



FACULTAD DE INGENIERIA Y CIENCIAS AGROPECUARIAS

DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN PROTOTIPO DE MEDICION ACUSTICA
REMOTO

Trabajo de titulación presentado en conformidad con los requisitos establecidos
para optar por el título de Ingeniero en Sonido y Acústica.

Profesor Guía

Ing. Miguel Ángel Chávez A.

Autor

Juan Carlos Merlo B.

Año

2014

DECLARACIÓN DEL PROFESOR GUÍA

“Declaro haber dirigido este trabajo a través de reuniones periódicas con el estudiante, orientando sus conocimientos y competencias para un eficiente desarrollo del tema escogido y dando cumplimiento a todas las disposiciones vigentes que regulan los Trabajos de Titulación”

Ing. Miguel Ángel Chávez Avilés
171072484-8

DECLARACIÓN DE AUTORÍA DEL ESTUDIANTE

“Declaro que este trabajo es original, de mi autoría, que se han citado las fuentes correspondientes y que en su ejecución se respetaron las disposiciones legales que protegen los derechos de autor vigentes.”

Juan Carlos Merlo Bodenhorst
171419068-1

DEDICATORIA

Por el esfuerzo, paciencia y cariño.

Dedicado a toda mi familia.

Resumen.

El ruido ambiental es un problema creciente en las urbes modernas de todo el mundo, está en constante cambio y su seguimiento es complicado en términos de costo de equipamiento y tiempo humano. Este proyecto nace de la iniciativa de lograr un dispositivo capaz de medir el nivel de presión sonora de tal forma que se pueda recolectar dicho dato de manera rápida y económica bajo una precisión razonable.

Utilizando algunos componentes electro acústicos de bajo costo, más una plataforma de micro controlador concebida para diseño electrónico, se implementó un primer dispositivo experimental de dicho aparato de medición acústica. El proceso comprendió el diseño inicial del sistema completo, que consta de la unidad de medición y una estación de recepción y recolección de datos. La implementación y construcción del prototipo, y su posterior evaluación del sistema donde se concluyó que el diseño utilizado es viable, tanto económicamente como técnicamente, con una precisión aceptable para su aplicación de sonómetro de reconocimiento y estación de monitoreo y la plataforma usada permitirá mejoras y expansiones a la funcionalidad.

Abstract.

Environmental noise is a growing problem in the world's modern urban areas. It is in constant change, and its development is hard to follow, in terms of equipment costs and human time. This project grew out of the idea of archiving a device that collects SPL data in an automated and economic way.

Using some low cost electro acoustic elements, and a micro controller prototyping platform, this device, that consist of a measuring transmitter and a receiver/data logger unit, was designed and constructed so the system could be subsequently tested for performance. After experimentation it can be said with confidence that the design's economical and technical properties are useful for the intended acoustic measurement device and the used platform is flexible for improvements and enhancements.

Índice

Introducción.....	1
Objetivos.....	3
Objetivos Específicos.....	3
Capítulo I. Marco Teórico.....	4
1.1. Sistemas de Adquisición de Datos o <i>DAQ</i>	4
1.1.2. Conversión Analógica a Digital.....	4
1.2. Niveles de Presión Sonora (NPS).....	5
1.2.1. Nivel de Presión Sonora Equivalente.....	8
1.3. Micro controladores.....	9
1.4. Normativa Técnica IEC 61672-1.....	10
Capítulo II. Etapa de Diseño y Experimentación.....	11
2.1. El Sensor.....	11
2.2. Pre Amplificador.....	13
2.3. El Micro Controlador.....	14
2.3.1. Tarjeta de Red.....	15
2.3.2. Interface de Programación Arduino.....	15
2.4. Circuito Analizador de Espectro.....	15
2.4.1. El BA3834S y el Algoritmo del Micro Controlador.....	18
2.4.2. Pruebas de Respuesta Eléctrica.....	21
2.4.3. Ponderación (A).....	25
Capítulo III. Programa Receptor de Datos.....	27
3.1. El Algoritmo del Receptor de Datos.....	27
3.2. Transmisión de Datos.....	30
3.3. Función de Calibración y NPS total.....	31
3.4. Algoritmo de Captura y Nivel Equivalente.....	34
Capítulo IV. Etapa de Ensamblaje.....	36
4.1. El Circuito Impreso para el Analizador Espectro.....	36
4.2. Ensamblaje General.....	39

4.3. Tabla de Costos.....	42
Capítulo V. Ensayos de Rendimiento Acústico.....	43
5.1. Calibración.....	43
5.2. Laboratorio de Calibración y Rendimiento.....	44
5.3. Pruebas de Ponderación de Nivel Equivalente (Leq).	49
5.4. Mejoras e Implementación del Sistema.	51
5.4.1. Etapas Múltiples de Amplitud.....	52
5.4.1.1. Incertidumbre de la Medición.	52
5.5. Conclusiones y Recomendaciones.	58
Referencias	61
Anexos.....	62

Introducción.

Hoy en día la tecnología de computación digital simplifica la implementación electrónica, de manera tal que muchos de los dispositivos y sus aplicaciones de la actualidad no serían posibles de construir, controlar o monitorear sin su asistencia. Además una nueva tendencia de abrir la tecnología a desarrolladores particulares pone al alcance de cualquier individuo con conocimientos básicos de electrónica y programación un medio eficiente y práctico para el montaje de prototipos y proyectos en todos los campos de la ingeniería.

Los sistemas embebidos o micro controladores son el corazón de todo dispositivo electrónico. De todos los procesadores de computación fabricados, solo alrededor del 2% se convierten en nuevas computadoras personales, aquellas corriendo Windows, OS X (Mac) u otros sistemas operativos populares. Los demás, alrededor de 9.8 billones de procesadores pasan a ser otro tipo de dispositivo digital, y que varían en amplia gama sus capacidades de procesamiento, memoria y capacidades de entrada y salida (*I/O*). Desde un simple procesador de 4 bits que controla un juguete de niños o quizás varios de ellos trabajando juntos en las luces de un semáforo, hasta otros con procesadores más especializados y modernos, como son los de señales o *DSP* (*digital signal processor*), procesadores de red y procesadores gráficos. Burr (2013).

Michael Burr, reconocido autor de diversos libros sobre micro controladores y experto en el campo de la ingeniería electrónica e informática expresa la idea de que sería imposible encontrar una persona del mundo moderno que no haya sido alcanzado por esta tecnología, y cualquiera podría encontrar fácilmente una docena de estos sistemas en su casa o hasta en su muñeca o bolsillo, y a medida que se computarizan más los dispositivos cotidianos este número crecerá.

En la actualidad la contaminación acústica en las urbes es un problema cambiante. Se requiere de un monitoreo continuo para tener un seguimiento representativo de su evolución. Esto con el fin de tomar las medidas adecuadas correspondientes al ruido en términos de construcción y desarrollo urbano. Para esto es necesaria la realización de un estudio extenso y prolongado que por su naturaleza y equipamiento, a menudo es costoso y requiere de una inversión de tiempo humano muy grande, en relación a la cantidad de datos recolectados.

Este proyecto tuvo como objetivo principal el experimentar con las plataformas anteriormente mencionadas, para contribuir a mitigar las dificultades que tiene el campo de la ingeniería acústica en la evaluación del ruido urbano.

