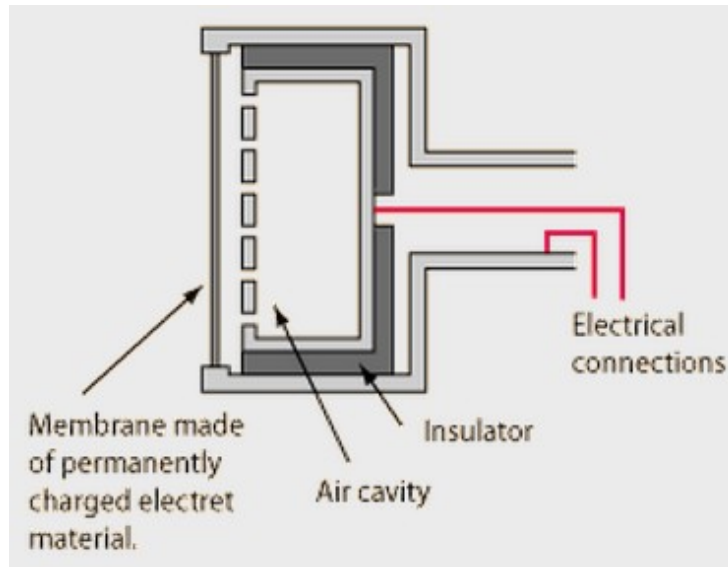


Figura 2.14 - Micrófono electret.

Los micrófonos *electret* tienen una respuesta en frecuencia bastante buena, aunque lejana de la de los micrófonos de *condensador*, que son mucho más sensibles en la zona de los agudos y con una respuesta en frecuencia más plana.

Por esto los micrófonos *electret* no son recomendables para realizar mediciones de sonidos.

2.2.3 Elección del micrófono

El micrófono que se eligió para el desarrollo es el micrófono de condensador ECM8000 de Behringer [9]. Este es un micrófono de medición que cumple con las necesidades planteadas en este proyecto.

En la Figura 2.15, el gráfico de la derecha, muestra que su respuesta en frecuencia es prácticamente plana, provocando que la distorsión en todo el rango de frecuencias en cuestión sea baja.

La parte izquierda de la Figura 2.15 muestra el diagrama polar en el que se puede observar que la sensibilidad con la que puede captar el sonido, según el ángulo con el que este incida, es prácticamente constante. Este tipo de micrófonos se los llama omnidireccionales.

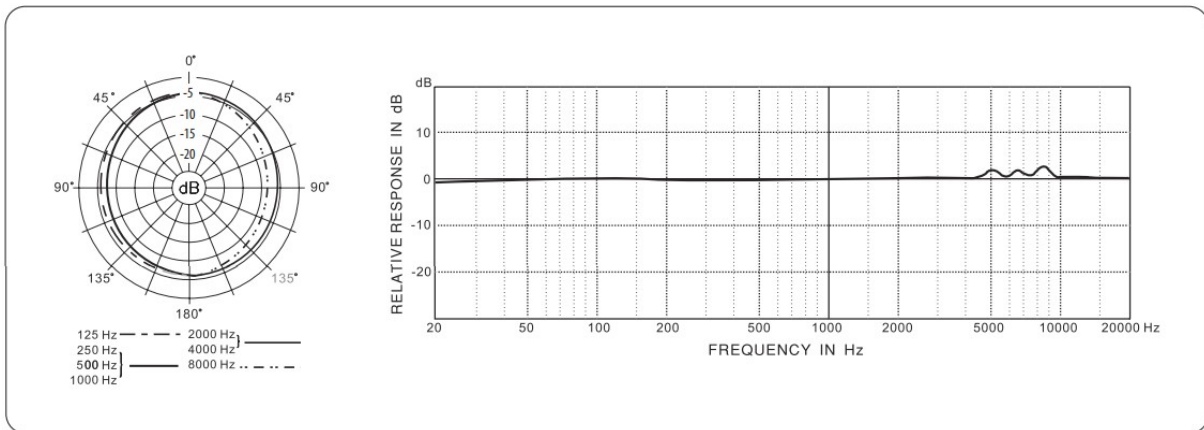


Figura 2.15 – Diagrama polar y respuesta en frecuencia.

El gráfico anterior, junto al resto de las especificaciones del micrófono, pueden verse en su hoja de datos [9].

2.3 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

Una vez elegido el micrófono y comprobado que era posible implementar las funciones necesarias para poder obtener la FFT, y con los resultados deseados, en un dsPIC, se comenzó a desarrollar la circuitería necesaria para llevar a cabo la implementación de la etapa de acondicionamiento de la señal proveniente del micrófono.

Observando el diagrama en bloques del medidor de ruido (Figura 2.1) el acondicionamiento de la señal involucra dos funciones:

- Amplificador de micrófono (de condensador o electret).
- Filtrado de la señal.

Cabe recordar, como se mencionó en la Sección 2.2, este desarrollo permite utilizar tanto un micrófono de *condensador* como uno *electret*. Debido a esto se desarrolló los circuitos necesarios para poder utilizar ambos tipos de micrófonos explicados en las secciones 2.3.1 y 2.3.2 respectivamente.

2.3.1 Amplificador de micrófono de condensador y fuente Phantom.

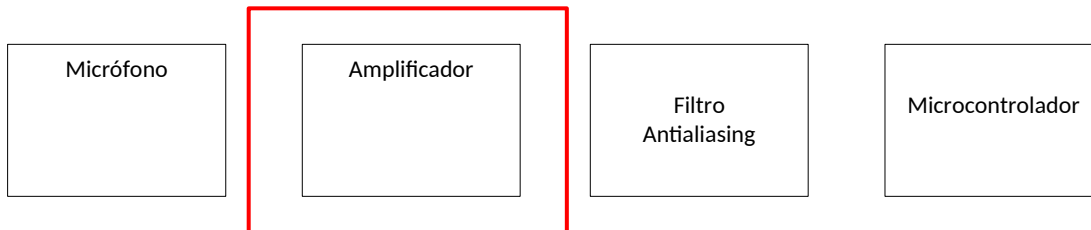


Figura 2.16 - Diagrama en bloques del medidor propuesto.

La función de esta etapa (ver Figura 2.16) es tomar la señal entregada por el micrófono y aumentar su nivel dada una cierta ganancia, introduciendo la menor cantidad de ruido y distorsión posible.

Como se mostró en la Sección 2.2.1 los micrófonos de condensador necesitan una fuente Phantom para su funcionamiento. Esta fuente proporciona la corriente continua necesaria para que este tipo de micrófonos pueda funcionar correctamente. La corriente se suministra al micrófono a través del conector XLR de tres pines y el cable del micrófono.

En un micrófono balanceado (micrófonos de tres pines) el segundo pin es el positivo, el tercero es el negativo y el primero es tierra. La señal de audio y corriente directa viajan entre el segundo y tercer pin, ambas usando el primer pin como tierra.

En la Figura 2.17 se muestra el esquema de una fuente Phantom, y en la Figura 2.18 el amplificador de micrófono de condensador para dicha fuente.

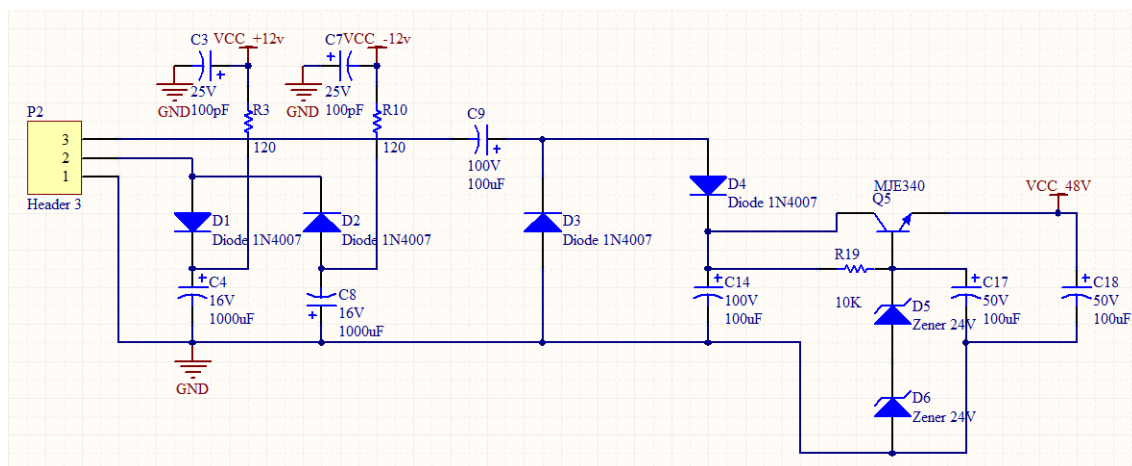


Figura 2.17 - Fuente Phantom.

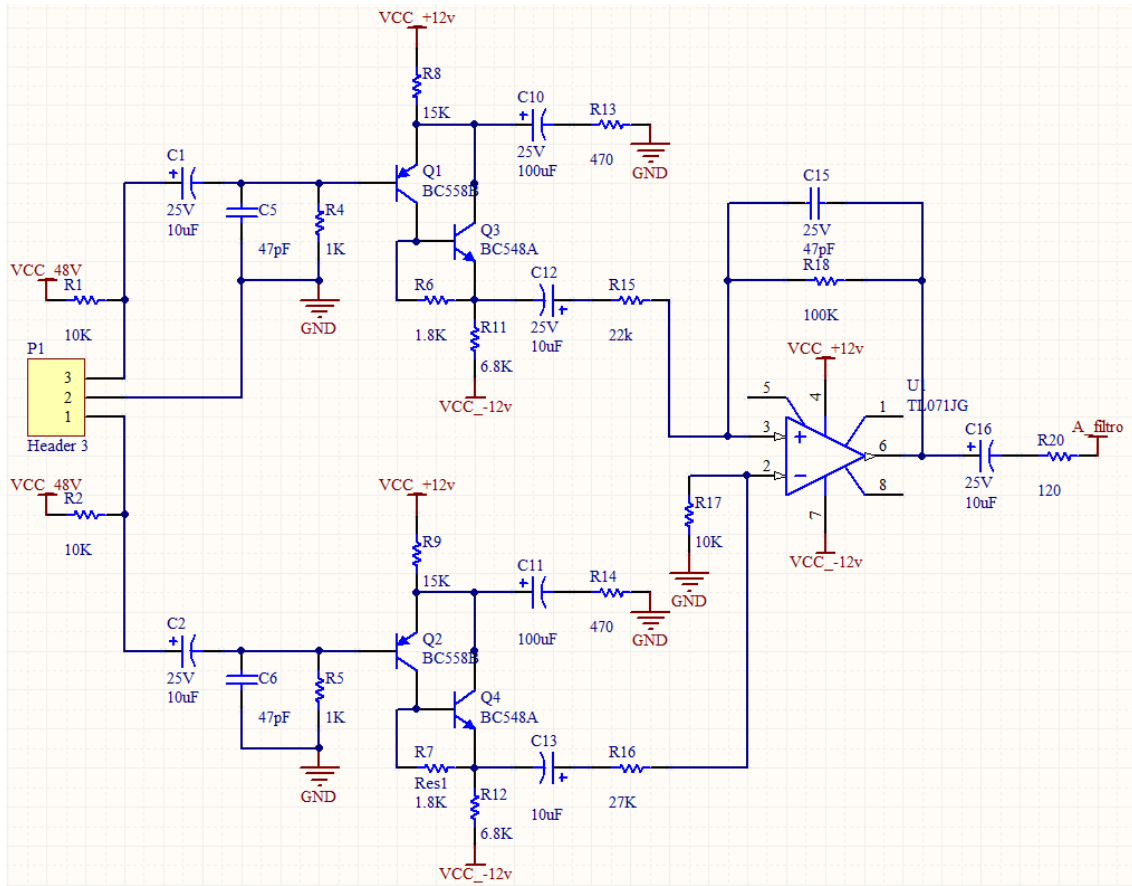


Figura 2.18 - Amplificador del micrófono de condensador para fuente Phantom.

2.3.2 Amplificador de micrófono electret.

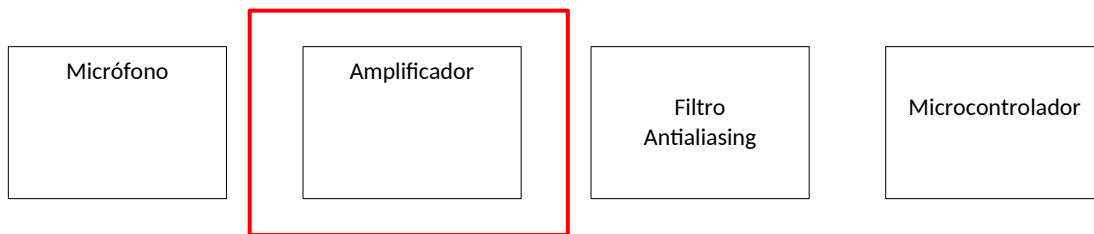


Figura 2.19 - Diagrama en bloques del medidor propuesto.

El circuito originalmente planteado para llevar a cabo la tarea de amplificación de la señal proveniente de un micrófono electret es el propuesto por Microchip en *MICROCHIP Inc.*, “*Audio pictail plus daughter board users guide*”, 2007 [19]. Cabe destacar que la placa de desarrollo PIC Daughter se utiliza como soporte para desarrollar aplicaciones utilizando dispositivos dsPIC de 16 bits. El circuito preamplificador utilizado en ella es el presentado en la Figura 2.20.

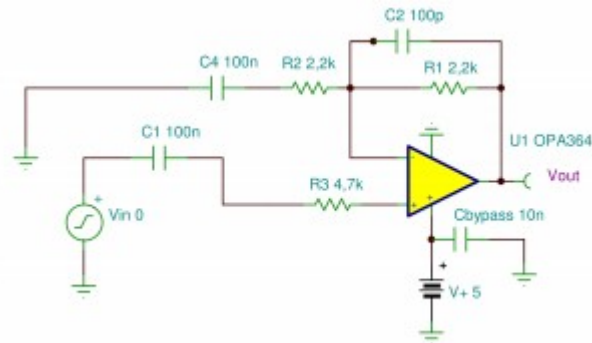


Figura 2.20- Amplificador de micrófono.

A través de simulaciones por computadora se pudo establecer que si bien el circuito permitía obtener la ganancia requerida para la etapa, presentaba la desventaja que debido al condensador C4 tenía su frecuencia de corte en bajas alrededor de $f = 500\text{Hz}$. Esto atenúa las componentes más bajas de la señal respecto a las de frecuencia más alta y, en consecuencia, generaba una distorsión que era percibida a la salida de dicha etapa. En la Figura 2.21 se aprecian los gráficos de ganancia en función de la frecuencia (parte superior) y fase en función de la frecuencia en la parte inferior.

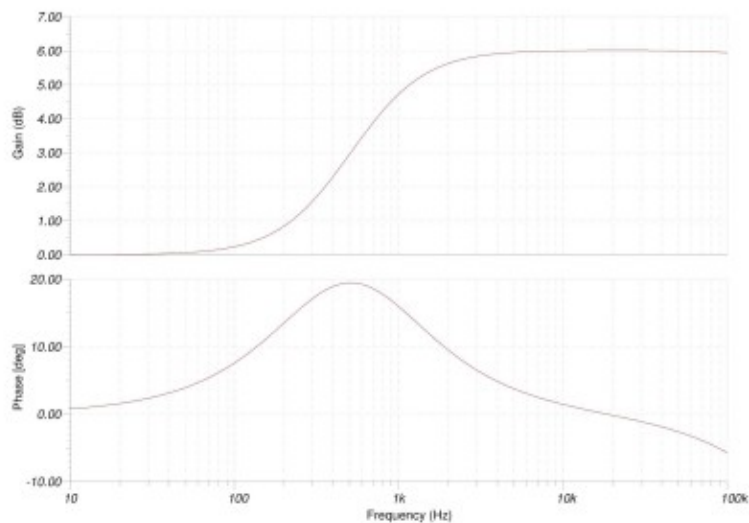


Figura 2.21 -Curvas de respuesta del amplificador.

Además, la Figura 2.22 presenta el retardo de grupo del sistema en función de la frecuencia. Se puede apreciar que el mismo no es constante en el rango de trabajo y por ello, las señales amplificadas por este sistema presentarán cierta distorsión debida a los distintos retardos en cada una de sus componentes espectrales, lo cual eventualmente puede resultar inconveniente.

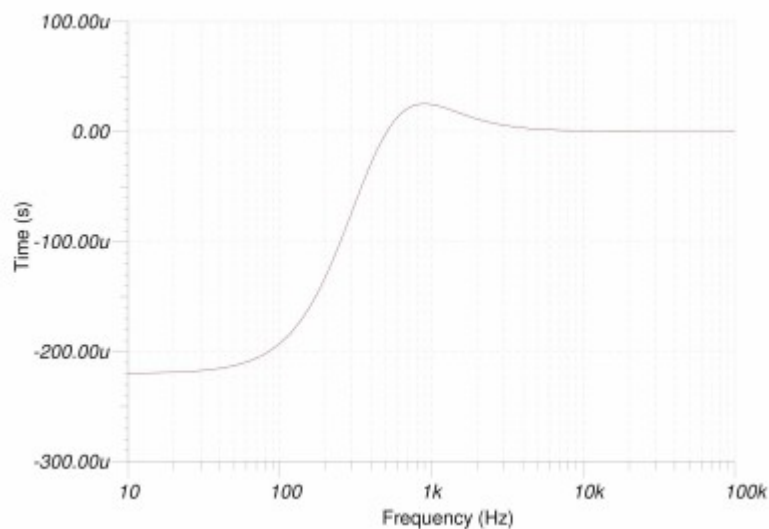


Figura 2.22 – Retardo de grupo.

Debido a los resultados presentados en las Figuras 2.21 y 2.22, se hace evidente que es necesario un rediseño en este circuito con el fin de reducir los efectos indeseables. Entonces, se modificó C4 por un condensador de valor 4,7 μ F. Este cambio disminuyó la frecuencia de corte en bajas frecuencias hasta aproximadamente $f = 10$ Hz, por lo que las componentes más bajas casi no son afectadas por el amplificador. Este rediseño además permitió que la fase en función de la frecuencia sea casi lineal en gran parte del rango en cuestión y el retardo de grupo del sistema es constante en el mismo rango de trabajo. La Figura 2.23 presenta el circuito rediseñado, mientras que las Figuras 2.24 y 2.25 presentan los resultados de la simulación para las variables bajo estudio.