Por estas razones surge la idea de investigar sobre maneras eficientes de medir la presión sonora, ahorrando tiempo y dinero. Facilitando la obtención de datos a través de un sonómetro de bajo costo y remoto, de manera que se pueda implementar de cómo una estación de monitoreo fijo. Así se podría cubrir amplias zonas de estudio a través de puntos estratégicos, monitoreados simultáneamente durante periodos extendidos de tiempo, y a su vez recolectando los datos de manera eficaz con un medio computarizado y automatizado.

En este documento se exponen las experiencias, metodologías, resultados y conclusiones obtenidos al diseñar e implementar un primer prototipo de dicho dispositivo de medición acústica. Basado en una plataforma de micro controlador llamada *Arduino UNO*, y algunos dispositivos electro acústicos comunes y relativamente económicos; el micrófono de medición *Behringer ECM8000* y un preamplificador *Rolls MP13* con *phantom power* para micrófonos de condensador.

Objetivos.

Implementar un prototipo de estación de medición acústica de bajo costo, capaz de medir el nivel de presión sonora y transmitir los datos de forma remota y eficaz. Para posteriormente evaluar su rendimiento y determinar la viabilidad de sistema utilizado.

Objetivos Específicos.

Diseñar y construir un prototipo de un sistema de medición acústica, enfocada a una estación de monitoreo remoto de bajo costo.

Diseñar y realizar pruebas de rendimiento al prototipo construido, basándose en pruebas de experimentación y comparación con equipos de mayor precisión.

Analizar el proyecto en búsqueda de mejoras y recomendaciones para este y futuras implementaciones de esta tecnología.

Capítulo I. Marco Teórico.

1.1. Sistemas de Adquisición de Datos o *DAQ*.

En esencia, un sonómetro es un sistema de adquisición de datos digital, adecuado para capturar, medir y almacenar la información de un sensor acústico. Todo sistema de adquisición de datos, también abreviado como *DAQ* en inglés, consta de 3 etapas indispensables:

- Un sensor o transductor para convertir el parámetro a medir, en una señal eléctrica y analógica, representante del fenómeno capturado.
- Etapa de acondicionamiento de la señal, donde se aplican procesos como los de ganancia, filtrado en frecuencia y compresión analógica, entre otros procesos, para adecuar la señal del sensor a las necesidades del convertidor analógico digital (A/D).
- En la etapa de conversión A/D un procesador realiza el muestreo de la señal previamente acondicionada, mediante la lectura de una entrada analógica, realizando un mapa de la señal analógica en datos digitales que se toman periódicamente. Desde este punto la información digital puede ser transmitida, procesada y registrada.

1.1.2. Conversión Analógica a Digital.

En procesamiento de señales, la conversión analógica a digital (A/D) es un proceso de transcripción de una señal analógica de voltaje, a una colección de datos digitales que la representen. Para esto se mide la amplitud periódicamente en un proceso conocido como muestreo. La cuantificación es el proceso de aproximar el voltaje instantáneo de la señal de entrada a medida que se toma cada muestra. La precisión dependerá de las capacidades del convertidor y siempre comprende un error llamado error de cuantificación. Este error es generado al redondear el nivel analógico de voltaje a un valor digital y discreto que represente dicha amplitud.

A la salida de un convertidor obtendríamos una palabra binaria, esta representa el nivel de voltaje medido por el circuito, su tamaño dependerá de la resolución de cuantificación. Por ejemplo para un convertidor de 8 bits tendríamos una palabra de $2^8 = 256$ combinaciones, o estados de amplitud posibles, por lo que a medida que

se aumenta la resolución, decrece el error de cuantificación. Además el voltaje mínimo de cuantificación es menor con respecto al máximo, con lo que aumenta el rango dinámico de la conversión.

En cuanto a las fluctuaciones de la amplitud, se conoce por el teorema de Nyquist, que la frecuencia de muestreo debe ser al menos dos veces la frecuencia máxima de la señal de entrada, con el fin de poder representar dicha frecuencia en forma digital. (Miyara, 2004, pp.163-167.)

1.2. Niveles de Presión Sonora (NPS).

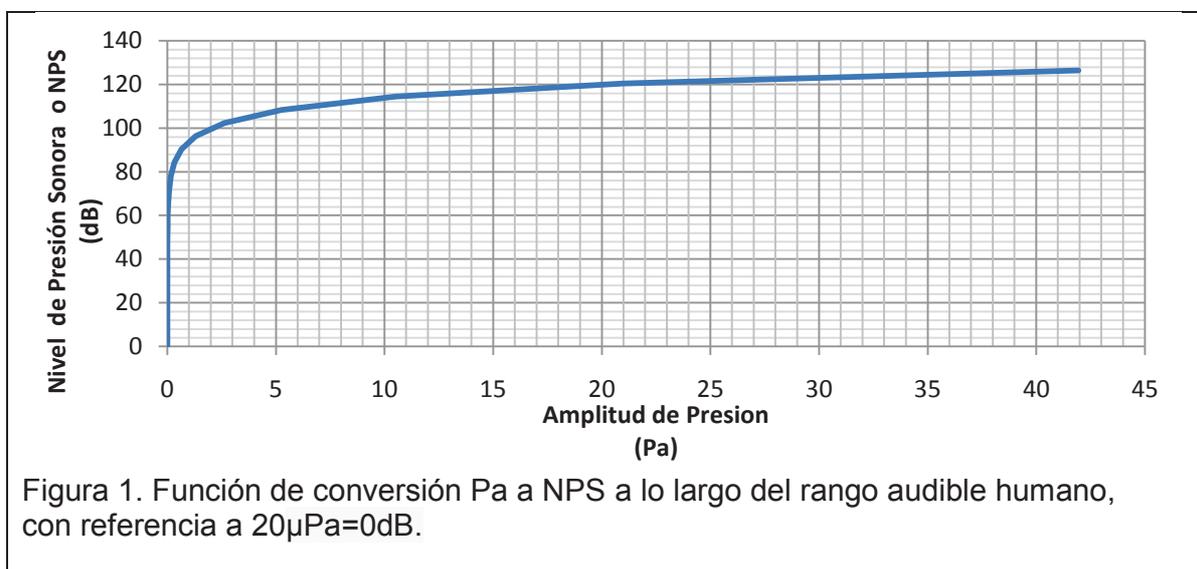
Para poder diseñar un instrumento de medición es preciso conocer que es lo que se desea medir. En una fuente sonora existen diversas cualidades asociadas con la propagación y sus efectos en el ambiente, y que son objeto del estudio deseamos realizar, como son su amplitud, potencia, fase y frecuencia. Con el fin de poder realizar la cuantificación del NPS y sus efectos en el ser humano, es necesario cuantificar la amplitud y la frecuencia en la que se está desarrollando el sonido.

Los niveles de presión sonora corresponden a una cuantificación logarítmica de la desviación en la presión con referencia a la presión atmosférica estable. Desviación que varía en forma oscilatoria a medida que las ondas sonoras se propagan por el aire, y posee un respectivo valor de presión dado un tiempo y espacio determinado, la presión instantánea.

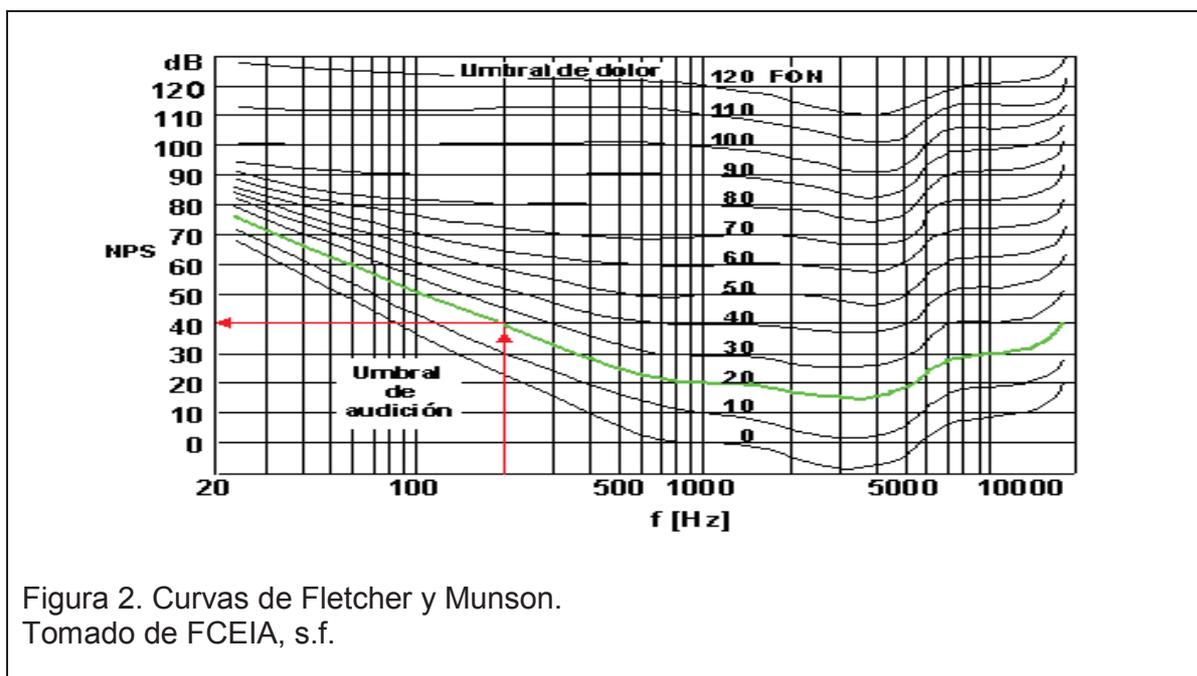
El rango que abarca esta variación en la presión instantánea a lo largo de un ciclo en la onda acústica es su amplitud y es un buen indicador de su intensidad. Se puede representar en Pascales (Pa), la presión en pascales que es un valor único y medible que abarca un rango muy extendido, por ejemplo la presión mínima audible por un ser humano para la frecuencia de 1000Hz corresponde a los 20μPa y la máxima estaría alrededor de los 200Pa, ya que el oído abarca este rango tan grande respecto a la amplitud, se escala la presión sonora al nivel de presión sonora (NPS), mediante una relación logarítmica con la cual cada vez que se duplica la amplitud, se incrementa 6dB en la escala de nivel. Dicha función logarítmica es:

$$NPS = 20 \times \log \left(\frac{p}{p_0} \right) \quad (\text{Ecuación 1})$$

Donde P_0 es la presión de referencia y P la amplitud de presión de la onda sonora.
Sengpiel, E. (2013).



Si bien se puede cuantificar la energía del sonido mediante su amplitud, no siempre se está cuantificando correctamente su molestia o incidencia sobre el oído humano. Por el famoso estudio realizado por Harvey Fletcher and Wilden A. Munson sabemos que mismas amplitudes causan diferentes sensaciones de sonoridad a distintas frecuencias, en pocas palabras el oído humano es menos sensible a bajas y altas frecuencias, con respecto al rango medio del espectro audible.

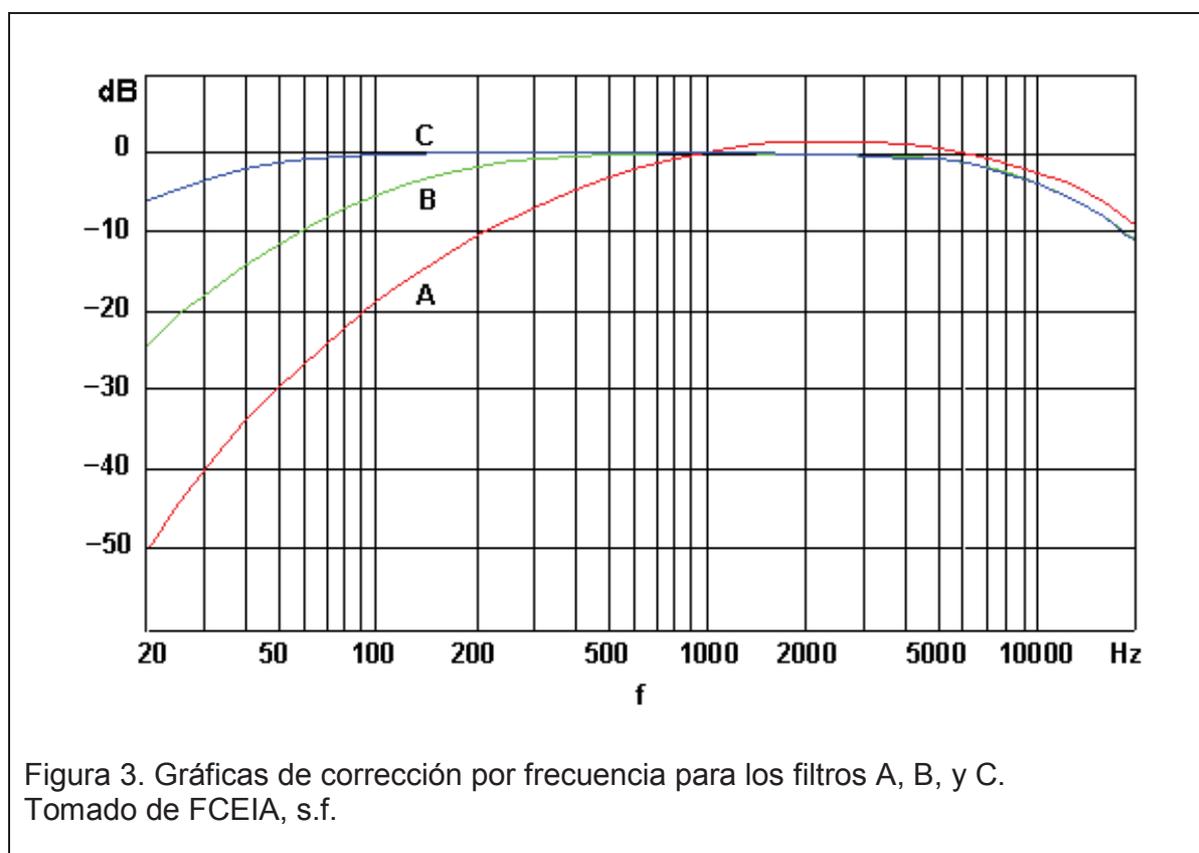


Se puede observar en las curvas de 0 a 110 fones de Fletcher y Munson (figura 2), la respuesta en frecuencia de la sensibilidad del oído. En estas curvas se representan líneas de igual sonoridad para el ser humano, y sobre todo en niveles bajos y medios de presión sonora este efecto es especialmente importante, ya que el oído pierde su respuesta plana.