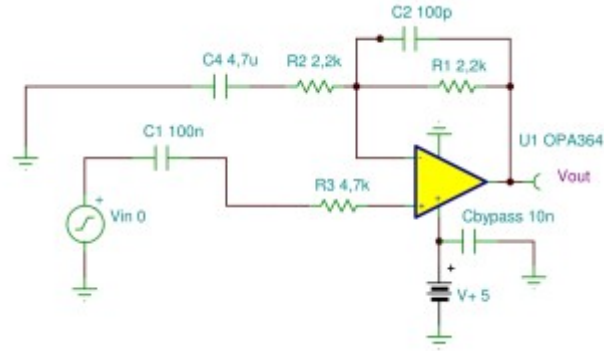


Figura 2.23 - Circuito rediseñado.

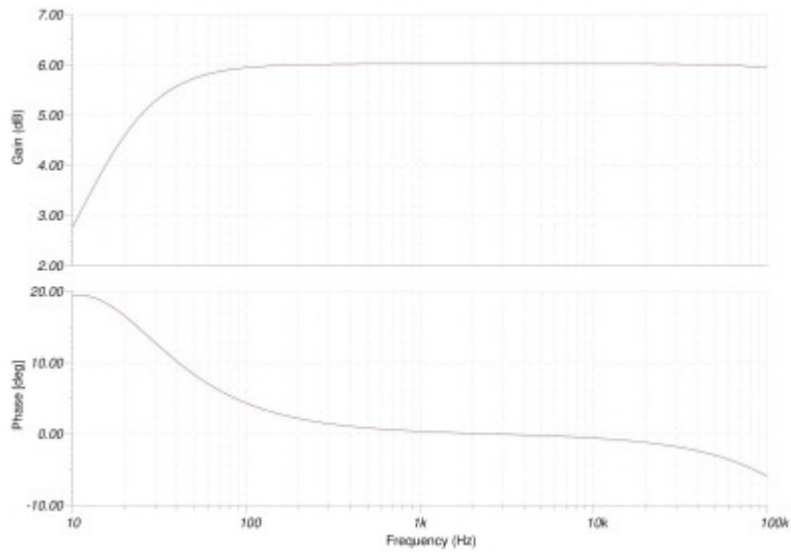


Figura 2.24 - Curvas de respuesta del amplificador.

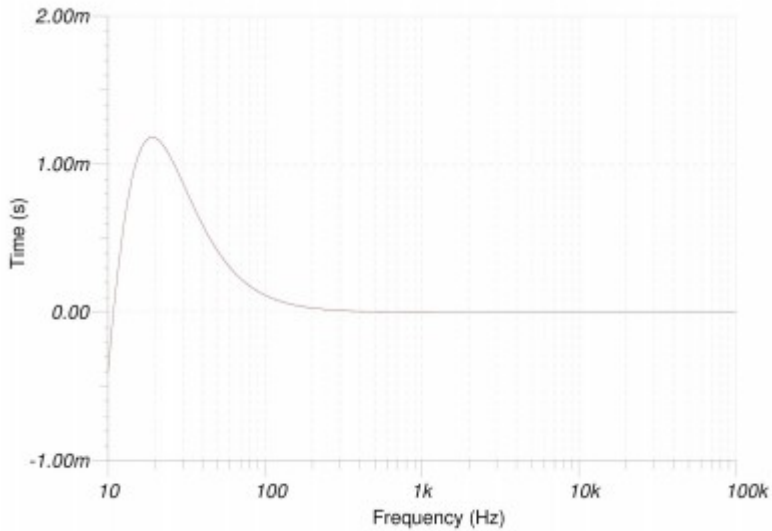


Figura 2.25 – Retardo de grupo.

Experimentalmente, se verificó el correcto funcionamiento de esta etapa utilizando señales sinusoidales y rectangulares.

2.3.3 Filtrado de la señal (antialiasing)

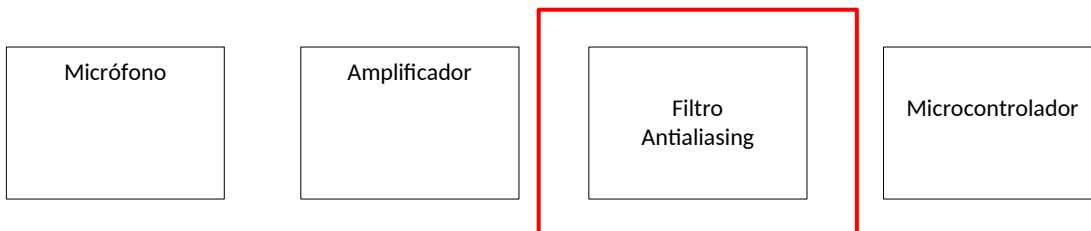


Figura 2.26 – Diagrama en bloques del medidor propuesto.

2.3.3.1 Primera propuesta de filtrado

De acuerdo al Teorema del muestreo de Nyquist [20], para poder reconstruir una señal a partir de su versión muestreada, es necesario que la señal a ser muestreada no posea componentes en frecuencias superiores a la mitad de la frecuencia de muestreo. Para asegurar satisfacer esta condición, es necesario aplicar un filtrado sobre la señal de entrada de forma tal de generar una versión limitada en banda de la misma. El encargado de realizar este procedimiento es el filtro antialiasing, o antisolapamiento.

Para llevar a cabo el diseño, se han de determinar las características del mismo. Estas se obtienen, en parte, a partir de los requerimientos establecidos por el conversor analógico/digital, y de una relación costo/beneficio, partiendo de las siguientes premisas:

- La frecuencia de corte debe ser inferior a la mitad de la frecuencia de muestreo utilizada en el conversor A/D.
- La atenuación a la frecuencia de Nyquist ($F_S/2$) debe ser tal que el nivel de señal a dicha frecuencia sea menor o igual al equivalente de medio bit del conversor.
- El orden del filtro debe ser el menor posible.

Como se mencionó en la Sección 2.1.1, la frecuencia de muestreo es de 16288Hz. Si bien el espectro audible llega hasta los 20kHz entonces habría que muestrear a 40kHz, en trabajos anteriores del equipo de trabajo al cual pertenezco se pudo comprobar un correcto funcionamiento hasta una frecuencia de muestreo de 16288Hz con esta tecnología. Debido a esto, fue necesario que la frecuencia de corte del filtro se ubique alrededor de los 7kHz y la de rechazo no más allá de los 8144Hz. También, puede afirmarse sin riesgo de cometer errores apreciables, que un ancho de banda de 7kHz es suficiente para abarcar el espectro significativo de la información, debido a que los ruidos más perniciosos para el oído se encuentran en este rango. En forma adicional, se desea que la respuesta dentro de la banda de paso posea la mayor planicidad posible. En lo enunciado previamente, en cuanto a la atenuación y al orden del filtro, puede verse la relación costo/beneficio mencionada, ya que por ejemplo para una frecuencia de corte fija, aumentar la atenuación implica aumentar el orden del filtro.

Esto implica la necesidad de aplicar un criterio práctico acorde a la naturaleza de cada caso particular, de forma de encontrar un compromiso en los parámetros del diseño.

Por otro lado, sabiendo que la resolución del conversor es de 12 bits funcionando a una frecuencia de muestreo de 16288Hz, es posible determinar la atenuación que deberá presentar el filtro a la frecuencia de Nyquist:

$$\text{Resolución de } \frac{1}{2} \text{ bit del conversor: } R_c = V_{ref} / (2^{(n+1)}) = 3.3 / (2^{13}) = 4.028 \cdot 10^{-4},$$

$$\text{Atenuación del filtro en } F_n: \text{Atn} = 20 \log(V_{ref} / R_c) = 78 \text{dB},$$

donde V_{ref} corresponde a la tensión de referencia del conversor analógico/digital, n al número de bits del conversor y F_n a la frecuencia de Nyquist. Para comenzar, se analizó el diseño utilizado por Microchip en su placa de desarrollo PIC Daughter. El circuito utilizado en ese dispositivo es el que se presenta en la Figura 2.27, donde a simple vista puede verse que debido al bajo orden del filtro, no será posible obtener los requisitos de rechazo en la banda de paso y de ancho de la banda de transición.

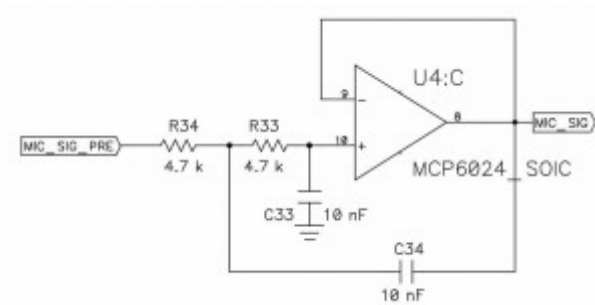


Figura 2.27 - Filtro antialiasing sugerido por Microchip.

Mediante simulaciones es posible obtener los gráficos de ganancia en función de la frecuencia (parte superior de la Figura 2.28) y fase en función de la frecuencia (parte inferior de la Figura 2.28), mientras que en la Figura 2.29 se presenta el retardo de grupo del filtro en función de la frecuencia.

Puede apreciarse en las curvas, que ninguna de las tres variables graficadas se comporta de la forma esperada en la banda de trabajo.

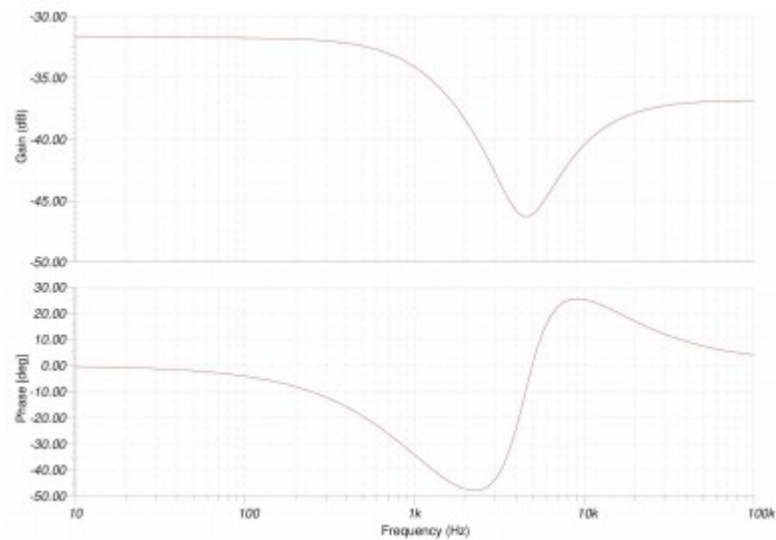


Figura 2.28 - Diagrama de Bode del circuito sugerido.

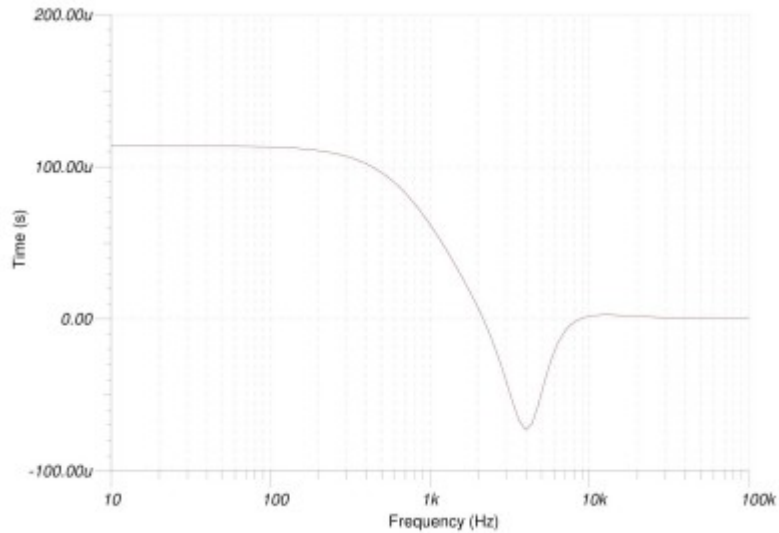


Figura 2.29 – Retardo de grupo del circuito sugerido.

2.3.3.2 Segunda propuesta de filtrado.

Debido a los puntos desarrollados previamente, para el diseño del filtro antialiasing se optó por una topología de filtro activo del tipo Sallen Key, elíptico. Los filtros activos cuentan con ventajas respecto a los pasivos como:

- Evitan la necesidad de utilizar inductores.
- Facilitan el diseño de filtros complejos mediante la asociación de etapas simples.
- Pueden proporcionar una gran amplificación de la señal de entrada.

Adicionalmente, el tipo elíptico permite obtener la respuesta en frecuencia necesaria manteniendo un orden relativamente bajo, a costa de presentar un pequeño ripple en la banda de paso, el cual en bajas proporciones resulta despreciable a los fines prácticos. Para determinar los valores de los componentes a utilizar se empleó un programa de síntesis de filtros, una herramienta de software muy útil para simulaciones en PC. Los parámetros utilizados en el diseño y los resultados se presentan a continuación:

- Tipo de filtro: Elíptico, implementación activa Sallen Key.
- Orden del filtro: 10.
- Frecuencia de la banda de paso (3 dB): 7 kHz.
- Frecuencia de Nyquist: 8 kHz.
- Atenuación mínima a la frecuencia de Nyquist: 78 dB.
- Ripple en la banda de paso: 0.1dB.

El circuito que sintetiza el filtro es el siguiente (Figura 2.30):

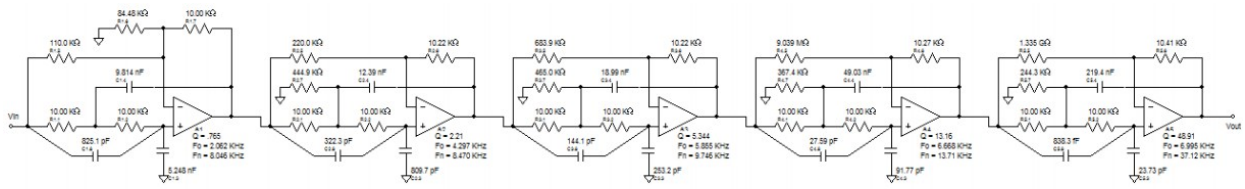


Figura 2.30 - Filtro *anti-aliasing* sintetizado con componentes ideales.

En la Figura 2.31 pueden apreciarse las curvas de ganancia, fase y retardo de grupo en función de la frecuencia, en colores amarillo, verde y violeta, respectivamente. Se puede apreciar que las curvas cumplen con las condiciones de diseño. Además el retardo de grupo es casi constante dentro del rango de trabajo, lo que asegura la minimización de distorsiones por retardos entre componentes.

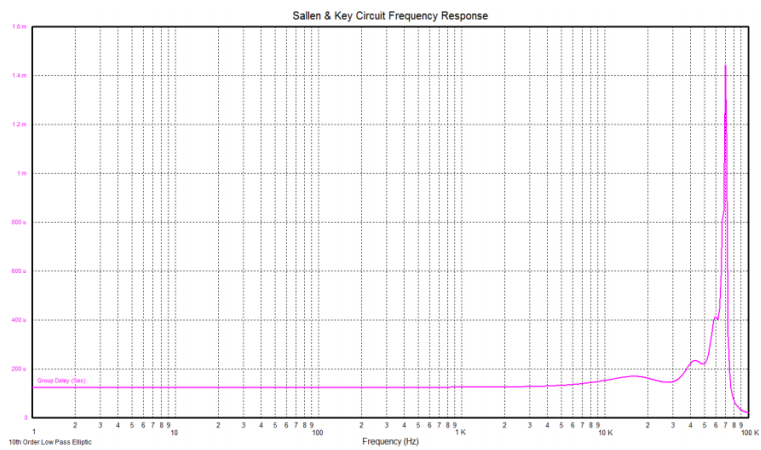
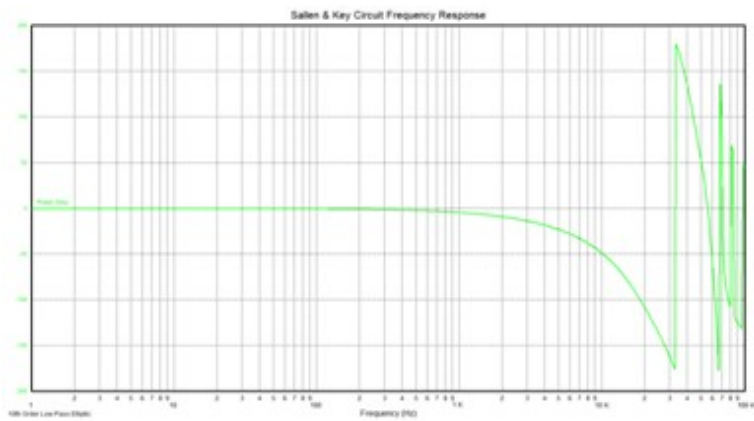
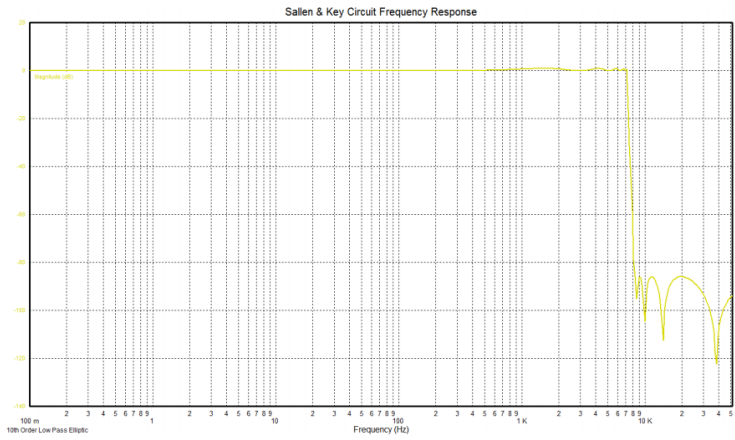


Figura 2.31 - Amplitud (amarillo), fase (verde) y retardo de grupo (violeta) en función de la frecuencia.