Por esta razón se idearon filtros de ponderación, cuyo propósito es ponderar la molestia que alguna frecuencia en particular está provocando al oído humano.

El filtro (A) es el filtro de ponderación más común y se basa en la curva de igual sonoridad de 30 fones, se usa común mente para el control de ruido urbano. Los otros filtros (B) y (C) se basan en las curvas de 70 y 100 fones y se utilizan para evaluar la incidencia de amplitudes muy grandes sobre el oído humano.

En general la normativa ambiental de cada país o municipio decide que filtro usar y bajo qué circunstancias, pero su diseño esta estandarizado en la norma ISO 226.



1.2.1. Nivel de Presión Sonora Equivalente.

El sonido es una fluctuación armónica de la presión ambiental, esta es propia de la elasticidad del medio y siempre está presente en el ambiente en cierta magnitud. Dependiendo del espacio sonoro y la cantidad de eventos acústicos y vibratorios a los que este está sujeto, se puede tornar difícil determinar la cantidad de energía sonora que recibe en un determinado espacio. Para ponderar las fluctuaciones de amplitud en control de ruido se utiliza el nivel de presión sonora equivalente, consiste en tomar muestras estadísticas de la amplitud sonora instantánea de manera que se promedia para darle un valor único al nivel de ruido en periodos extendidos de tiempo. Referido como L_{eq} , el nivel de amplitud constante resultaría equivalente energéticamente al sonido incidente, para el determinado tiempo de medición. Gerges, S. y Arenas, J. (2004. pp.54-56).

La definición matemática es:

$$L_{eq} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{1}{t} \int_0^t \left(\frac{P(t)}{P_0} \right)^2 dt \right) \quad (\text{Ecuación 2})$$

Donde:

$P(t)$ es la presión instantánea en función del tiempo.

P_0 es la presión de referencia.

t el tiempo de medición para el nivel equivalente.

1.3. Micro Controladores.

Un sistema embebido no solamente es un procesador capaz de ejecutar instrucciones, es un elemento concebido para realizar tareas de procesamiento específicas como parte de un sistema mayor. Por esto debe ser un sistema de computación integrado, esto comprende la memoria de acceso rápido o *RAM*, memoria de almacenamiento, puertos de entrada y salida, entre otros, dependiendo de la tarea que se le vaya a entregar.

Arduino.cc (s.f). El chip ATmega328 fabricado por ATMEL es el micro controlador en el cual se basa este proyecto. Es de la familia AVR, caracterizada por ser de los

primeros chips en tener memoria flash interna para el almacenamiento de instrucciones, la cual es rápida, no necesita alimentación para retener la información y es totalmente regrabable. También dispone de 14 pines digitales, que sirven de entrada o salida de una variable booleana, y de estos 6 funcionan como salidas *PWM* o modulación de ancho de pulso, muy útil para el control de algunos dispositivos como servo motores. Adicionalmente tiene la capacidad de conversión analógica-digital, con 6 entradas de 10 bits. Esta función es clave para poder medir señales de voltaje analógico, las mismas que en fin de cuentas representaran la información acústica que deseamos medir en este proyecto.

1.4. Normativa Técnica IEC 61672-1.

La normativa internacional que regula la calidad de los sistemas de metrología acústica es la IEC 61672-1, de la Comisión Electrotécnica Internacional, con sede en Ginebra, Suiza.

En esta norma se describen todos los requisitos necesarios para un sistema clase 1 y clase 2, especifica todos los aspectos con los que deben cumplir estos equipos de medición. Entre estos se especifica qué tipo de información debe dar el fabricante y como se debe entregar al usuario, los límites ambientales de funcionamiento y aspectos más relevantes para este proyecto, como la calidad mínima de las mediciones, especificada en tercio de octava, el comportamiento direccional del transductor y la calidad de respuesta a sonidos impulsivos. Técnicamente, estos últimos requerimientos son para instrumentos de medición de precisión, y el sistema diseñado en este proyecto no es capaz de cumplir con estos rigurosos requisitos de respuesta. Ya que dichas especificaciones dificultan el diseño del sistema de bajo costo que se desea realizar.

Por otro lado, la categoría clase 1 o clase 2 le otorga al sistema de medición una cierta validez legal en cuanto a sus mediciones, esto a través de los documentos de regulación ambiental del país o municipio donde se está trabajando. Estos documentos especifican la clase del sonómetro a utilizar basado en la ya descrita norma IEC, por lo que si el sistema realizado en este proyecto no puede cumplir con la normativa de calidad en las mediciones, entonces los datos provenientes del mismo únicamente servirán como reconocimiento y/o referencia a un estudio de ruido ambiental. A lo largo del desarrollo de este prototipo se analizan los diferentes aspectos que dificultan el cumplimiento de la norma, con lo que se espera realizar un

análisis de los puntos débiles del mismo y mejoras que en el futuro podrían incrementar la calidad del sistema.

Capítulo II. Etapa de Diseño y Experimentación.

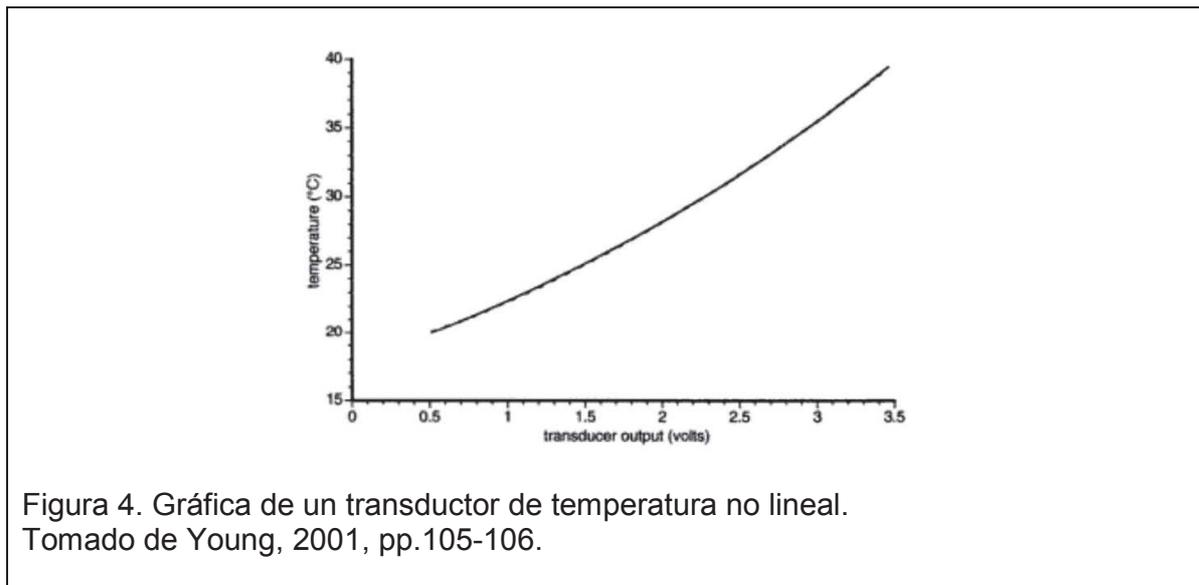
Para el diseño del prototipo se tomó en cuenta, inicialmente, la forma de adaptar un micrófono de respuesta plana a una de las entradas analógicas de un micro controlador. Para esto sería necesaria la aplicación de todas las etapas de un sistema de adquisición de datos.