Si bien el filtro sintetizado en la Figura 2.30 cumple con las especificaciones de diseño, debe tenerse en cuenta que ha sido calculado con componentes ideales. Por lo que deben ajustarse los valores de los componentes de forma tal que el sistema se sintetice con componentes con tolerancias comerciales (5 % para las resistencias y 20 % para los capacitores). Si se diseña el sistema restringiendo los valores de los componentes a los de escalas comerciales, se obtiene el circuito de la Figura 2.32.

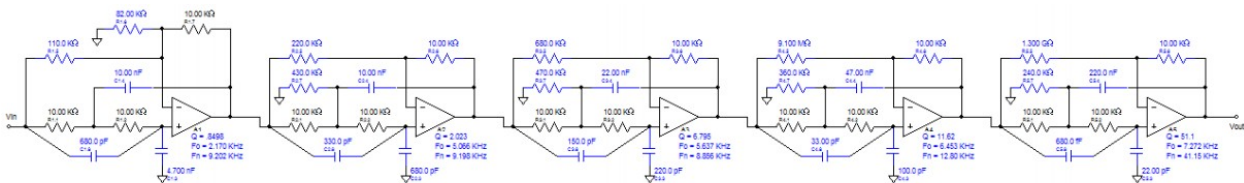


Figura 2.32 - Circuito con componentes con tolerancias comerciales.

En la Figura 2.32 se aprecia que si bien los componentes toman valores de las series correspondientes al 5 % y 20 %, hay algunos componentes que no son comerciales (por ejemplo las resistencias con valores mayores a 15MΩ. Es por ello que se rediseña el circuito de forma tal de que todos los componentes utilizados en el filtro sean de valores comerciales. Se obtiene el circuito de la Figura 2.33.

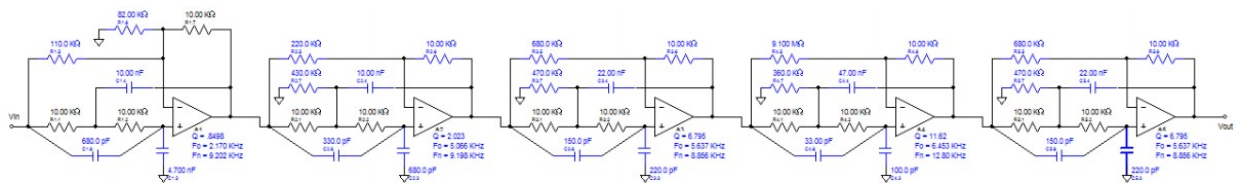


Figura 2.33 - Circuito con componentes comerciales.

En la Figura 2.34, se aprecia el gráfico de la ganancia del sistema en función de la frecuencia para el sistema con componentes comerciales (en amarillo). También se grafica en rojo la curva original como referencia. Se puede apreciar que a pesar de las modificaciones realizadas en el circuito se siguen cumpliendo las especificaciones requeridas.

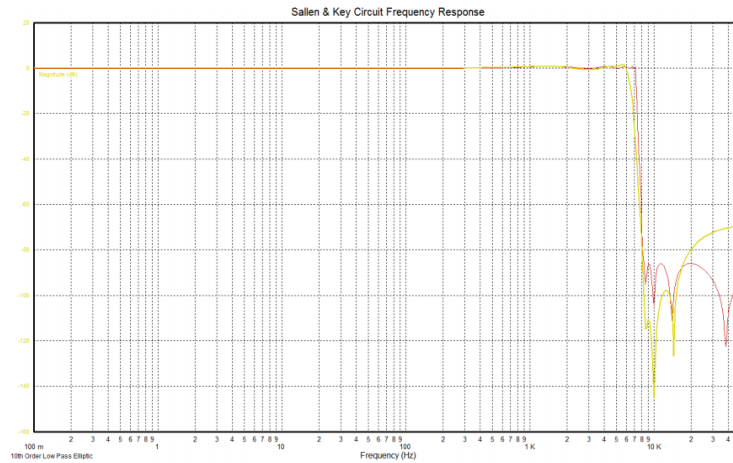


Figura 2.34 –Diagrama de Bode de amplitud con componentes comerciales.

En la Figura 2.35 se presenta la curva de fase en función de la frecuencia para el sistema rediseñado (en verde). Al igual que en el caso anterior, se dibuja en rojo la curva original. Se puede apreciar, que en el intervalo de trabajo, la curva de fase se comporta de forma aproximadamente lineal.

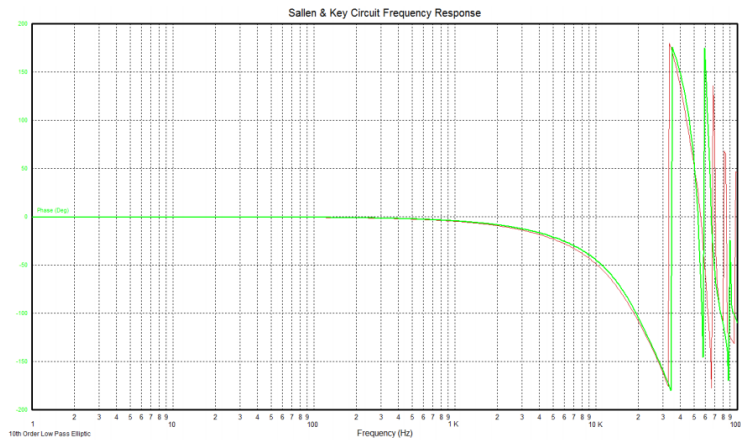


Figura 2.35 - Diagrama de fase con componentes comerciales.

Por último, el retardo de grupo en función de la frecuencia es presentado (en violeta) en la Figura 2.36. Una vez más, para comparación se grafica la curva original en rojo. Se puede ver que la variable se comporta de forma constante en el intervalo de trabajo.

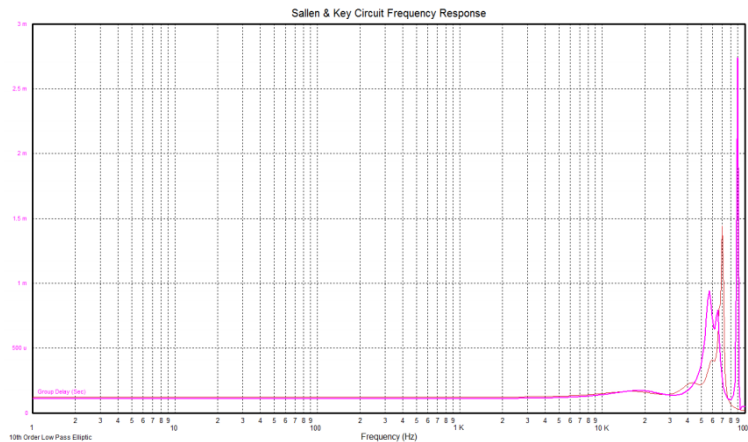


Figura 2.36 - Retardo de grupo con componentes comerciales.

Si bien del análisis anterior surge que esta implementación del filtro *antialiasing* cumple con todas las especificaciones de diseño, el hecho de tener que construir un filtro de octavo orden utilizando componentes discretos dificulta la repetitividad del equipo, ya que la transferencia del filtro se ve afectada por la dispersión de los componentes. Además, la cantidad de componentes utilizada para la implementación requiere gran superficie en el circuito impreso.

Por eso se optó por realizar un análisis de posibles mejoras para esta etapa; este se muestra en la siguiente sección.

2.3.3.3 Análisis de otras opciones de filtrado

Como se mencionó anteriormente se decidió investigar sobre posibles mejoras y otras alternativas para el filtrado.

Se estudiaron diferentes opciones entre las que figuraban:

- Reducir el orden del filtro.
- Cambiar la tecnología utilizada para implementar el filtro.

La primera opción, tal como se discutió previamente, no es viable debido a los requerimientos necesarios para eliminar el ruido de cuantificación. Por ello, se optó por estudiar opciones que permitieran resolver el problema. En particular, se optó por utilizar filtros integrados basados en la tecnología de filtros *switching*.

Esta opción fue propuesta y sugerida por los directores de este proyecto, ya que el equipo de desarrolladores que ellos conforman posee amplio conocimiento y han usado este tipo de filtros.

Esta tecnología permite obtener filtros integrados que permiten sintetizar filtros de octavo orden utilizando un solo circuito integrado y unos pocos componentes externos. Además, la curva de transferencia del filtro debido a que no depende de los componentes externos es similar a la descrita por el fabricante en la hoja de datos del circuito integrado. Además, esto asegura la repetibilidad entre dos implementaciones del filtro.

2.3.3.4 Opción definitiva de filtrado

Para la implementación del sistema se utilizó el filtro integrado MAX7407 de Maxim Inc. [7].

Este circuito integrado es un filtro paso bajos elíptico de octavo orden al cual se le puede ajustar su frecuencia de corte (f_c) entre 1kHz y 10kHz. Además, presenta una atenuación de al menos 82 dB a partir de su frecuencia de rechazo (f_s), la cual debido a sus características constructivas se encuentra ubicada en $f_s=1.2f_c$.

La frecuencia de corte del filtro puede ajustarse de dos formas:

- Mediante un oscilador externo: En este caso, la frecuencia de corte del sistema f_c se define mediante un oscilador externo de frecuencia f_{osc} de acuerdo a $f_{osc} = 100 \cdot f_c$.
- Mediante un oscilador interno: Esta configuración se basa en un condensador externo para definir la frecuencia de oscilación de un oscilador interno, el cual a su vez define la frecuencia de corte f_c de acuerdo a $f_c [\text{kHz}] = 34,103100 \cdot C_{osc}$, siendo C_{osc} el valor del condensador externo, definido en picoFaradios (pF).

Para la implementación llevada a cabo se optó por la segunda opción. Esto debido a que la frecuencia de corte no debería ser ajustada a lo largo del tiempo (se optó por $f_c = 7000\text{Hz}$). Además, esto se realizó para evitar tener que generar señales de control mediante el DSP lo que por un lado generaría un proceso adicional en el mismo y se debería generar en el circuito impreso una traza con una señal de reloj, lo cual de ser posible debe ser evitado para reducir las interferencias del sistema sobre sí mismo u otros equipos.

En la Figura 2.37 se presenta el circuito del filtro pasabajos implementado.

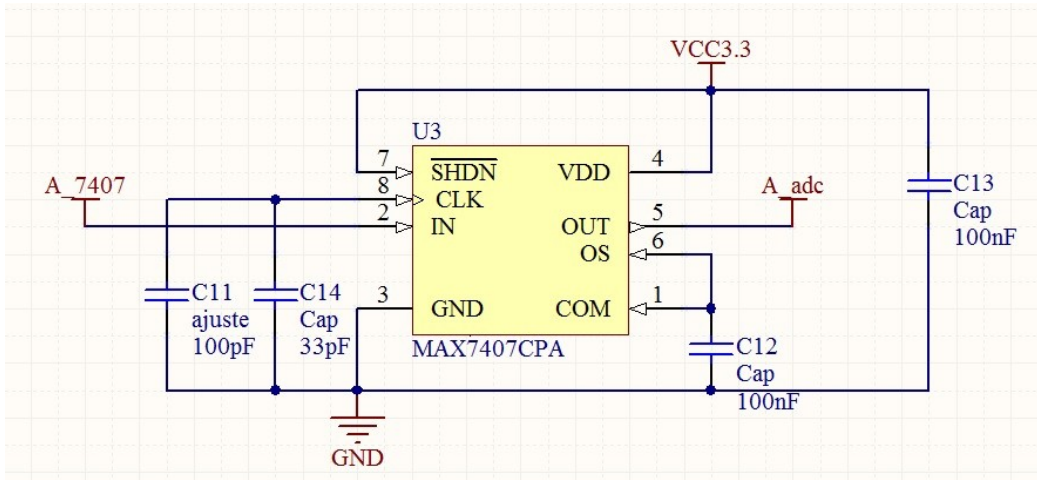


Figura 2.37 - Filtro antialiasing utilizado.

En el siguiente capítulo se desarrolla la construcción del prototipo. En el mismo se puede observar el desarrollo de todos los bloques planteados en la Figura 2.1, agregándole funciones adicionales que le dan valor agregado al equipo, como son la memoria SD, el RTC, y la pantalla.

Capítulo 3

DESARROLLO Y CONSTRUCCIÓN DEL EQUIPO

En este capítulo se describe el desarrollo y la construcción de las placas necesarias para la realización del prototipo. Los circuitos impresos se diseñaron utilizando un programa de diseño que permite construir circuitos impresos de forma intuitiva y dinámica.

En este capítulo también se detalla diferentes accesorios y mejoras que el prototipo actual podría tener, ya que este equipo está pensado para poder agregarle diferentes funcionalidades en futuras aplicaciones y poder adaptarlo a las mismas.

3.1 ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

Tal como se describió previamente, el encargado de realizar el procesamiento de las señales del dispositivo de medición es el dsPIC33FJ128GP802, fabricado por la compañía Microchip.

En la Figura 3.1 se muestra la disposición de los pines del circuito integrado utilizado.

28-Pin SDIP, SOIC

■ = Pins are up to 5V tolerant

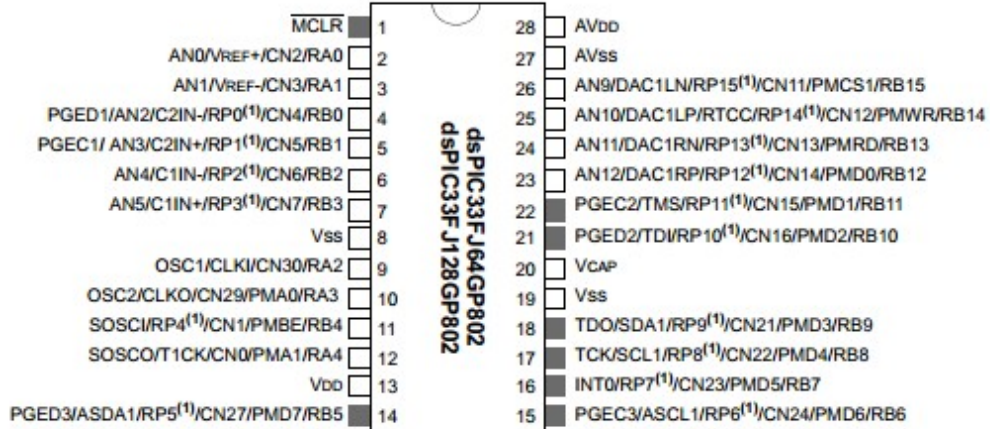


Figura 3.1 – Diagrama de pines del dsPIC33FJ128GP802.

En este proyecto, cada pin se configuro de manera específica, de modo de establecer una función particular para cada uno de ellos de acuerdo a las necesidades planteadas. La manera en que se definió esa configuración se detalla a continuación en la Tabla 3.1.

Número de pin	Configuración
1	Master clear
2	Poste
3	Poste
4	PGD1
5	PGC1
6	ADC
7	UART1-RX
8	VSS
9	Poste
10	Poste
11	UART1-TX
12	Memoria SD
13	VDD
14	Salida-Led
15	Memoria SD
16	Memoria SD
17	Memoria SD
18	Memoria SD
19	VSS
20	VCAP
21	Poste
22	Poste
23	Poste
24	Poste
25	MemoriaSD
26	MemoriaSD
27	AVSS
28	AVDD

Tabla 3.1 – Configuración establecida de pines del dsPIC33FJ128GP802.

El pin 1 es el llamado *Master clear*. Permite reiniciar el dispositivo, depurar y programar el mismo. Se utilizó en el mismo la configuración propuesta en la hoja de datos del dsPIC [10].

En los pines 2, 3, 9, 10, 21, 22, 23 y 24 se colocaron conectores tipo postes para poder utilizar esos pines en aplicaciones futuras.

Los pines 4 y 5, junto con el *Master clear*, permiten programar y depurar, y fueron soldados a conectores tipo postes en los cuales se puede conectar el programador del dispositivo.

El pin 6 fue configurado como entrada analógica. Aquí se conectó el circuito del cual proviene la señal analógica del micrófono (previamente acondicionada) para luego ser muestreada por el conversor A/D del dsPIC.

Este equipo posee tres etapas, una encargada de la medición propiamente dicha (dsPIC), otra que pertenece a un módulo de expansión para funcionalidades futuras, y otra (un PIC 18F2550) dedicada a manejar el display/pantalla del equipo en donde se muestra la energía del ruido medido, y accesorios que le dan funcionalidad al dispositivo. La energía es calculada por el dsPIC y enviada a la etapa del PIC18F2550 por medio de una UART. Esta UART se configuró usando los pines 7 para la recepción y 11 para la transmisión de datos.

El equipo posee la capacidad de almacenar los datos en una memoria SD, es así que los pines 12, 15, 16, 17, 18, 25 y 26 del dsPIC son configurados para realizar esta operación. A estos pines se conectan los terminales tipo poste para poder conectar a su vez, el zócalo de la memoria SD fuera de la placa principal. El funcionamiento y conexión de la memoria SD se explica en la siguiente sección.

Los contactos 8, 19 y 27 fueron soldados al plano de masa, el 13 a Vcc y el 28 a Vcc (3.3 Volts) a través de una resistencia de 10Ω . Al realizar estas conexiones se agregaron algunos componentes, recomendados por la hoja de datos del fabricante:

- Entre 27 y 28 se conectó un condensador cerámico de 100pF, al igual que entre 27 y 28 uno de 100nF.
- El pin 20 se conectó a masa a través de un condensador de tantalio de 100pF.

El oscilador utilizado es de tipo interno y se configuró a una frecuencia de 79Mhz.