La elección y análisis de las especificaciones y costos para los componentes del prototipo es un elemento clave para asegurarse de que todo funcione en conjunto y que el sistema mantenga las características que se quieren lograr de estación de medición de bajo costo.

2.1. El Sensor.

Como primer paso sistema de adquisición de datos necesita un sensor o transductor que convierta el fenómeno que deseamos medir en una señal eléctrica, el micrófono de medición es el elemento que reproduce de la manera más fiel la amplitud acústica, convirtiéndola en una señal eléctrica, el micrófono elegido para el prototipo, ya que presenta una respuesta plana y un bajo costo, es el *Behringer ECM8000*. La importancia de un sensor plano en su respuesta de frecuencia y lineal en su respuesta de amplitud es que mantiene la cualidad de un sistema lineal y no complica el método de calibración, que finalmente será una relación matemática entre el voltaje medido para la salida del micrófono y el nivel de presión sonora que produce dicho voltaje. (Young, 2001, pp. 1-2, 105-106.). Este transductor no cumple con los estándares IEC por su respuesta polar, pero presenta curva de respuesta de frecuencia muy plana, lo que lo hace una buena plataforma de investigación en el laboratorio si se usa en incidencia directa y en una sala lo suficientemente absorbente. La IEC 61672-1 describe en su tabla 1, página 16, la deferencia absoluta máxima que se puede obtener entre incidencia indirecta y directa. Ya que el prototipo puede intercambiar capsulas y estas no son objeto de construcción de este proyecto, no se investigo mas sobre la direccionalidad de los transductores utilizados, en cambio se trato de diseñar experimentos exentos de sus efectos.

El transductor de la figura 4 muestra una conversión no lineal que según Simon Young, se ajusta a la función de segundo grado $T = 0.757v^2 + 3.54v + 18.1$.



Otra ventaja de modelar la respuesta de un dispositivo es que se puede predecir con precisión el comportamiento de la entrada versus salida y viceversa, de esta manera se puede modelar las diferentes etapas del sistema de adquisición de datos (DAQ).

Para el sistema de micrófono de medición y pre amplificador del prototipo, se realizó un pequeño ensayo con el fin de hallar su linealidad con respecto a la presión de entrada.

Tomando algunos datos en incrementos de más o menos 3dB se obtuvo en la Figura 5 el comportamiento lineal del transductor en el rango de los 70dB a 94dB. Esto nos dice que la medición para el voltaje de salida del sistema micrófono y pre amplificador podrá ser calibrada a su presión sonora correspondiente, con una simple ecuación de primer orden, o en su defecto transformarla a decibeles con una relación del tipo $20 \cdot \log$, esto ya que dicho voltaje guarda una relación lineal con la presión sonora. De no ser este el caso, el algoritmo de calibración para el procesador precisaría de la ecuación de respuesta del transductor, para realizar una corrección de los datos de medición.

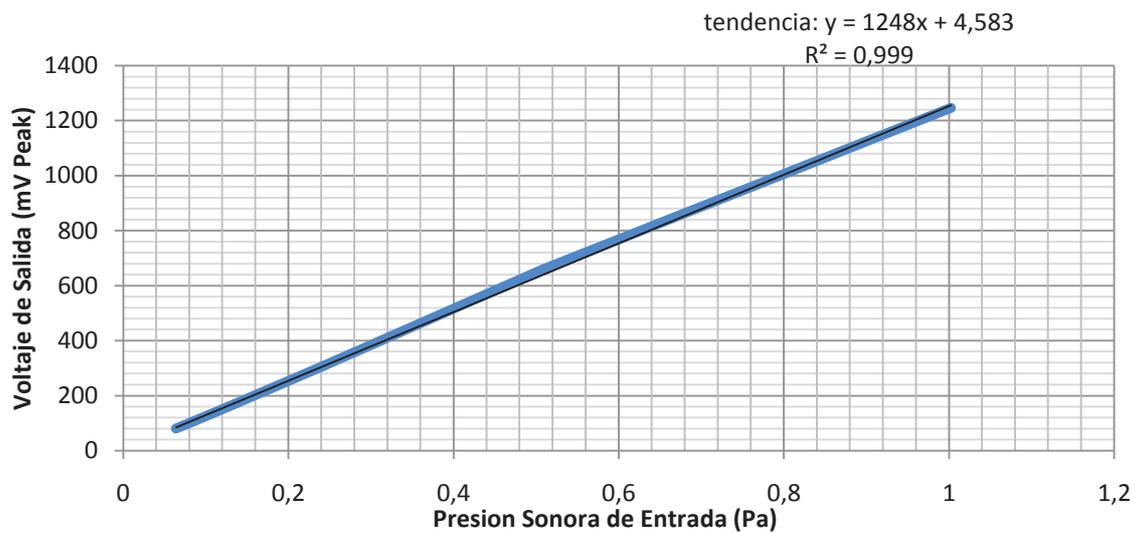


Figura 5. Respuesta a la amplitud del micrófono de medición y pre amplificador a un tono de 1kHz.

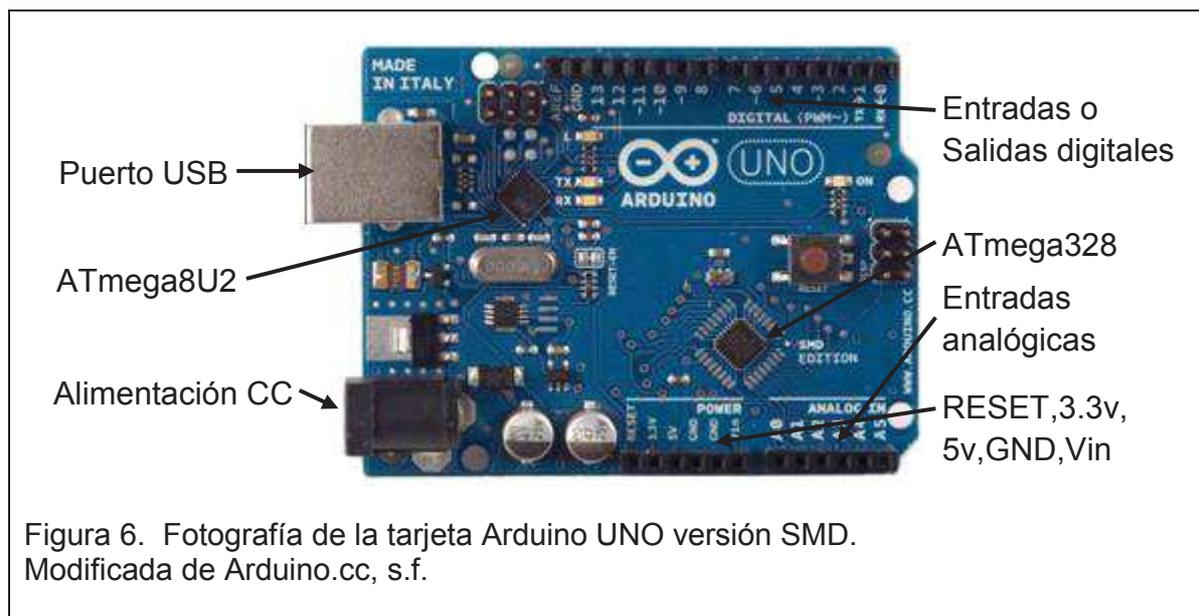
- a. La respuesta de este transductor y pre amplificador muestra un comportamiento lineal al medir la salida del mismo ante diferentes niveles de presión sonora de entrada. El ensayo se realizó en el rango de los 70 a 94 dB o los 0.06 a 1 pascal de presión pico.

2.2. Pre Amplificador.

Puesto a que la señal eléctrica generada por un transductor, usualmente es muy débil con respecto al rango de operación de la etapa de conversión análoga digital. Se requiere el uso de un pre amplificador o etapa de ganancia. Esto nos permitirá elevar la señal generada al nivel de operación necesario. Por esta razón el nivel de ganancia en el preamplificador es clave en la calibración del prototipo, ya que ubicara el rango efectivo de medición eléctrica o A/D en la zona de amplitud sonora que se desea operar. En otras palabras el preamplificador traslada el rango dinámico del sistema de medición arriba o debajo de la escala de NPS.

2.3. El Micro Controlador.

En el Arduino UNO (tarjeta en la que se basa este prototipo) el chip ATmega328 tiene toda la circuitería de soporte, además del ATmega8U2 que está programado como convertidor USB a serial, y sirve como interface entre el micro controlador y el computador.



La figura 6 muestra una fotografía de la tarjeta Arduino UNO versión SMD, desde el lado izquierdo podemos observar la parte superior del puerto de datos USB, el chip ATmega8U2 a su derecha, en la parte superior los *pines* 0 a 13 funcionan como entradas o salidas digitales. Bajo estos se encuentra el botón de *reset* del sistema y más abajo está el micro controlador ATmega328. Finalmente en la parte inferior desde la izquierda tenemos tomas de alimentación (*Vin*), tierra(*GND*), alimentación para electrónica externa (5v y 3.3v), pin de *RESET* y entrada de alimentación alternativa (*Vin*). A su derecha las entradas analógicas A0-A5.

La tarjeta del micro controlador se puede alimentar vía USB o mediante una fuente de corriente continua de 7 hasta 12 voltios, con la que se pueden ejecutar los programas previamente cargados sin la necesidad del computador.

2.3.1. Tarjeta de Red.

La tarjeta de red es una extensión del micro controlador, es una tarjeta basada en un chip de red, el Wiznet W5100 y al conectarse al Arduino UNO le da a su programador la capacidad de acceder a una red local e incluso al internet mediante el código de programación, esto expande completamente la conectividad del micro controlador haciéndolo compatible con cualquier dispositivo de red IP.

La tarjeta se sujeta firmemente de los pines del micro controlador y los puentea hacia arriba para que se puedan utilizar, a la vez que se comunica el Arduino a través del puerto de comunicación serial. Esto deja los puertos digitales y analógicos intactos.

2.3.2. Interface de Programación Arduino.

Arduino.cc (s.f). La herramienta utilizada para programar el micro controlador en el proyecto es la interface oficial de Arduino (que lleva este mismo nombre), versión 1.0.5. Está basada en una popular interface de programación llamada “Processing” que fue desarrollada por Casey Reas y Ben Fry como un proyecto de fuente abierta u *open source* a la comunidad de desarrolladores.

Se utiliza por lo general para compilar programas de este código fuente (*source code*) como alternativa simplificada al JAVA y C. Este lenguaje más algunos comandos de las librerías específicas del micro controlador y tarjeta de red, es lo único que se necesita para escribir un *Sketch*, nombre que se le ha dado a los archivos individuales de código fuente para Arduino. Estos se graban en un computador bajo una extensión “.ino” y al momento de subirlas al micro controlador se compilan en las instrucciones de procesador que se envían a través del puerto USB y quedaran grabadas en el ATmega328.

2.4. Circuito Analizador de Espectro.

Existen algunas posibilidades para la última parte del acondicionamiento de la señal. Antes de poder ingresar al convertidor A/D, dependiendo de las necesidades y funcionamiento del sistema, se podría agregar un filtro pasa bajos como filtro anti-*aliasing*. De esta forma se realiza el muestreo de la señal analógica del transductor,

o de corriente alterna. Sin embargo esto requiere una velocidad de muestreo bastante alta.

Por el teorema de Nyquist sabemos que esta velocidad debe ser de al menos 44100Hz, si se quiere cubrir el rango audible hasta 20kHz, esto significa que un dato individual de medición debe ser recolectado y enviado en menos de 22.6 μ s, esto con el fin de lograr una recolección periódica. Como ventaja de este método se tiene que la información acústica se digitaliza completamente, permitiendo el procesamiento digital, como corrección de respuesta en frecuencia, amplitud y análisis de Fourier. Además se obtendrá un rango dinámico extendido, solamente limitado por el tamaño de la entrada analógica en el micro controlador, para el Arduino UNO, su entrada de 10 bits tiene 60dB de rango dinámico:

$$20 \times \log(2^{10}) = 60.2 \text{ dB}$$

Las desventajas de esta aplicación son: una alta necesidad en procesamiento por parte de la tarjeta de red y micro controlador, elevando los costos y la transmisión a través de la red, ya que esto produciría un gran volumen de datos hacia la PC, ya que la información recopilada es grande y multiplicada por el número de unidades que se vayan a instalar, lo que adicionalmente termina dificultando el almacenamiento. Como desventaja adicional esta la privacidad, puesto a que este sistema permitiría escuchar el audio transmitido en la posición de recepción, lo que puede generar inconvenientes al momento de instalar las unidades en algunos lugares.

La otra opción que se contempló inicialmente en este proyecto, era la de tratar la señal con una última etapa de procesamiento analógico. Utilizando un rectificador de voltaje se podría generar un nivel de corriente continua correlacionada o, en su mejor caso, linealmente proporcional a la amplitud de la señal original. De esta manera obtenemos la amplitud, para el rango de frecuencia efectivo del transductor, en una señal que se puede muestrear lentamente, evitando problemas de *aliasing*.

Sin embargo esto perdería la información espectral, la misma que suele ser muy útil, además sirve para la aplicación de los filtros de ponderación de frecuencia. Además la medición sería más susceptible a los desbalances en frecuencia del transductor y

el sistema en general. Esto ya que no se puede obtener para calibrar o corregir los datos individualmente por bandas de frecuencia.

De estos inconvenientes surge la idea de incorporar un circuito integrado analizador de espectro, el circuito integrado o chip BA3834S. Fabricado por la compañía ROHM, este es un micro chip de 7 filtros pasa banda con una sorprendente calidad. Fue originalmente diseñado para producir un simple análisis espectral, el mismo que usualmente se utiliza en estéreos, sistemas de audio, minicomponentes u otros dispositivos de reproducción de musical. Este chip es de bajo costo (alrededor de 5 dólares) con la idea de que fabricantes lo incorporen en sus diseños como parte de una simple reproducción gráfica para un sistema de audio. Sin embargo entre la amplia gama de fabricantes y modelos para este tipo de circuitos integrados, los modelos de ROHM tienen una alta calidad, linealidad y rango dinámico, además el fabricante proporciona información muy útil para las primeras etapas del diseño. lo que los hace un elemento predecible y estable para la cadena de medición que se desea implementar.