En la Figura 3.2 se muestra un diagrama esquemático de las conexiones realizadas para el dsPIC:

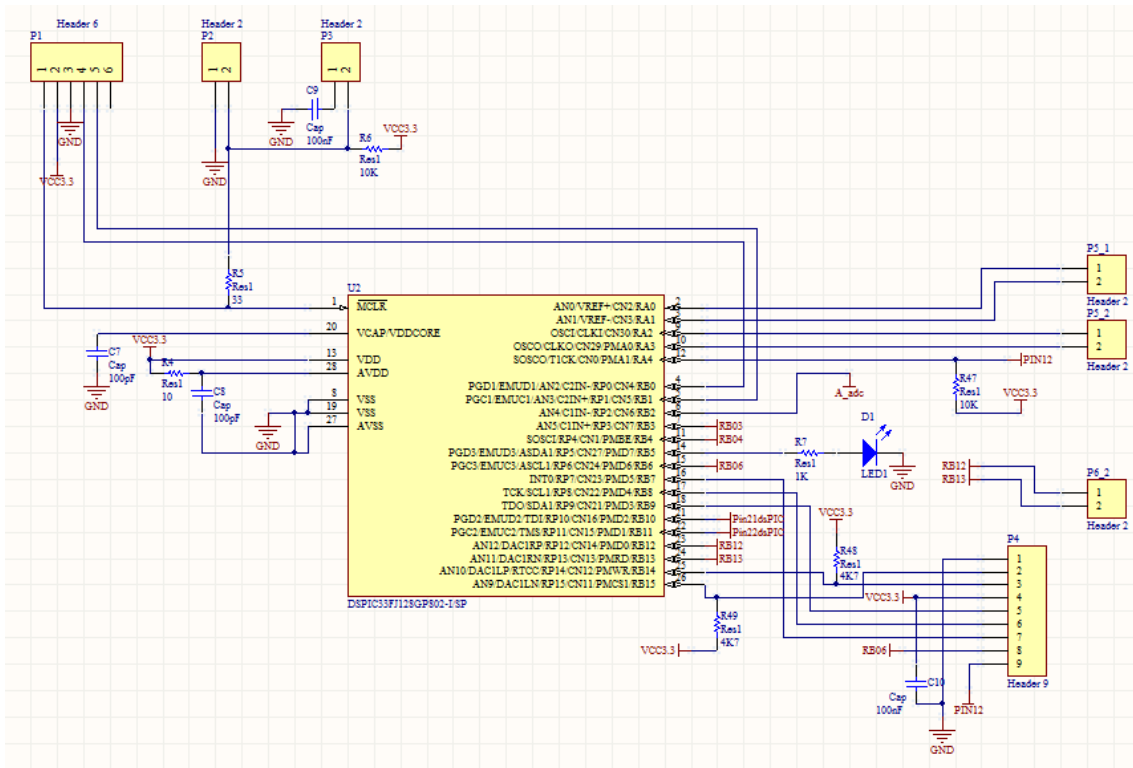


Figura 3.2 – Esquemático del dsPIC.

3.2 MEMORIA SD

Para poder almacenar los datos obtenidos por el equipo se optó por agregar un módulo para memorias SD.

SD es un formato de memoria no volátil. Es decir, sigue almacenando los datos contenidos en ella aún cuando no tenga alimentación. Esto es de gran utilidad para poder transportar los datos almacenados desde el equipo de medición a una PC, por ejemplo, sin necesidad de conectar el equipo a la misma.

Las memoria SD poseen 9 pines, de los cuales uno es de reloj (CLK), otro es para los comandos, cuatro son de datos y los tres restantes son de alimentación.



Figura 3.3 - Memoria SD con pines numerados.

El protocolo que utiliza la memoria SD para comunicarse con el dsPIC es el protocolo SPI. Básicamente el protocolo SPI consiste en el intercambio de información entre el microcontrolador (maestro) y la tarjeta (esclavo). Este intercambio se lleva a cabo mediante el envío de comandos por parte del microcontrolador y de respuestas por parte de la memoria SD. En la lectura, el microcontrolador envía el comando de petición de lectura a la memoria SD y esta le envía la respuesta de confirmación seguida del bloque de datos con la información contenida a partir de la dirección solicitada. En la escritura el proceso es parecido, el microcontrolador indica a la memoria SD, mediante el comando de escritura, que quiere escribir información en una determinada dirección, esta le responde indicando que esta lista y a continuación el microcontrolador envía el bloque de datos a escribir. Las operaciones que no requieren intercambio de datos funcionan de igual forma pero sin usar bloques de datos.

Un ejemplo de comunicación SPI se muestra en la Figura 3.3.

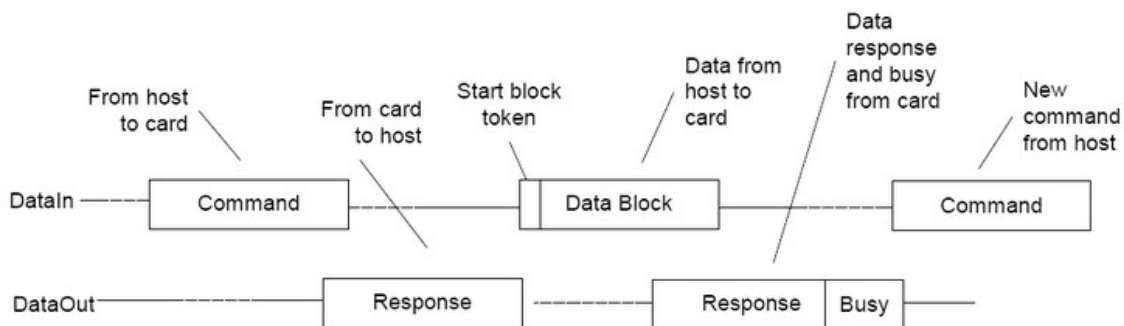


Figura 3.3 - Ejemplo de comunicación. Escritura de un bloque.

No todos los pines mostrados en la Figura 3.3 se usan en la interfaz SPI. La tabla 3.2 especifica los pines usados y su función:

PIN	Name	Type	Description
1	CS	In	Chip Select (asserted low)
2	SDI	In	Serial Data input
3	Vss	Gnd	Ground
4	Vdd	V+	Power (3.3V usually)
5	SCL	In	Clock
6	Vss	Gnd	Ground
7	SDO	Out	Serial Data out

Tabla 3.2 - Líneas de la interfaz SPI en una tarjeta SD.

El dsPIC33FJ128GP802 posee hasta dos módulos de comunicación SPI. Los pines elegidos para establecer esta comunicación son (ver Figura 3.2):

- El pin 15 (RB6) para SCL.
- El pin 16 (RB7) para SDI.
- El pin 17 (RB8) para SDO.

El CS de la memoria SD fue conectado a masa para que la memoria pueda operar continuamente.

3.3 PRESENTACIÓN DE LOS DATOS

Para poder agregarle funciones y herramientas de visualización al equipo, se optó por introducir un microcontrolador adicional para que las lleve a cabo. Esta decisión se fundamenta en que la limitación en la cantidad de pines se vio reflejada a la hora de querer incorporar hardware al equipo de medición. Además se priorizó alivianar la tarea del dsPIC y limitar solo su función al cálculo de los parámetros de medición y almacenamiento de los mismos, ya que la etapa de cálculo es la más crítica en cuanto a recursos del dsPIC.

Para esta etapa se optó por el PIC18F2550, un microcontrolador de 8-bits de Microchip Technology Inc. (encapsulado de 28 pines, Figura 3.4).

28-Pin PDIP, SOIC

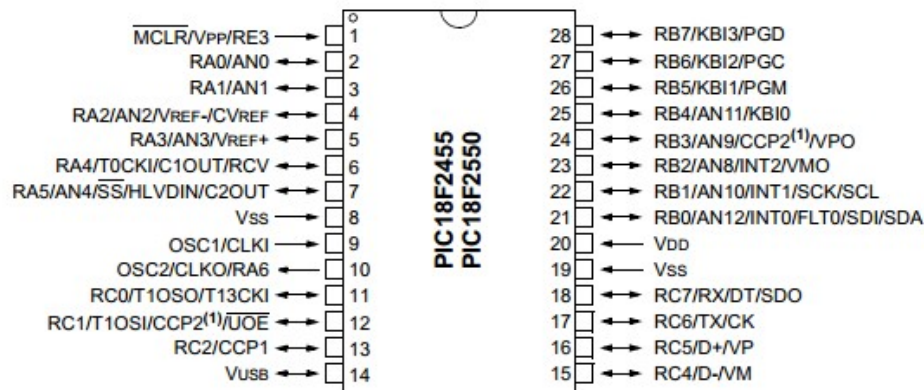


Figura 3.4 - Diagrama de pines del PIC18F2550.

Esta elección se basa en que cumple con todos los requisitos requeridos para esta etapa y además, por ser un PIC muy utilizado en el Laboratorio de Comunicaciones (LAC), se dispone de todas las herramientas necesarias para su programación (software y programador). Además es un microcontrolador que aparece comúnmente como opción en el mercado local.

Algunas de las características más importantes del PIC 18f2550 son:

- Voltaje de alimentación: 4,2V ~ 5,5V.
- Pines: 28.
- Memoria tipo FLASH.
- 32 kBytes de memoria de programa.
- 2048 Bytes de memoria RAM.
- 256 Bytes de memoria EEPROM.
- Interfaz USB 2.0 de alta velocidad 12Mbit/s.
- Velocidad de CPU de hasta 12MIPS (con cristal externo de 4Mhz).
- Oscilador interno programable de 32KHz a 8MHz.
- Puertos de comunicación UART/USART, SPI, I2C.
- Periféricos de Captura/Comparación/PWM.
- Temporizadores de 16-bits, 1 temporizador de 8-bits.
- 10 canales ADC de 10 bits.
- Comparadores Analógicos.
- Temporizadores.

En la Figura 3.5 se muestra la arquitectura interna del microcontrolador PIC18F2550 [11].

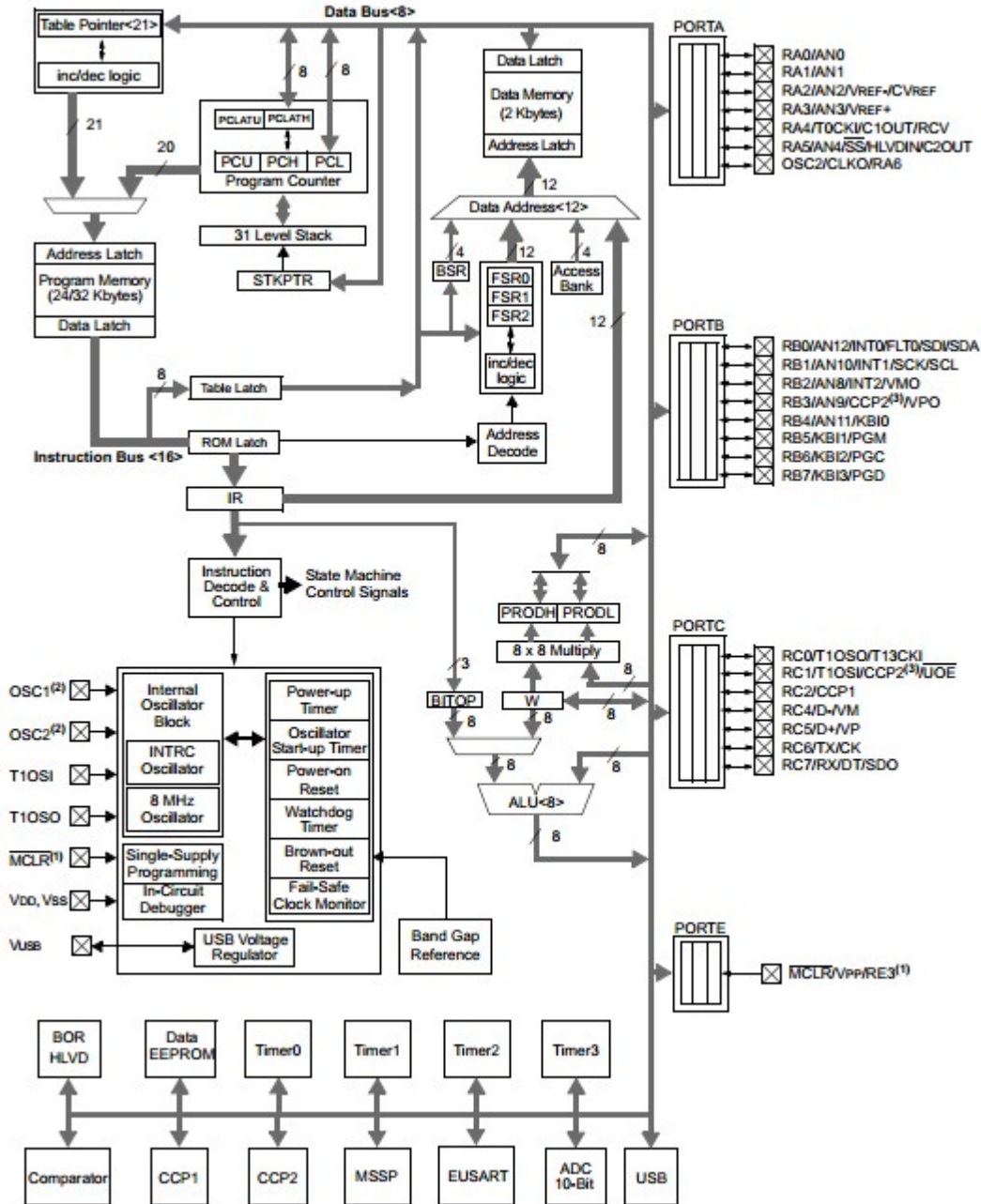


Figura 3.5 – Arquitectura interna del PIC18F2550.

Al igual que el dsPIC, en este proyecto, cada pin del PIC18F2550 se configuró de manera particular de modo de establecer la función de cada uno de ellos de acuerdo a las necesidades del equipo. Cabe destacar que en la mayoría de sus pines se colocó conectores tipo postes para darle flexibilidad a este módulo a la hora de conectarle hardware adicional; aunque la función de expansión del equipo está a cargo de un tercer módulo reservado específicamente para esto.

La manera en que se definió esa configuración se detalla a continuación en la Tabla 3.3.

Número de pin	Configuración
1	Master Clear
2	Poste
3	Poste
4	Poste
5	Poste
6	Poste
7	Poste
8	VSS
9	OSC1
10	OSC2
11	Poste
12	Poste
13	Poste
14	Poste
15	Poste
16	Poste
17	UART-TX
18	UART-RX
19	VSS
20	VDD
21	Poste
22	Poste
23	Poste
24	Poste
25	Poste
26	Poste
27	PGC y Poste
28	PGD y Poste

Tabla 3.3 - Configuración establecida de pines del PIC18F2550.

El pin 1 es el llamado Master Clear. Permite reiniciar el dispositivo, depurar y programar el mismo. Se utilizó en el mismo la configuración propuesta en la hoja de datos del PIC [11].

Los contactos 8 y 19 fueron soldados al plano de masa, y el 20 a Vcc (5 Volts).

El oscilador usado es de tipo externo (cristal de 4MHz) y se conectó entre los pines 9 y 10. Luego cada uno de estos pines fue conectado a masa a través de condensadores de 22pF para su correcto funcionamiento.

Los pines 27 y 28, junto con el Master Clear, permiten programar y depurar, y fueron soldados a conectores tipo postes en los cuales se puede enchufar el programador del dispositivo.

La comunicación con la etapa de adquisición y procesamiento de la señal (dsPIC) se realizó por UART, como se mencionó en la Sección 3.1. Los pines del PIC18F2550 que tienen asignada esta función de comunicación son: el pin 17 para la transmisión y el pin 18 para la recepción.

Es necesario remarcar que el dsPIC funciona con 3.3Volt y el PIC con 5V. A la hora de establecer las conexiones para la UART entre los dos microcontroladores hubo que colocar un divisor resistivo de tensión entre el pin de transmisión del PIC (salida de 5V) y el pin de recepción del dsPIC (entrada de 3.3V). La comunicación en sentido inverso, del dsPIC al PIC, se realiza directamente ya que la salida de 3.3V del dsPIC puede manejar sin inconvenientes la entrada de 5V del PIC. El divisor de tensión se puede observar en la Figura 3.6.

En el resto de los pines del PIC18F2550 se colocó conectores tipo postes para poder realizar la conexión de los módulos de hardware adicional.

En la Figura 3.6 se muestra un diagrama esquemático de las conexiones realizadas para el PIC18F2550:

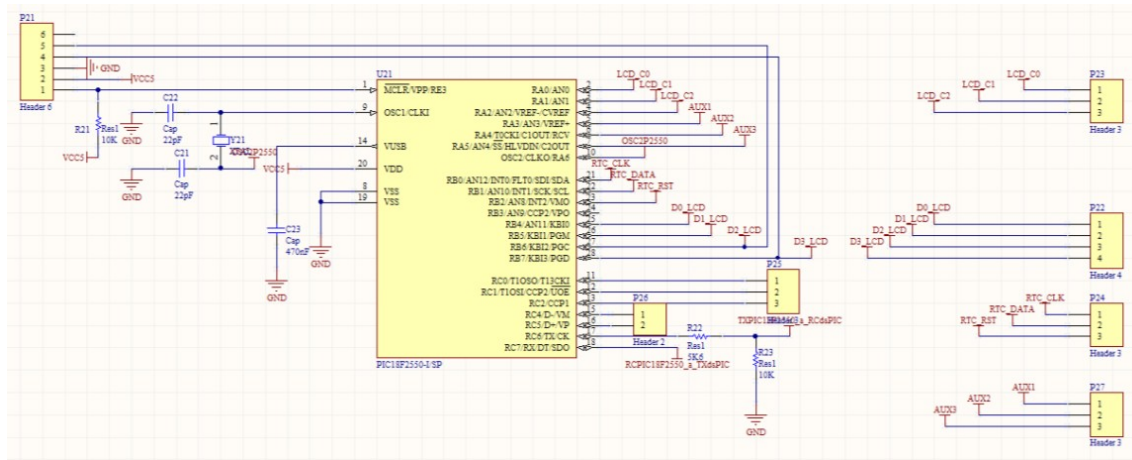


Figura 3.6 – Esquemático del PIC.

En las siguientes secciones se hace una descripción del hardware adicional que agrega funcionalidad y herramientas de visualización al equipo, para luego describir como son sus conexiones con el PIC18F2550.

3.4 PANTALLA DE CRISTAL LÍQUIDO (LCD)

El objetivo para el equipo, en cuanto a la presentación, es poder mostrar los datos más relevantes de la medición en algún tipo de display para tener una visualización rápida de los mismos. Un recurso sencillo y accesible es la utilización de una pantalla LCD para poder mostrar la energía medida y la hora (aunque se puede configurar los datos a visualizar).

Los módulos LCD o pantallas de cristal líquido tienen la capacidad de mostrar cualquier carácter alfa numérico. Estos dispositivos poseen una pantalla y toda su lógica de control preprogramada de fábrica. Como ventaja adicional, su consumo de corriente es mínimo, y no hace falta realizar la decodificación binaria que se hace con los displays de siete segmentos.