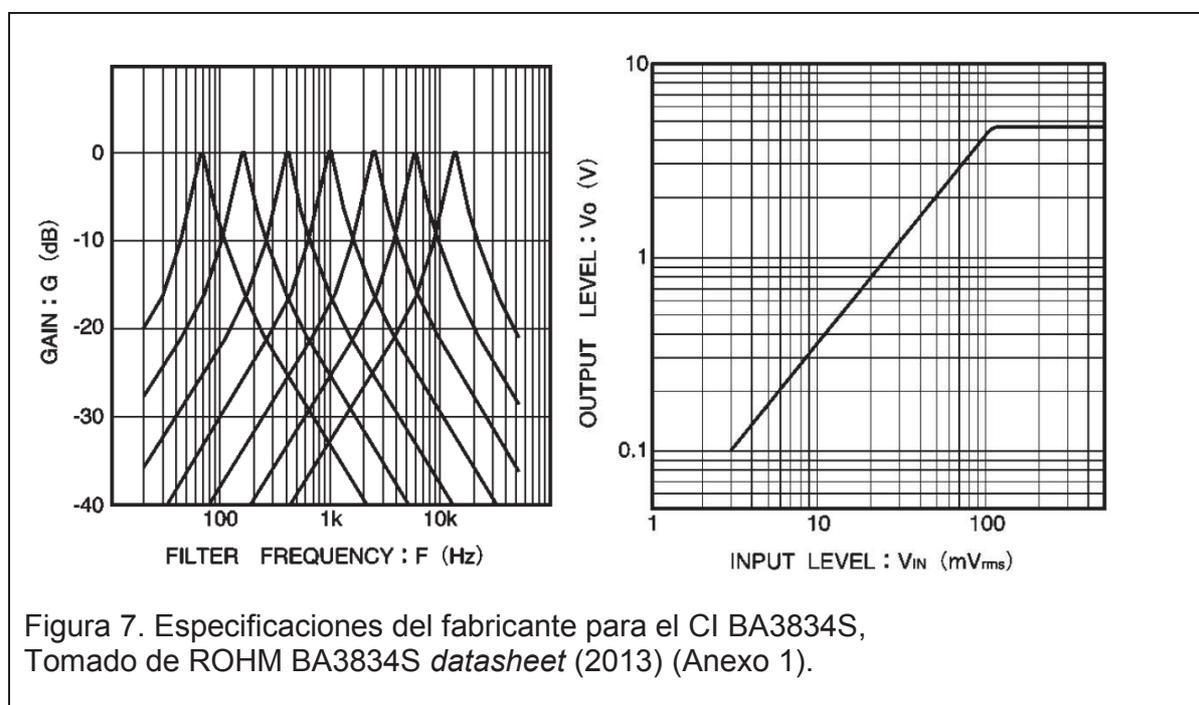


Figura 7. Especificaciones del fabricante para el CI BA3834S, Tomado de ROHM BA3834S *datasheet* (2013) (Anexo 1).

En la figura 7 podemos observar los gráficos de respuesta del circuito integrado BA3834S entregados por el fabricante, a la izquierda la respuesta a la frecuencia de los filtros pasa banda; Por sus pendientes de respuesta podemos esperar que induzcan algo de error en la medición que se realizara a cada una de las siete bandas, sobre todo ante las frecuencias donde los filtros no responden

eficientemente hasta la frecuencia de intersección entre filtros. Por otro lado y debido a la superposición de las bandas, es difícil predecir cuánto se obtendrá de la sumatoria de las mismas al ponderar el espectro completo, aspecto que deberá ser estudiado una vez que se inicien las pruebas de rendimiento.

En el lado derecho de la figura tenemos la respuesta a la amplitud, aspecto importante para identificar la respuesta lineal en el sistema. De antemano podemos calcular el rango dinámico de la zona lineal o de funcionamiento del circuito integrado. Para la entrada, según la gráfica tenemos un valor mínimo de 2mV RMS que generara una respuesta de los filtros y un máximo aproximado de 100mV RMS. Esto nos da un rango dinámico de:

$$R.D = 20 \times \log\left(\frac{100}{2}\right) = 34 \text{ dB}$$

Y para la salida el voltaje mínimo y máximo según la figura 7 son aproximadamente 0.1V y 4.7V:

$$20 \times \log\left(\frac{4.7}{0.1}\right) = 33.4 \text{ dB}$$

De los cálculos derivados de la figura 7 determinamos que el chip podrá medir un máximo de 30dB de amplitud aproximadamente, debido a que la señal eléctrica del micrófono y posteriormente del pre amplificador se limitara a dicha entrada. Además sabemos que la entrada del convertidor analógico digital en el micro controlador tiene 60dB de rango dinámico, por lo que tiene tamaño suficiente para medir la salida del circuito analizador de espectro.

Para la mayoría de aplicaciones de medición, especialmente la de ruido ambiental, una medición efectiva en 30 dB es un rango muy pequeño puesto a que estas mediciones están sujetas a eventos sonoros diversos (episodios muy tranquilos o muy ruidosos), los mismos que pueden fácilmente llevar la medición por encima o debajo del rango de funcionamiento. Esto nos dice que para tener un rango dinámico suficiente sería necesario medir el voltaje en etapas de amplitud, lo cual es factible y su mejor forma de implementación se discutirá posteriormente, después de hacer las pruebas experimentales a la respuesta de una etapa de amplitud individual.

2.4.1. El BA3834S y el Algoritmo del Micro Controlador.

Como se muestra en el anexo 1, segunda página, el CI utiliza un sistema *PeakHold* después de siete filtros pasa banda, dispuestos de forma paralela. De manera que retiene el voltaje pico de la entrada para 7 bandas de frecuencia. Entonces un multiplexor selecciona la salida de cada uno de los *PeakHold*, o en su defecto bandas de frecuencia, conectándolos a la salida del CI en el pin 17. La selección del multiplexor se basa en el valor de 3 variables booleanas, dadas por los pines 10, 11 y 12. Además de una señal que sirve para iniciar el proceso de medición, en el pin 13.

Para generar estas señales de control son muy útiles las salidas digitales del micro controlador, ya que podemos usar el algoritmo del procesador para variar el estado de los pines 10, 11, 12 y 13, y de esta manera seleccionar las bandas secuencialmente mientras se mide la salida con una entrada analógica del Arduino UNO, que está conectada a la salida del analizador de espectro en el pin 17.