Para poder hacerlo funcionar, debe de estar conectado a un circuito en el que estén integrados los controladores del display y sus respectivos pines para comandarlo. Sobre el circuito se encuentra el LCD en sí, rodeado por una estructura metálica que lo protege [12].

Para este proyecto se utilizó el display LCD-016M002B VISHAY [12], (16x2 Character LCD). Este display se muestra en la Figura 3.6.



Figura 3.6 - Pantalla de cristal líquido.

En total se pueden visualizar 2 líneas de 16 caracteres cada una, es decir, $2 \times 16 = 32$ caracteres. A pesar de que el display sólo puede visualizar 16 caracteres por línea, puede almacenar en total 40 por línea en una zona de memoria RAM llamada DDRAM. Es el usuario el que especifica qué 16 caracteres son los que se van a visualizar. También se puede colocar el cursor en la posición de inicio y desplazar los caracteres para poder verlos en su totalidad.

Posee un muy bajo consumo de energía y son ideales para dispositivos que requieran una visualización pequeña o media, y es retroiluminado, o sea que se puede ver en total oscuridad. Los módulos LCD varían su tamaño físico dependiendo de la marca, por lo tanto en la actualidad no existe un tamaño estándar para los módulos LCD.

Un dispositivo LCD dispone de dos tipos de memorias, ambas independientes:

- DD RAM (Display Data RAM). Es la memoria encargada de almacenar los caracteres de la pantalla que se estén visualizando en ese momento, o bien, que estén en una posición no visible.
- CG RAM (Character Generator RAM). Contiene los caracteres que pueden ser definidos por el usuario, es decir que pueden ser personalizados.

El orden de comienzo de los caracteres es de izquierda a derecha y, para localizar los mismos, se utilizan dos coordenadas (X, Y) siendo Y el valor vertical comprendido entre 1 y 2 (valor de línea) y X el valor horizontal (1-40) que indicara el carácter.

A continuación se puede ver en la Tabla 3.4, la asignación de pines del display utilizado.

PIN NUMBER	SYMBOL	FUNCTION
1	Vss	GND
2	Vdd	+ 3V or + 5V
3	Vo	Contrast Adjustment
4	RS	H/L Register Select Signal
5	R/W	H/L Read/Write Signal
6	E	H → L Enable Signal
7	DB0	H/L Data Bus Line
8	DB1	H/L Data Bus Line
9	DB2	H/L Data Bus Line
10	DB3	H/L Data Bus Line
11	DB4	H/L Data Bus Line
12	DB5	H/L Data Bus Line
13	DB6	H/L Data Bus Line
14	DB7	H/L Data Bus Line
15	A/Vee	+ 4.2V for LED/Negative Voltage Output
16	K	Power Supply for B/L (OV)

Tabla 3.4 - Asignación de pines del LCD.

- Los pines 1 y 2, son los utilizados para la alimentación del módulo LCD. La tensión utilizada es de 5V.
- El pin 3 (Vo) se utiliza para ajustar el contraste de la pantalla LCD. Por medio de un potenciómetro se regula la intensidad de los caracteres, a mayor tensión mayor intensidad.
- El pin 4 (RS) se utiliza para indicar al bus de datos si la información que le llega es una instrucción (RS=0) o por el contrario es un carácter (RS=1).
- El pin 5 (R/ \bar{W}) es el de escritura o lectura. Si (R/ \bar{W})=0 el módulo escribe en pantalla el dato que haya en el bus de datos, y si (R/ \bar{W})=1 se lee lo que hay en el bus de datos.
- El pin 6 (E) es el indicado de hacer que el módulo LCD funcione, o por el contrario no acepte órdenes de funcionamiento. Cuando E=0 no se podrá utilizar el display y cuando E=1 se podrán transferir datos y realizar las demás operaciones.
- Los pines compuestos del 7 al 14 son los del bus de datos.

El bus de datos de un módulo LCD puede funcionar como un bus de 8 bits o como un bus multiplexado de 4 bits. Esto permitiría ahorrar 4 puertos al microcontrolador utilizado, a expensas de complicar un poco el control del LCD, ya que habría que multiplexar y demultiplexar los datos.

En este caso se optó por el empleo de 4 bits de datos, utilizando de esta forma solamente los pines D4, D5, D6 y D7. Esta configuración se realiza a través de la librería agregada al programa del PIC, indicando si los datos se encuentran en la parte alta o baja del puerto seleccionado.

Los pines elegidos y configurados del PIC18F2550 para manejar la Pantalla LCD son:

- El pin 2 (RA0) para RS.
- El pin 3 (RA1) para R/ \bar{W} .
- El pin 4 (RA2) para E.
- El pin 25 (RB4) para D4.
- El pin 26 (RB5) para D5.
- El pin 27 (RB6) para D6.
- El pin 28 (RB7) para D7.

La secuencia de inicialización para cualquier módulo LCD es imprescindible, esta se basa en una serie de instrucciones introducidas por el usuario para posteriormente ser procesadas por el módulo. Entre ellas se encuentran una serie de retardos, como así también comandos para selección de la longitud del bus de datos, el número de líneas que se visualizaran en el módulo LCD, encender el módulo LCD, mantener el mensaje fijo, limpiar la pantalla, etc.

3.5 RTC

Es de gran importancia, además de los datos medidos, poder almacenar la hora y la fecha a la que estos fueron relevados.

Existe un tipo especial de circuito integrado llamado RTC (Real Time Clock) cuyas funciones principales son:

- Proveer de la fecha y hora actual.
- Liberar tiempo y recursos (Contadores y/o Temporizadores) al microcontrolador de la tarea de medir el tiempo.
- Proveer de una fuente suficientemente confiable en cuanto a la medición del tiempo.
- Tienen funciones de bajo consumo de energía para cuando se hacen aplicaciones con baterías.
- Pueden proveer de alarmas, para avisarle al microcontrolador sobre algún evento que tenga que realizar. Estas alarmas se conectan directamente a alguna interrupción del microprocesador.

Para este proyecto se optó por el RTC DS1302 [13]. Este circuito integrado posee un contador de tiempo real, además de 31 bytes de memoria RAM para datos.

El diagrama de pines del RTC DS1302 se muestra en la Figura 3.6.

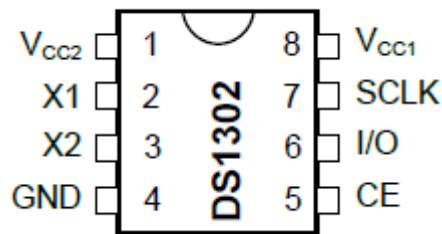


Figura 3.6 - Diagrama de pines del RTC DS1302.

A continuación se puede observar en la Tabla 3.5, la asignación de pines del DS1302.

Pin	Nombre	Función
1	Vcc2	Fuente de alimentación primaria. Alimenta al DS1302 mientras $V_{cc2} > V_{cc1} + 0.2$. Cuando $V_{cc2} < V_{cc1}$, entonces Vcc1 alimenta al integrado
2	X1	Terminales para el cristal de cuarzo de 32.768KHz
3	X2	
4	GND	Tierra
5	CE ó RST	Terminal de entrada. Mientras sea "1" lógico se habilita la comunicación serie del DS1302 para lectura o escritura. Cuando CE=0 no se deshabilita cualquier comunicación.
6	IO	Terminal de entrada o salida de datos. Se utiliza para la comunicación serie.
7	SCLK	Señal de entrada de reloj para la sincronía de las comunicaciones
8	Vcc1	Fuente de alimentación secundaria de baja potencia. Entra automáticamente cuando $V_{cc2} < V_{cc1}$. Se usa solo para mantener el reloj activo. También se utiliza para recargar una batería, que en este caso es Vcc2.

Tabla 3.5 – Asignación de pines del RTC DS1302 [13].

- El pin 1 es la alimentación externa.
- Los pines 2 y 3 son utilizados para la conexión del oscilador de 32,768kHz.
- El pin 4 es masa.
- El pin 5 es para habilitar la lectura o escritura del DS1302.
- El pin 6 es el un pin de datos bidireccional.
- El pin 7 es la señal de reloj para sincronizar el movimiento de datos entre el microcontrolador y el DS1302.
- El pin 8 es la alimentación utilizada para mantener el reloj en hora y la fecha cuando la alimentación del pin 1 es desconectada. VCC1 debe ser suministrada por una pila.

En este proyecto se utilizó un módulo en el cual está integrado el DS1302, junto con el hardware asociado, para que pueda funcionar correctamente y establecer la comunicación con el microcontrolador solo con tres pines de comunicación (SCLK o CLK, DAT o I/O, y CE o RST) y dos de alimentación (V_{cc1} y GND) (ver Figura 3.7).

El pin CLK del DS1302 es llamado SCLK en el módulo RTC, I/O es llamado DAT, como así CE es llamado RST en el mismo.

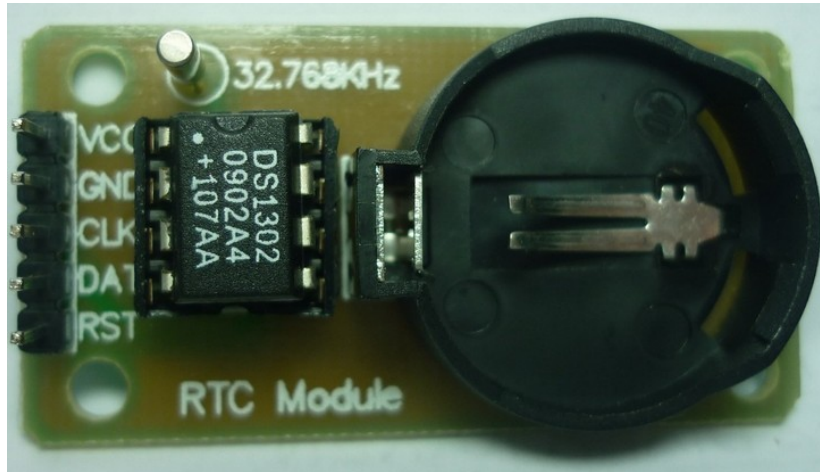


Figura 3.7 – Módulo RTC.

Mirando la tabla 3.3 se puede observar que los pines V_{CC1} , X_1 y X_2 no aparecen como conectores en el módulo de la Figura 3.7. Esto es porque V_{CC1} ya está conectado al zócalo en el cual va colocada una pila para mantener el RTC en hora y fecha cuando el equipo de medición de ruido se desconecta de la alimentación y V_{CC2} pierde contacto con ella. X_1 y X_2 se utilizan para el oscilador que requiere el integrado DS1302 para su funcionamiento, y este se puede ver en el módulo en la Figura 3.7 (oscilador de 32,768kHz).

El protocolo que utiliza el RTC es una variante del protocolo I2C. Comúnmente se lo suele llamar “interfaz de 3 cables” (CLK, DAT y RST).

Para realizar una operación de lectura o escritura del DS1302, se requieren utilizar comandos cuya estructura indica la naturaleza de la instrucción, si es de lectura o escritura y sobre que registro va dirigida la información o de cual se desea leer un dato. Esto se realiza sobre la línea DAT.

El formato general de los comandos se muestra a continuación en la Figura 3.8.

	7	6	5	4	3	2	1	0
1	RAM		A4	A3	A2	A1	A0	RD
	CK							WR

Figura 3.8 – Formato general de los comandos.

De la Figura 3.8 se puede observar lo siguiente:

- El bit 7 siempre es 1.

- El bit 6 indica si la operación es sobre la RAM o sobre los registros del reloj/calendario. Para operaciones sobre la RAM de uso general el bit 6 debe ser “1” y para operaciones sobre el reloj el bit 6 debe ser “0”.
- Los bits 5, 4, 3, 2 y 1 (A4, A3, A2, A1 y A0) indican la dirección del registro sobre el cual va dirigida la instrucción (lectura o escritura).
- El bit 0 indica si la operación es de lectura o escritura, en el caso particular debe ser 1 para una operación de lectura y 0 para una operación de escritura.

En la hoja de datos del DS1302 [13] se pueden observar los comandos disponibles para operar el mismo.

En el desarrollo propuesto se utilizó una librería, anexándosela al programa principal del PIC18F2550 y solo configurando los pines a utilizar del mismo para el manejo del RTC DS1302, simplificando así la programación.

Los pines del PIC elegidos para establecer esta comunicación son (ver Figura 3.6):

- El pin 21 (RB0) para CLK.
- El pin 22 (RB1) para DAT.
- El pin 23 (RB2) para RST.

3.6 CONEXIÓN RS232

Disponer de enlaces de datos entre dispositivos hoy en día es una necesidad. Una alternativa interesante es basar a los mismos en el protocolo UART. El cual además, permite conectar el equipo a una PC. Esto es de gran utilidad ya que brinda la posibilidad de visualizar datos de diversas maneras utilizando programas y herramientas muy poderosas que cualquier PC puede tener actualmente, y además hacerlo en tiempo real almacenado los datos en la misma.

La forma más simple de comunicar un microcontrolador con una computadora es a través del puerto serie utilizando el estándar RS232 (EIA 232) [14]. A pesar de su antigüedad es una comunicación muy utilizada en la industria o en conexiones a computadoras. Actualmente las notebook no poseen este tipo de conector, pero se soluciona fácilmente utilizando un conversor USB/RS232. Debido a que un PIC utiliza niveles TTL, es necesario un conversor de niveles, ya que los niveles del puerto serie son RS232. El más utilizado es el circuito integrado MAX232 de Dallas Semiconductor [15]. El MAX232 (Maxim) es un circuito integrado utilizado para adaptar los niveles requeridos en una conexión donde interviene un dispositivo que maneja niveles de tensión TTL (un microcontrolador, por ejemplo) y otro capaz de trabajar bajo los parámetros de la norma EIA/TIA-232E y las V.28/V.24. Expresado en niveles de tensión, los niveles TTL operan entre los 0 y 5 Volts y la norma, conocida en el mundo técnico como RS-232 (Recommended Standard-232), utiliza tensiones que van desde los -12Volts a los +12Volts. Este circuito integrado está especialmente

diseñado para conectar equipos que utilicen bajos niveles de tensión (5 Volts), con los niveles de tensión RS232. Las tenciones RS232 las genera internamente utilizando multiplicadores de voltaje, y requiere de muy pocos componentes externos para lograr un funcionamiento óptimo. Requiere solamente de 5 condensadores electrolíticos externos de 1 μ F (respetando siempre su polaridad). Cuenta con cuatro adaptadores inversores de tensión: dos son utilizados para la conversión TTL-RS-232 y los otros dos para la operación inversa.

El conector por el cual se accede al puerto serie de una computadora es DB9 de tipo macho. Este tipo de conector, junto a la denominación de sus pines, se muestra en la Figura 3.9.

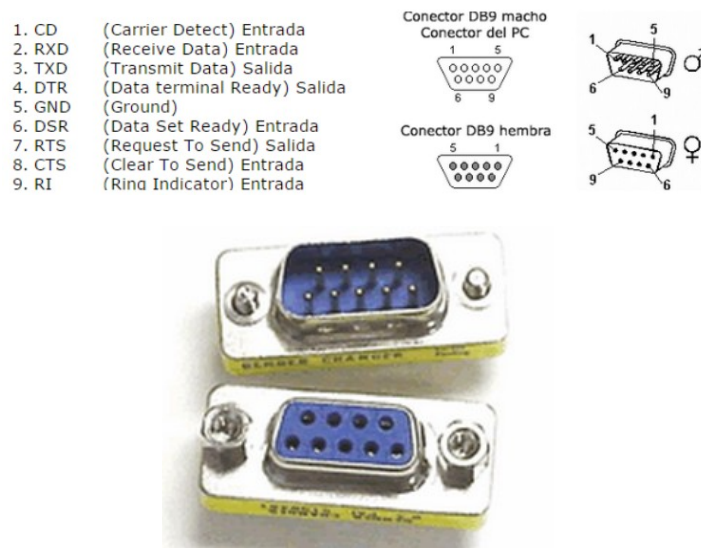


Figura 3.9 – Conector DB9.

En la comunicación PC-microcontrolador los pines que intervienen son 3:

- 2, RXD, Recepción de datos.
- 3, TXD, Transmisión de datos.
- 5, GND, Masa.

La velocidad de transmisión (información enviada por segundo) se denomina baudio (bits por segundo), y las más utilizadas son 4800, 9600 ó 14400 baudios.

En la Figura 3.10 se muestra un diagrama esquemático de las conexiones del MAX232.

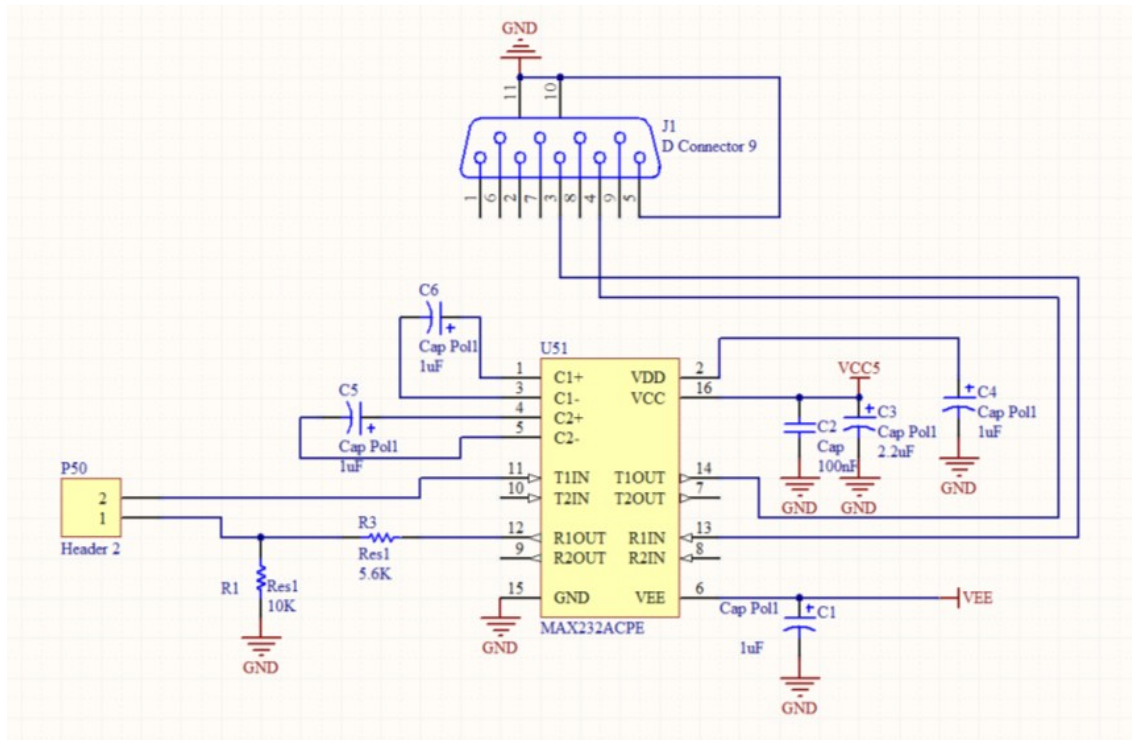


Figura 3.10 - Esquemático del MAX232.

En este proyecto, en los pines RXD y TXD del MAX232, se colocaron conectores tipo postes para poder conectar la UART de uno de los microcontroladores del dispositivo de medición a una PC.

En la Figura 3.10 se puede observar que se colocó un divisor de tensión para poder conectar los niveles de salida de 5V con los dsPIC, si se quisiera, que son de 3.3V.

Existen programas de computadoras que permiten utilizar la comunicación serie para la prueba, análisis y simulación de protocolos de comunicación serie (RS232, RS485/422 y otros). Permiten controlar o comprobar la comunicación serie entre una PC y un microcontrolador. Este tipo de software ayuda significativamente al desarrollo y pruebas de equipo que poseen este tipo de comunicación.

3.7 MÓDULO DE EXPANSIÓN

Como se mencionó en la Sección 1.6.2 este equipo tiene la capacidad de agregar otro tipo de sensores y dispositivos para poder realizar distintas mediciones y lograr que este se transforme en una estación de medición de múltiples variables.

Para poder llevar a cabo estas funciones se optó por agregar otro módulo liderado por un tercer microcontrolador capaz de concentrar una aceptable cantidad de estos dispositivos adicionales, tarea que no puede realizar el PIC 18F2550 por su capacidad operativa ni el dsPIC ya que este, como se mencionó anteriormente, está abocado al cálculo y procesamiento de datos del ruido.

Dentro de las características y funciones que se podrían agregar al equipo están:

- Módulo Bluetooth: Es de gran utilidad para poder monitorear datos inalámbricamente la estación en el lugar de medición, pudiendo así con algún tipo de aplicación en un teléfono o tablet visualizar datos en tiempo real o incluso almacenarlos.
- Sensores de distintas variables: las variables a medir pueden ser temperatura, distintos tipos de gases, presión atmosférica, rayos UV, e innumerables variables que existen en el medio ambiente.
- Módulos WIFI o Ethernet: Si el sitio donde se desea medir tiene conexión a internet, incorporando estos módulos, se puede acceder al equipo de modo remoto desde cualquier lugar a través de una PC.
- Módulos GPS: son de gran utilidad para poder localizar e individualizar distintos equipos en donde estos estén instalados. Asociando así el punto geográfico de medición con los datos adquiridos.
- Módulos GSM: son módulos muy útiles para transmitir datos a través de señal de telefonía celular, más aún en lugares donde no existe conexión a Internet y el acceso remoto es nulo. Con el avance de la telefonía móvil hoy en día, el caudal de datos que se puede transmitir es cada vez mayor.

Los protocolos de comunicación entre los dispositivos mencionados anteriormente y un microcontrolador suelen ser: UART, SPI e I2C.

Para esta etapa se optó por el PIC 18F27J53, un microcontrolador de 8-bits de Microchip Technology Inc. (encapsulado de 28 pines, Figura 3.11).

28-Pin SPDIP/SOIC/SSOP

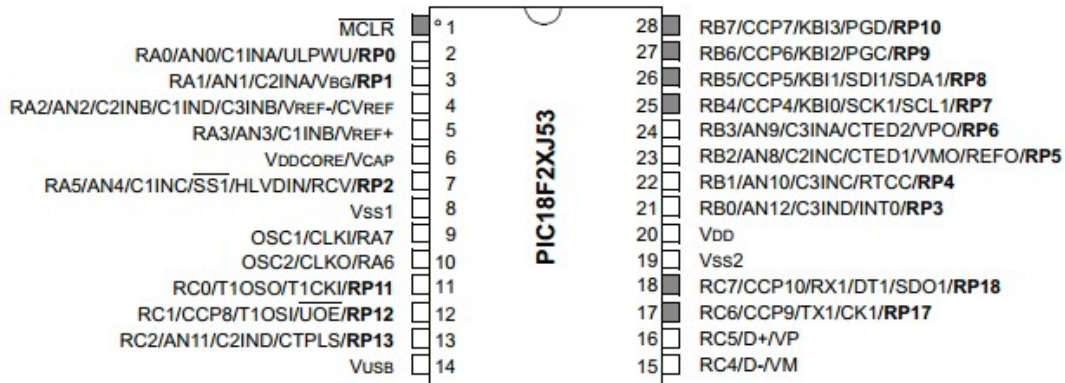


Figura 3.11 – Diagrama de pines del 18F27J53.

Esta elección se basa en que el PIC 18F27J53 posee gran capacidad de comunicación para poder agregarle periféricos y poder así transformarlo en un convertor de protocolos entre dichos periféricos (con sus respectivos protocolos de comunicación) y poder enviar todos los datos de ellos hacia otro modulo por UART. Además posee la capacidad de configurar cada pin para una función determinada (pines remapeables).

Algunas de las características más importantes del PIC 18F27J53 son:

- Voltaje de alimentación: 3V ~ 3,6V.
- Pines: 28.
- Memoria tipo FLASH.
- 128 kBytes de memoria de programa.
- 3.8 kBytes de memoria RAM.
- 16 pines remapeables.
- 2 Puertos de comunicación UART/USART.
- 2 Puertos de comunicación SPI o I2C.
- Periféricos de Captura/Comparación/PWM.
- Temporizadores de 16-bits, temporizador de 8-bits.
- 10 canales ADC de 12 bits.
- Comparadores Analógicos.
- Temporizadores.

En la Figura 3.12 se muestra la arquitectura interna del microcontrolador PIC18F27J53 [16].

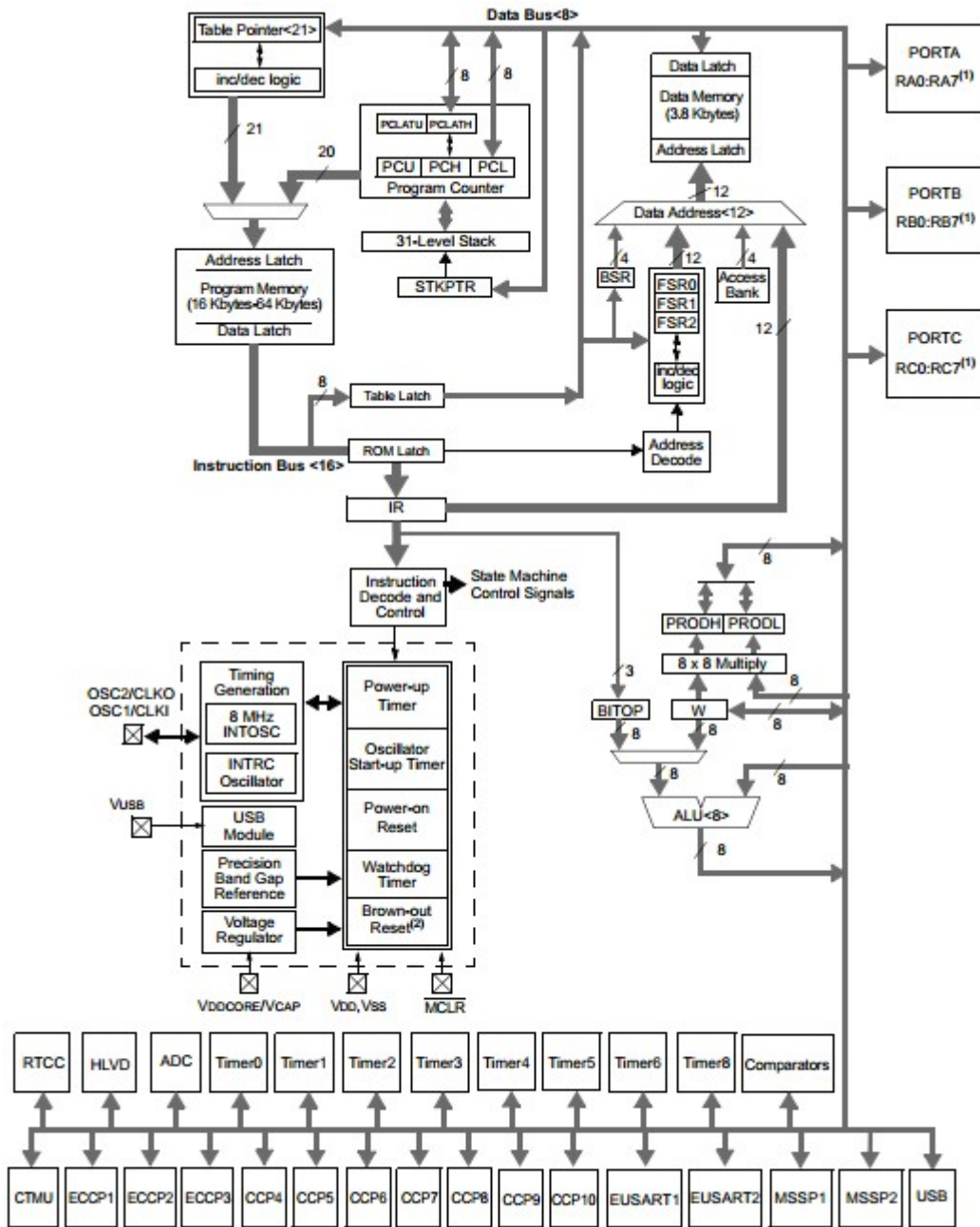


Figura 3.12 - Arquitectura interna del 18F27J53.

Al igual que el dsPIC y el PIC18F2550, cada pin del PIC18F27J53 se configuró de manera particular de modo de establecer la función de cada uno de sus pines de acuerdo a las necesidades. Cabe destacar que en la mayoría de sus pines se colocó conectores tipo postes para darle flexibilidad a este módulo a la hora de conectarle módulos de comunicación adicionales.

La manera en que se definió esa configuración se detalla a continuación en la Tabla 3.5.

Número de pin	Configuración
1	Master Clear
2	Poste
3	Poste
4	Poste
5	Poste
6	Poste
7	Poste
8	VSS
9	OSC1
10	OSC2
11	Poste
12	Poste
13	Poste
14	Poste
15	Poste
16	Poste
17	UART1-TX
18	UART1-RX
19	VSS
20	VDD
21	Poste
22	Poste
23	Poste
24	Poste
25	Poste
26	Poste
27	PGC y Poste
28	PGD y Poste

Tabla 3.5 - Configuración establecida de pines del PIC18F27J53.

El pin 1 es el llamado Master Clear. Permite reiniciar el dispositivo, depurar y programar el mismo. Se utilizó en el mismo la configuración propuesta en la hoja de datos del PIC [16].

Los contactos 8 y 19 fueron soldados al plano de masa, y el 20 a Vcc (3.3 Volts).

El oscilador usado es de tipo externo (cristal de 4MHz) y se conectó entre los pines 9 y 10. Luego cada uno de estos pines fue conectado a masa a través de condensador de 22pF para su correcto funcionamiento.

Los pines 27 y 28, junto con el Master Clear, permiten programar y depurar, y fueron soldados a conectores tipo postes en los cuales se puede enchufar el programador del dispositivo.

La comunicación con otro modulo del equipo de adquisición (salida del conversor de protocolos) como se mencionó anteriormente se realiza por UART. Es por esto que la función de comunicación serie fue asignada al pin 17 (transmisión de la UART) y al pin 18 (recepción de la UART).

En el resto de los pines del PIC18F27J53 se colocó conectores tipo postes para poder realizar la conexión de los módulos de hardware adicional.

En la Figura 3.13 se muestra un diagrama esquemático de las conexiones realizadas para el PIC18F27J53:

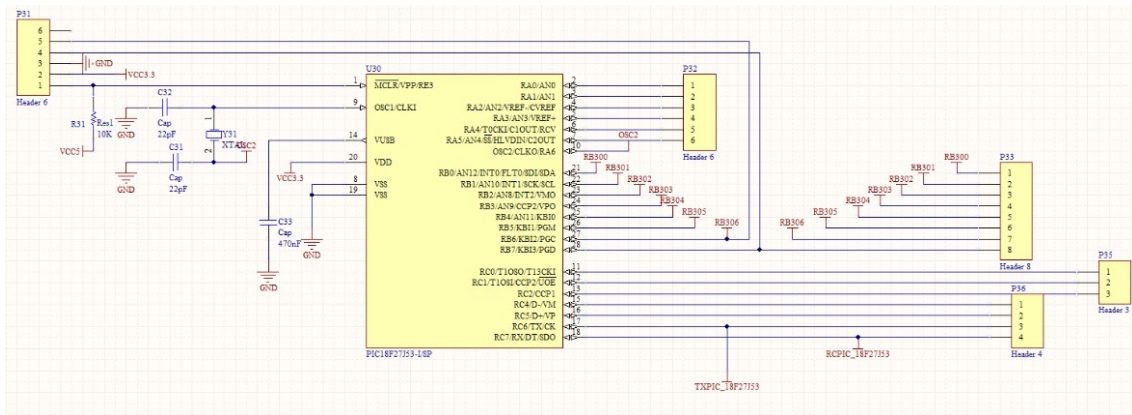
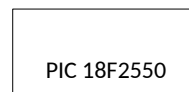
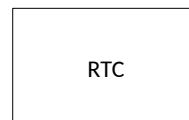


Figura 3.13 – Esquemático del PIC18F27J53.

3.8 SISTEMA COMPLETO

En esta sección se presenta la implementación del sistema completo con todos los módulos que intervienen tanto en la medición, almacenamiento y visualización de la contaminación sonora, como así también los que involucran la posible expansión de dicho sistema (como son los módulos de comunicación y los sensores para medir otro tipo de variables).

En la Figura 3.14 se puede observar un diagrama en bloques del sistema total con todos sus módulos internos y la comunicación que existe entre ellos. En línea punteada se muestran las posibles expansiones del equipo.



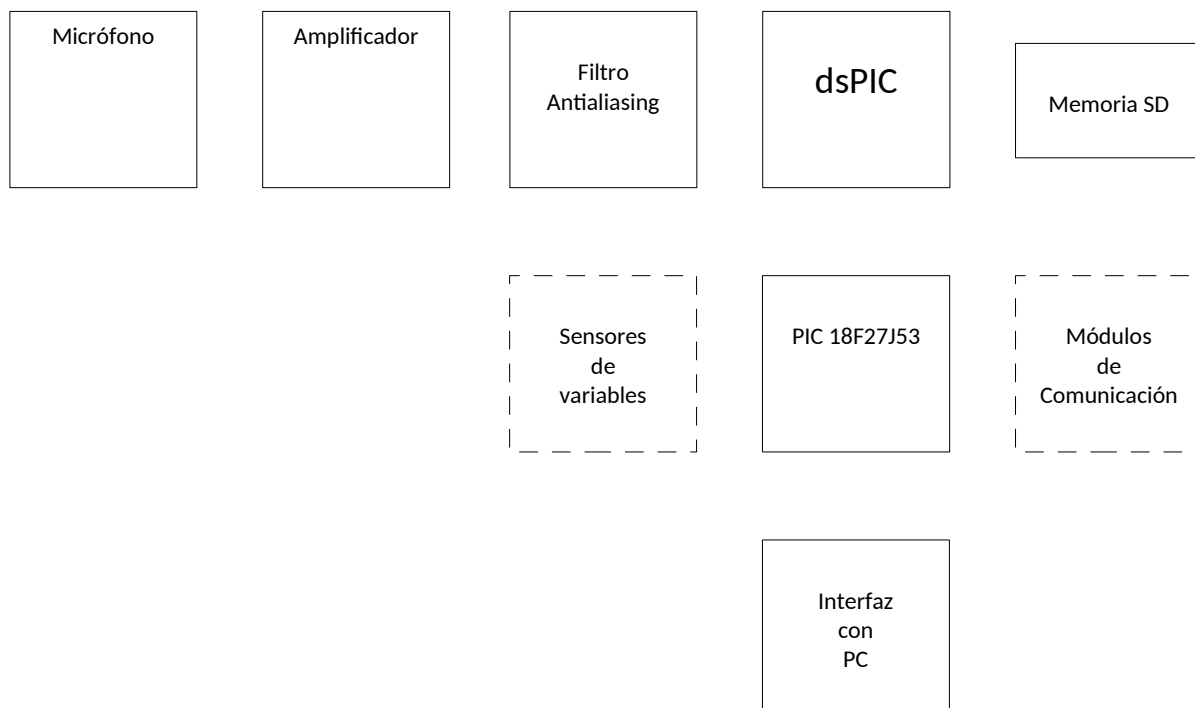


Figura 3.14 - Diagrama en bloques del sistema completo.

3.9 CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO

En esta sección se detalla la construcción de los circuitos impresos y el montaje de los mismos en la caja para luego obtener el prototipo de medición terminado.

3.9.1 Consideraciones de diseño de circuitos impresos

En la etapa de diseño, es necesario definir el diagrama esquemático del circuito y el diagrama de conexiones que formarán las pistas de cobre sobre la placa. Generalmente se hace en dos fases. En primer lugar, partiendo de las especificaciones sobre la funcionalidad del circuito, se deciden los componentes a utilizar y las interconexiones necesarias entre ellos. Luego a través del editor de esquemas del software se realiza el diagrama esquemático.

A continuación se detallan las consideraciones necesarias para el desarrollo de un correcto PCB teniendo en cuenta varios factores.

- Elección adecuada de los componentes. Se deben adquirir todos los componentes y conectores o tener seguridad de disponer de los encapsulados a utilizar. Antes de hacer la placa verifique cuidadosamente la interconexión y numeración de cada componente y de cada circuito integrado, así como también la correspondencia del tamaño de cada uno de ellos en el PCB.
- Efecto resistivo en las pistas. Diseñar las pistas teniendo en cuenta la longitud, grosor y máxima corriente que deban conducir. En los circuitos de instrumentación y de medición, ubicar los componentes de tal forma que la longitud de las pistas sea lo más pequeña posible, para evitar efectos de carga en la línea de interconexión.
- Error de impresión. Verificar que la impresora no genere discontinuidades y que imprima en la escala correcta.
- Pruebas de funcionamiento. Colocar puntos de prueba a la salida de cada etapa, en ubicaciones de la placa donde se pueda conectar instrumental fácilmente.
- Simplificar el ensamblaje. Diseñar la placa de forma estandarizada y modular, de tal manera que la fabricación y ensamblaje sea práctico.
- Otras consideraciones: No utilizar pistas, ni colocar componentes cerca de los bordes de las placas donde puedan tener contacto con los tornillos de fijación, guías o con la estructura. La separación mínima entre 2 pistas adyacentes debe de ser 0.8 mm, lo que garantiza un buen aislamiento eléctrico. Colocar un plano de masa en las partes de la placa donde no existan otras pistas.

3.9.2 Diseño de los circuitos impresos

En esta sección se muestran los diseños de los circuitos impresos que involucran todas las etapas del equipo desarrollado.

En las Figuras 3.15 y 3.16 se puede observar el diseño del PCB que involucra todas las etapas que se muestran en el diagrama en bloques de la Figura 3.14. Como se mencionó en secciones anteriores los módulos independientes que no están incluidos en este PCB son: el RTC, la pantalla, el zócalo para la memoria SD; además de las posibles expansiones.

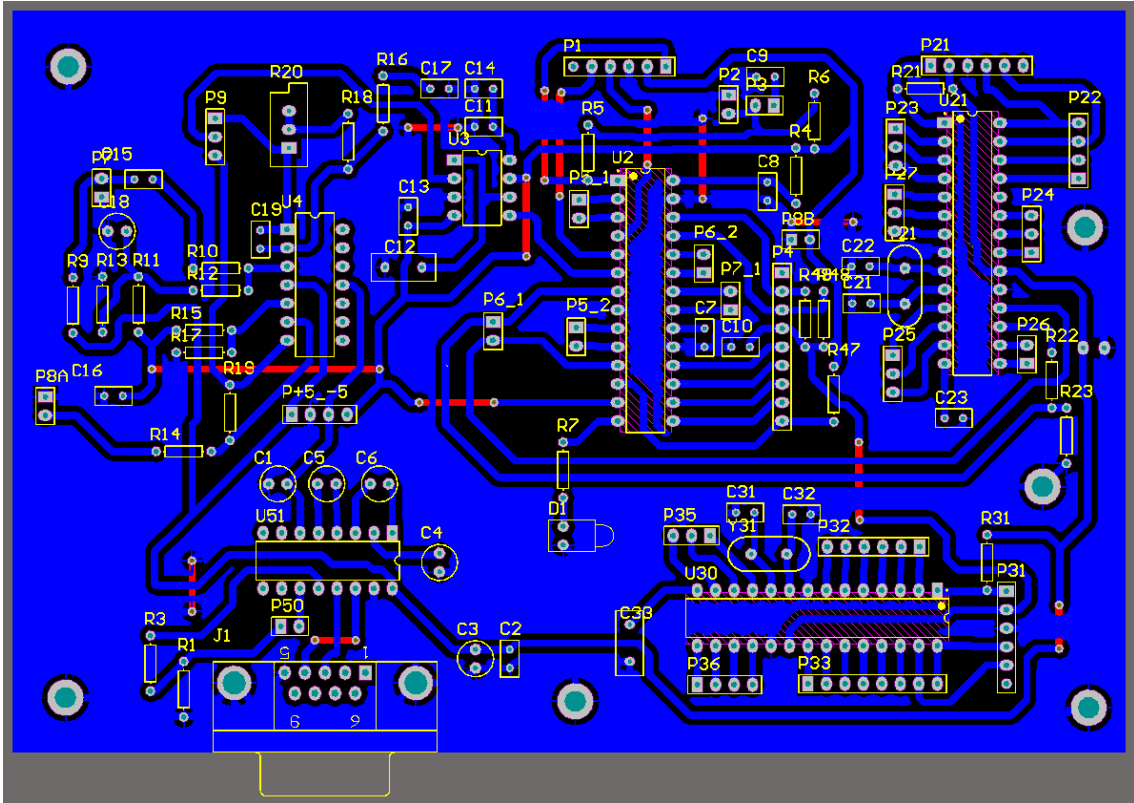


Figura 3.15 - Diseño del PCB con plano de masa.

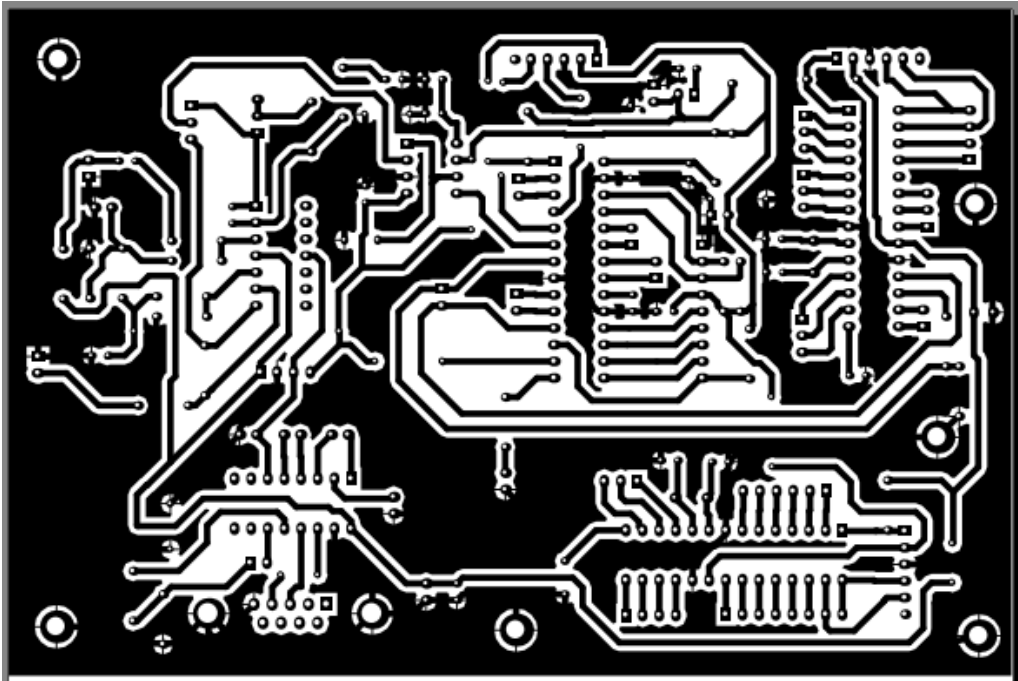


Figura 3.16 - PCB de la placa utilizado para el planchado.

En la Figura 3.17 se muestra el diseño del PCB utilizado para la alimentación Phantom (ver Sección 2.3.1) del micrófono de condensador y su respectivo amplificador.

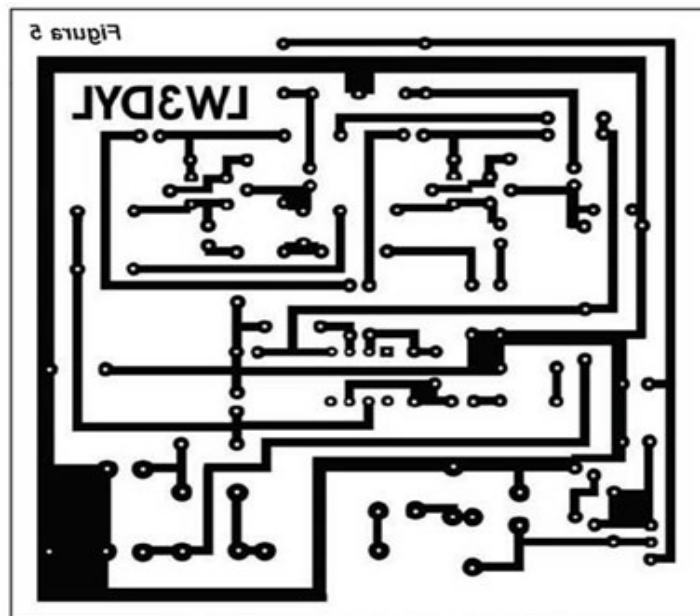


Figura 3.17 - PCB de la fuente Phantom con su amplificador [18].

3.9.3 Implementación del circuito impreso.

El circuito impreso o PCB (del inglés: PrintedCircuitBoard), es la superficie constituida por caminos, pistas o buses de material conductor laminadas sobre una base no conductora. El circuito impreso se utiliza para conectar eléctricamente a través de las pistas conductoras, y sostener mecánicamente, por medio de la base, un conjunto de componentes electrónicos. Las pistas son generalmente de cobre mientras que la base se fabrica de resinas de fibra de vidrio reforzada, cerámica, plástico, teflón o polímeros como la baquelita [17].

En la gran mayoría de las placas el proceso de fabricación, a partir de una placa virgen, se realiza retirando el cobre no deseado después de aplicar una máscara temporal, dejando sólo las pistas de cobre deseadas. Para retirar el cobre no deseado en esta ocasión se utilizó percloruro férrico.

Existen diversos métodos para aplicar la máscara temporal, pero el utilizado en este proyecto es el de la impresión en material termosensible para transferir el diseño a través de calor a la placa de cobre.

Los pasos realizados para la elaboración del PCB utilizando el método de ataque químico fueron los siguientes:

- Diseño: debido a la complejidad del circuito se utilizó un software que permite diseñar y simular el esquema electrónico.
- Cortado de la placa: una vez conocido el tamaño del circuito impreso, a partir del diseño, se cortó la placa virgen a medida.
- Limpieza del cobre: es necesario liberar de toda impureza la superficie de la placa virgen. Para esto se utilizó lana de acero fina.
- Transferencia del diseño: por el método de planchado, y utilizando material termosensible, se transfirió el diseño a la placa.
- Quitado de papel excedente: este paso se realizó ablandando el papel excedente en agua y quitándolo con sumo cuidado.
- Erosión del cobre: se insertó la placa en percloruro férrico para quitar el cobre no deseado.
- Lavado: una vez lista la placa se lavó, se secó y se le aplicó resina líquida para evitar una futura oxidación.

En las Figuras 3.18 y 3.19 se pueden observar los circuitos impresos obtenidos.

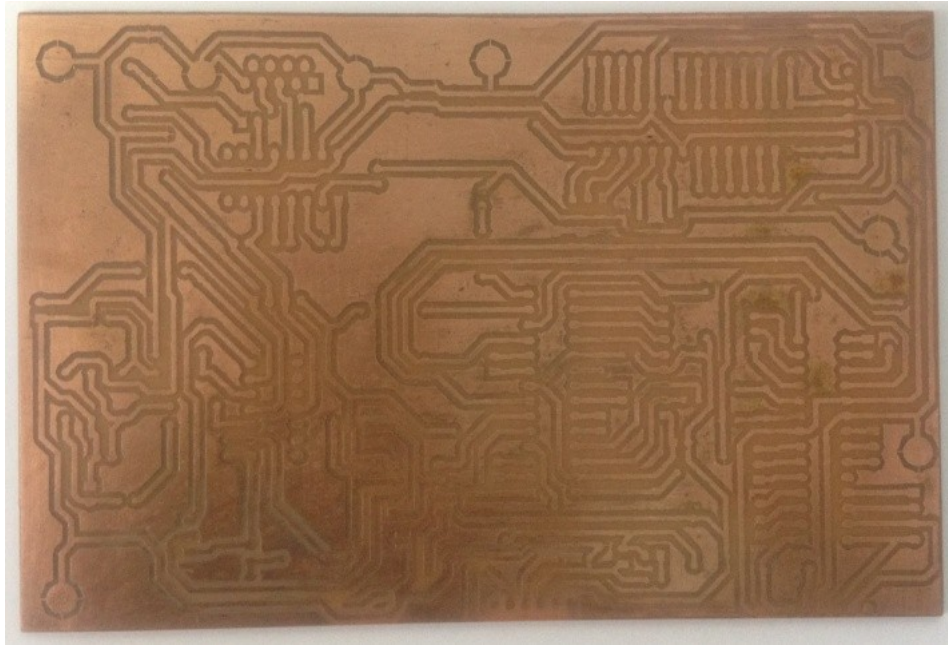


Figura 3.18 - Circuito impreso de la placa principal.

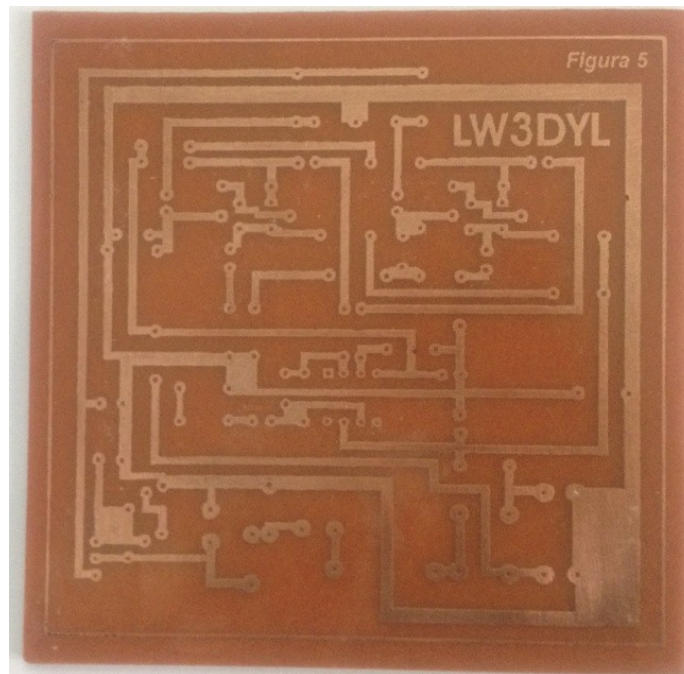


Figura 3.19 - Circuito impreso de la fuente Phantom.

Una vez listos los circuitos impresos se procedió al agujereado de los mismo teniendo en cuenta las distintas medidas de las islas de cobre.

Luego con las placas agujereadas se soldaron los distintos componentes que conforman las distintas etapas del equipo de medición.

3.9.4 Ensamblado del prototipo.

En esta sección se describe el proceso de construcción del prototipo propuesto a través de fotografías, indicando cada una de sus partes.

Para poder alojar todos los módulos del prototipo se eligió una caja tipo estanca cuyas dimensiones son 28x16x10 cm.

En la Figura 20 se muestra el ensamblado de las fuentes de alimentación y el conector del micrófono en la caja estanca.

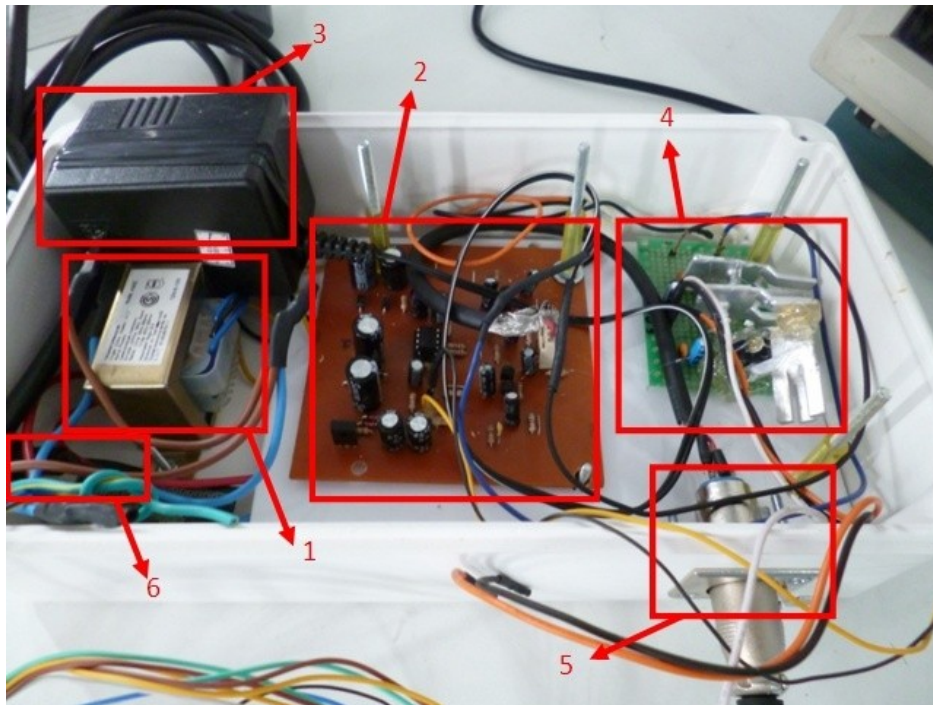


Figura 3.20 - Ensamblado de fuentes y conector del micrófono.

En el recuadro 1 de la Figura 3.20 se puede observar un transformador de 12V+12V. Este transformador convierte la tensión de línea en dos salidas de 12V, y son utilizadas para alimentar

la placa del recuadro 2 que contiene la fuente Phantom y el amplificador del micrófono de condensador.

En el recuadro 3 se muestra una fuente adicional de 9V. Esta fuente debió ser colocada debido a que la fuente Phantom no proporciona la corriente suficiente para el funcionamiento del resto de los módulos del equipo. Aunque estas dos fuentes funcionan perfectamente en este primer prototipo es necesario aclarar que existen diferentes modificaciones que se pueden realizar para utilizar solo el transformador de 12V+12V.

En el recuadro 4 aparece la fuente que proporciona 5V y 3.3V que alimentan a los microcontroladores. Aquí se pueden apreciar los disipadores de los reguladores de tensión. La fuente del recuadro 3 es utilizada para proporcionar la tensión de entrada a dichos reguladores.

En el recuadro 5 se puede observar el conector del micrófono de condensador utilizado para este prototipo. El mismo es un conector XLR-3 (Canon) de tipo hembra.

Para la protección del equipo se colocó un porta fusible, y su ubicación se muestra en el recuadro 6.

Una vez montada la parte de alimentación del prototipo se colocó un separador para luego montar la segunda placa del equipo (ver Figura 3.21).

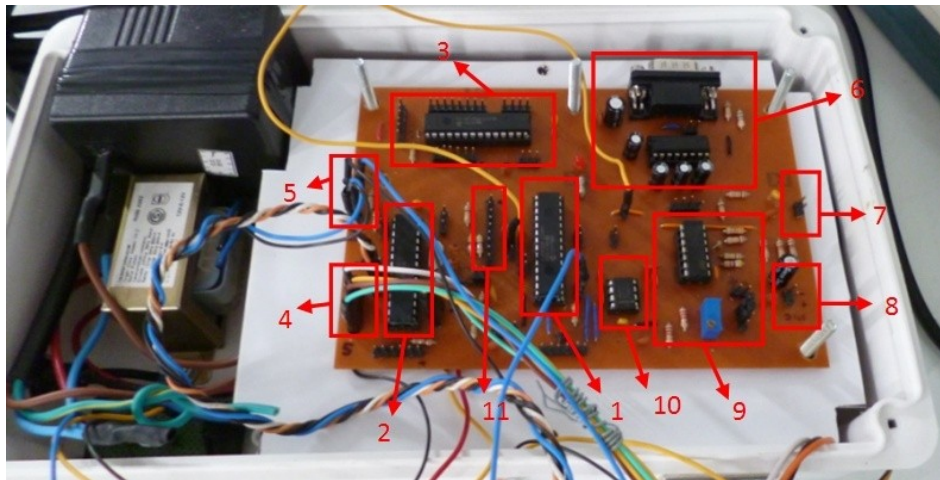


Figura 3.21 – Ensamblado de la placa de procesamiento y presentación de datos.

A continuación se describe en detalle la ubicación de cada módulo en dicha placa de la Figura 3.21.

- Recuadro 1: dsPIC33FJ128GP802.
- Recuadro 2: PIC18F2550.

- Recuadro 3: PIC18F27J53.
- Recuadro 4: Conector de la pantalla de cristal líquido (LCD).
- Recuadro 5: Conector del RTC.
- Recuadro 6: MAX232 (módulo de comunicación serie con PC).
- Recuadro 7: Conector de micrófono de condensador.
- Recuadro 8: Conector de micrófono electret.
- Recuadro 9: Etapa de amplificación para micrófono electret.
- Recuadro 10: Filtro antialiasing integrado (MAX 7407).
- Recuadro 11: Conector del zócalo de la memoria SD.

Una vez fijada la segunda placa se colocó la tapa superior de la caja estanca en donde está alojado el display LCD. El equipo ensamblado se muestra en la Figura 3.22.

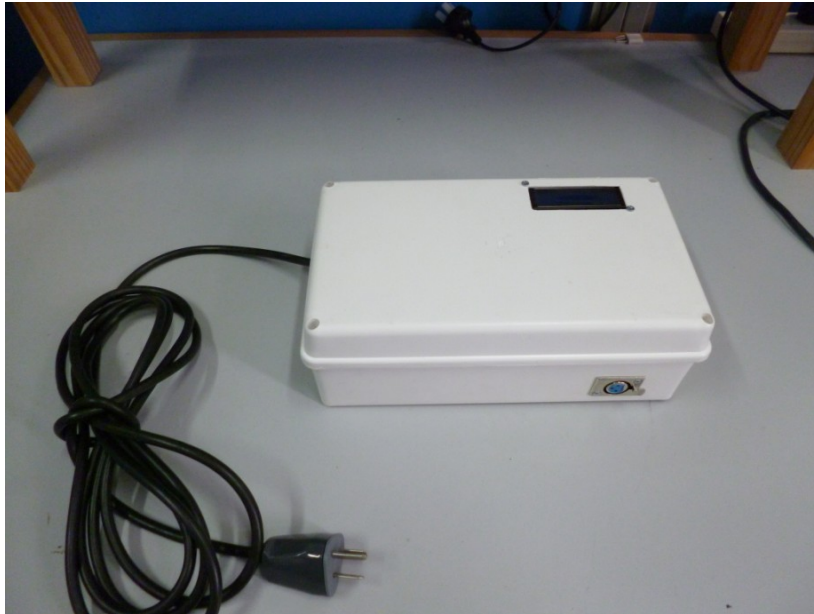


Figura 3.22 - Equipo ensamblado.



Figura 3.24 – Display del equipo funcionando.



Figura 3.25 – Equipo presentado en la Expo Industria 2015.

3.10 PRUEBAS REALIZADAS

Una vez ensamblado el equipo se realizaron diferentes pruebas y ajustes para lograr una primera calibración del prototipo. Para llevar a cabo dichas pruebas se armó el siguiente banco de pruebas (ver Figura 3.23).

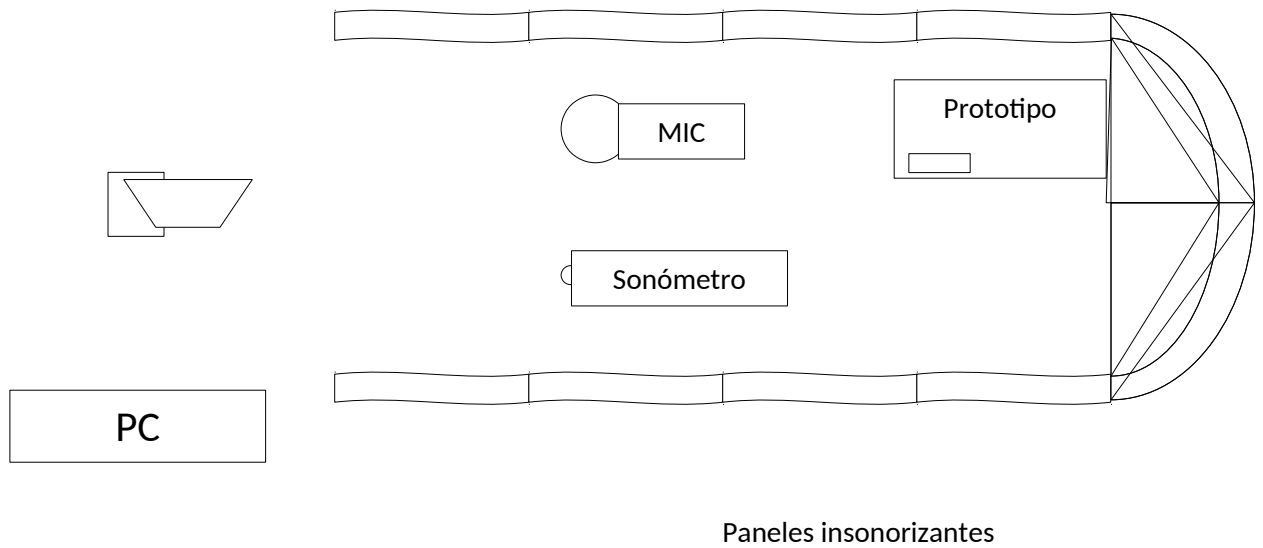


Figura 3.23 – Banco de pruebas del equipo.

El banco de medición consta de una PC con parlantes, el equipo de medición propuesto, paneles insonorizantes y un sonómetro comercial que se utilizó como referencia de las mediciones. Los paneles insonorizantes fueron colocados para lograr una correcta aproximación en la medición y evitar problemas de reflexión de las ondas sonoras. En la Figura 3.24 se muestra uno de los paneles utilizados en el banco de medición.



Figura 3.24 – Panel insonorizante utilizados en las pruebas.

Para realizar la prueba de medición se generó un tono de 1kHz. A este tono se le varió la potencia y se observó tanto en el equipo propuesto como en el equipo comercial la energía medida por ellos. A partir de los datos obtenidos se realizó la calibración tanto por hardware como por software del equipo propuesto y se verificó el funcionamiento del mismo. La corrección por hardware se realizó ajustando la ganancia de los amplificadores de micrófono, teniendo en cuenta de no saturar el equipo para niveles altos de presión sonora; y en cuanto al software se corrigió la medición en todo el rango de operación comparándolo con lo medido con un equipo comercial. Es necesario aclarar que para un perfecto funcionamiento del equipo es necesario realizar un mejor ajuste. Esto deberá ser llevado a cabo en una sala anecoica.

Luego de realizar esta primera calibración del prototipo, y con el fin de registrar los datos enviados a través de la interfaz RS-232 (los cuales también son almacenados en la memoria SD), se generó una fonación de la letra “a”. En la Figura 3.25 se puede observar el espectro de potencia de la fonación de la letra “a”, el cual fue graficado en la computadora utilizando la aplicación MATLAB.

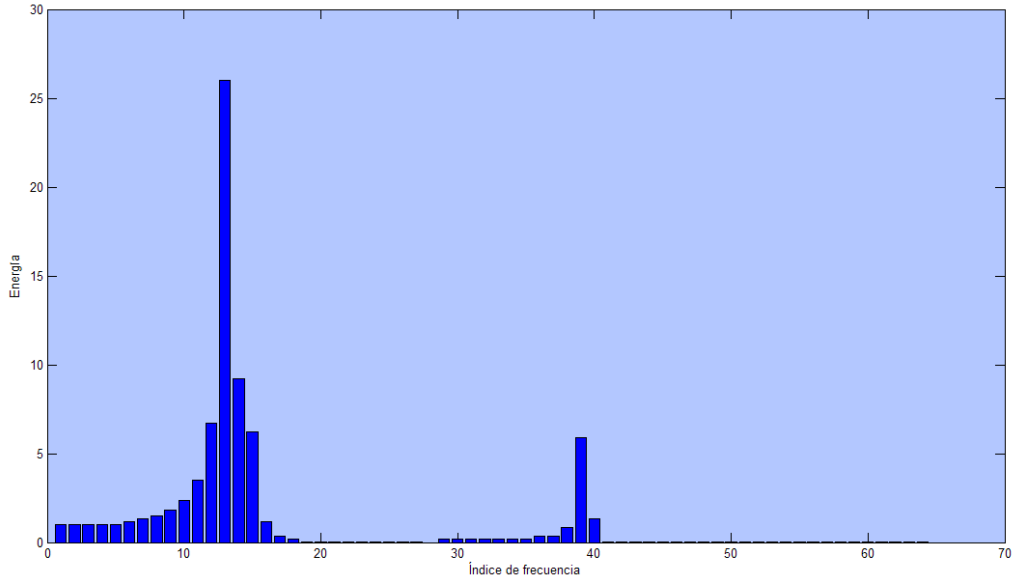


Figura 2.25 – Espectro de potencia de la fonación de la letra a.

En la Figura 2.26 se puede observar el espectro de potencia del ruido ambiente en el Laboratorio de Comunicaciones medido durante la noche.

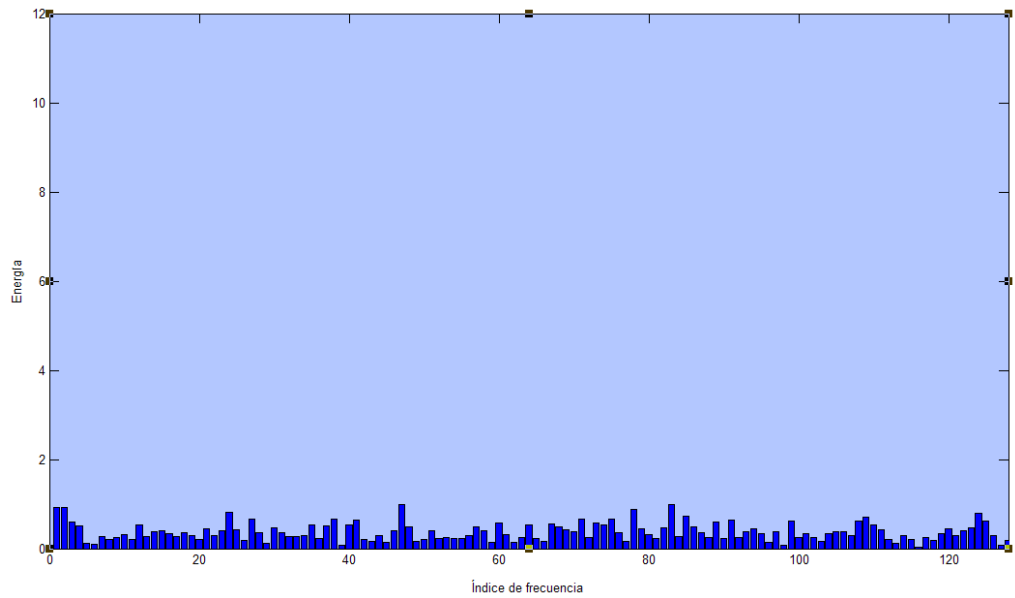


Figura 2.26 – Espectro de potencia de ruido ambiente del laboratorio (LAC).

En las siguientes Figuras se muestra el equipo en funcionamiento.



Figura 3.27 - Equipo funcionando.



Figura 3.28 - Display del equipo funcionando.



Figura 3.29 – Equipo presentado en la Expo Industria 2015.

En el siguiente capítulo se realiza la conclusión sobre la realización del proyecto y las posibles mejoras del mismo.

Capítulo 4

CONCLUSIONES

En este proyecto se logró diseñar y construir un sistema de medición de contaminación sonora apto para monitorear ambientes en donde se desee conocer los niveles sonoros a los que están expuestos los individuos. El objetivo principal del mismo fue, en primera instancia, lograr un equipo capaz de medir los parámetros del sonido como son la energía, el valor eficaz y poder obtener el espectro de potencia con una resolución mayor a equipos comerciales con procesadores de bajo costo. Se construyó un prototipo que cumple con el objetivo planteado ya que se pudo establecer mediante pruebas el correcto funcionamiento del equipo

Ante la posibilidad concreta de poder obtener mediciones de otras variables ambientales, el equipo fue desarrollado contemplando esta posibilidad y poder así llevar a cabo el segundo objetivo de este proyecto.

El equipo realizado posee una gran flexibilidad tanto desde el punto de vista del hardware como del software. Para el caso del software, este equipo posee la capacidad de ser reprogramado para poder llevar a cabo las mediciones que el usuario desee. En cuanto al hardware este equipo está preparado para que sensores de distintas variables ambientales puedan ser agregados al este sistema de medición.

El sistema completo está compuesto por un dsPIC y dos PIC. El dsPIC33FJ128GP802 es el encargado de la adquisición y procesamiento de la señal, además de controlar la memoria SD para que los datos puedan ser almacenados en ella. Ante la necesidad de agregarle al equipo un RTC para poder almacenar la hora y fecha de los parámetros relevados, y también una pantalla para obtener un indicador de la medición, se optó por un segundo microcontrolador. Más precisamente se utilizó un PIC18F2550. Para lograr una comunicación entre ellos y poder transferir datos se utilizó una de las dos UART de dsPIC, y la única del PIC18F2550. Como se mencionó anteriormente este prototipo posee un módulo de expansión de hardware. Para este módulo se utilizó un tercer PIC, el PIC18F27J53. Este microcontrolador hace de conversor de protocolos entre el sistema de medición y los distintos sensores y hardware para distintas conectividades posibles que se le deseen conectar. Este último PIC posee dos UART, por lo cual una de ellas fue reservada para establecer comunicación con el dsPIC. Por último se incorporó un conector serie, RS232, para poder conectar el equipo a una PC.

En cuanto a posibles mejoras se encuentran las de conectividad, como puede ser conexión a internet, Bluetooth, módulos GSM. Esto permite poder acceder al sistema de medición remotamente, proporcionando una mayor facilidad a la hora de monitorear los datos. También es

posible la incorporación de un módulo GPS para poder identificar y localizar una estación en caso de que sean varias. También está latente el desarrollo de una aplicación para teléfonos celulares o tablet, para visualizar de una manera sencilla los datos que adquiere el equipo, como así también un programa para PC para ese mismo fin.

El equipo ha sido patentado a través de la Oficina de Vinculación del CONICET y se está trabajando para que el mismo pueda ser transferido al medio.

Debido a la limitación en el ancho de banda de medición que posee el equipo, se está trabajando en la incorporación de nuevo hardware que permita obtener el rango del espectro completo. Cabe aclarar igual que el equipo abarca un rango de frecuencias que permite obtener resultados más que satisfactorios.

REFERENCIAS

- [1] Protocolo de Mediciones para Trazado de Mapas de Ruido Normalizados, 2002.
- [2] Ergonomía Ambiental – José Luis Vallejo González EMT, MC erg, 2006.
- [3] World Health Organization, *Guidelines for Community Noise*, edited by Birgitta Berglund, Thomas Lindvall, Dietrich H Schwela, April 1999.
- [4] SM Tecnología – Empresa dedicada a la medición de parámetros físicos y químicos.
(<http://www.smt.com.gt>)
- [5] <http://www.fceia.unr.edu.ar/acustica/biblio/protoc-fiuba.pdf>.
- [6] Crowe, S. J., Guild, S. R., & Polvogt, L. M. Observations on the pathology of high tone deafness. Bulletin of The John Hopkins Hospital. 1934.
- [7] Maxim Inc., “Max7400/max7403/max7404/max7407 8th-order, lowpass, elliptic, switched capacitor filters datasheet”, 1999.
- [8] <http://rubenbr.netfirms.com/equaphonuniversity/que-tipos-de-microfonos-condensador-hay/>
- [9] http://www.behringer.com/assets/ECM8000_P0118_S_EN.pdf.
- [10] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70292E.pdf> (hoja de datos del dsPIC).
- [11] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632b.pdf> (hoja de datos del PIC18F2550).
- [12] <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/vishay/016m002b.pdf> (hoja de datos del “LCD-016M002B VISHAY”).
- [13] RTC “DS1302”. Disponible en:
<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS1302.pdf>.
- [14] “RS232 (EIA232)”. Disponible en:
<http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/039001258CEF8FB686256E0F005888D1>.

- [15] "MAX232" (Datasheet). Disponible en:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/max232.pdf>.
- [16] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39964B.pdf> (hoja de datos del PIC18F27J53).
- [17] http://es.wikipedia.org/wiki/Circuito_impreso.
- [18] <http://serverpruebas.com.ar/news23/nota06.htm> (Fuente Phantom).
- [19] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70297B.pdf>.
- [20] System and Signals, *Oppenheim Alan, Capítulo 7*.