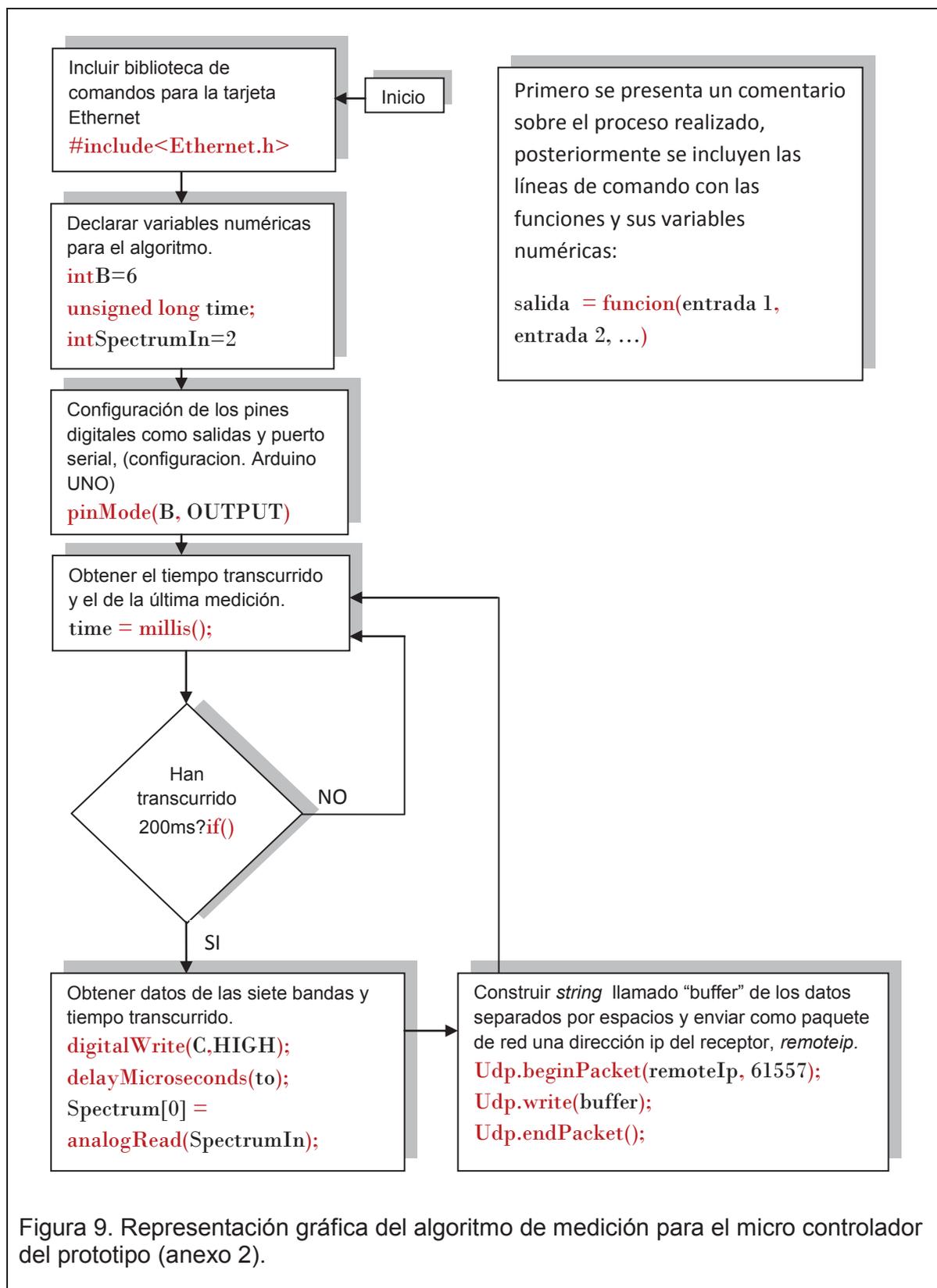
Para lograr el funcionamiento del micro controlador y el circuito analizador de espectro es necesario crear el algoritmo del procesador, el cual en primera instancia deberá tomar el tiempo de transcurso de la medición para que de forma periódica se pueda realizar un acto de medición, a la velocidad de muestreo que se vaya a utilizar.

Para el proyecto finalmente se fijo esta velocidad a 5 muestras por segundo, velocidad que se consideró suficiente para capturar sonidos con fluctuaciones de amplitud moderadas.

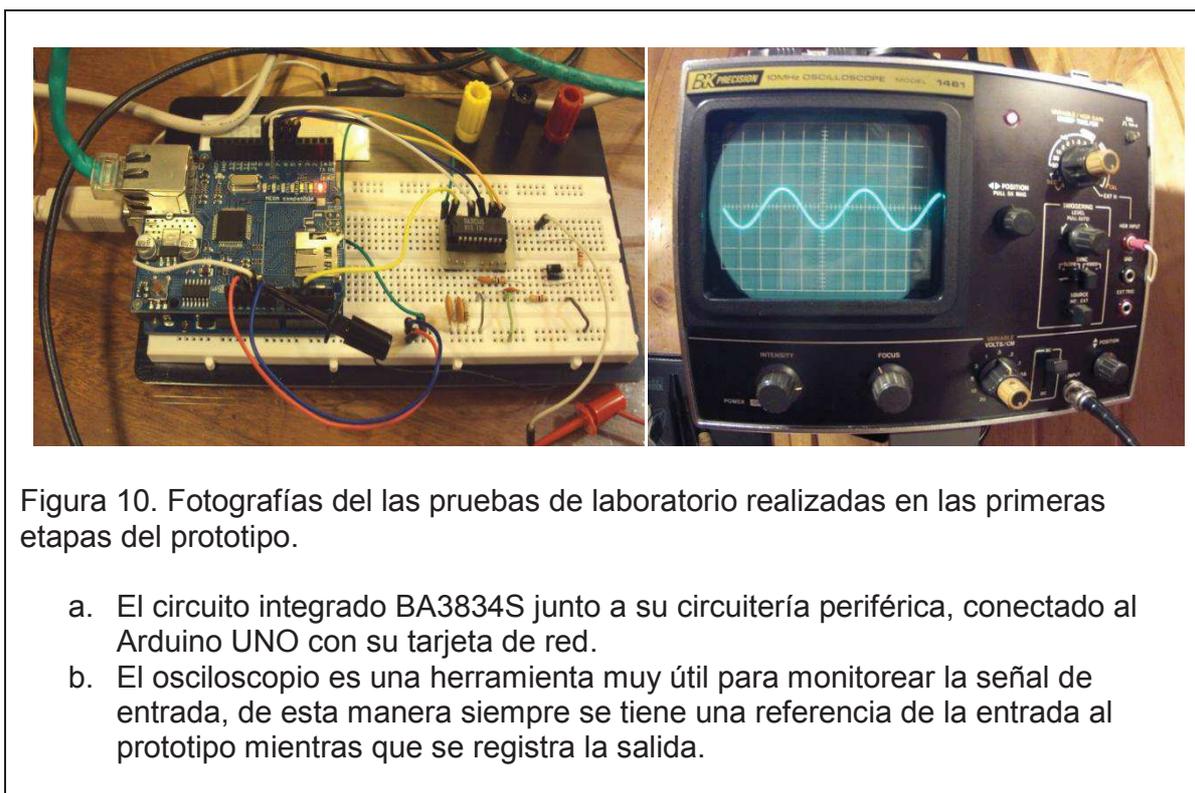
Una instancia o acto de medición consiste en seleccionar una banda o filtro pasa banda mediante 3 salidas digitales, esperar $10\mu\text{s}$ a que se estabilice la salida del circuito integrado (según las especificaciones del fabricante) y tomar la medición de la salida a través de la entrada analógica, esto se repite tan rápidamente como pueda ejecutar el procesador hasta haber obtenido la medición para las siete bandas de frecuencia. Adicionalmente el programa adquiere el tiempo transcurrido desde la instancia o medición anterior y la presente, para finalmente enviar los 8 datos, compilados en una variable de texto (o *string*) como un paquete de red a través de la tarjeta Ethernet, con destino a la dirección IP del computador que recibirá los datos.

En la figura 9 se incluyó un flujo grama representando las acciones básicas del micro controlador durante la medición, junto con ejemplos de las funciones

principales para cada tarea. Esto con la intención de que el lector lo use como guía en el análisis del código fuente (*source code*) incluido en el anexo 2.



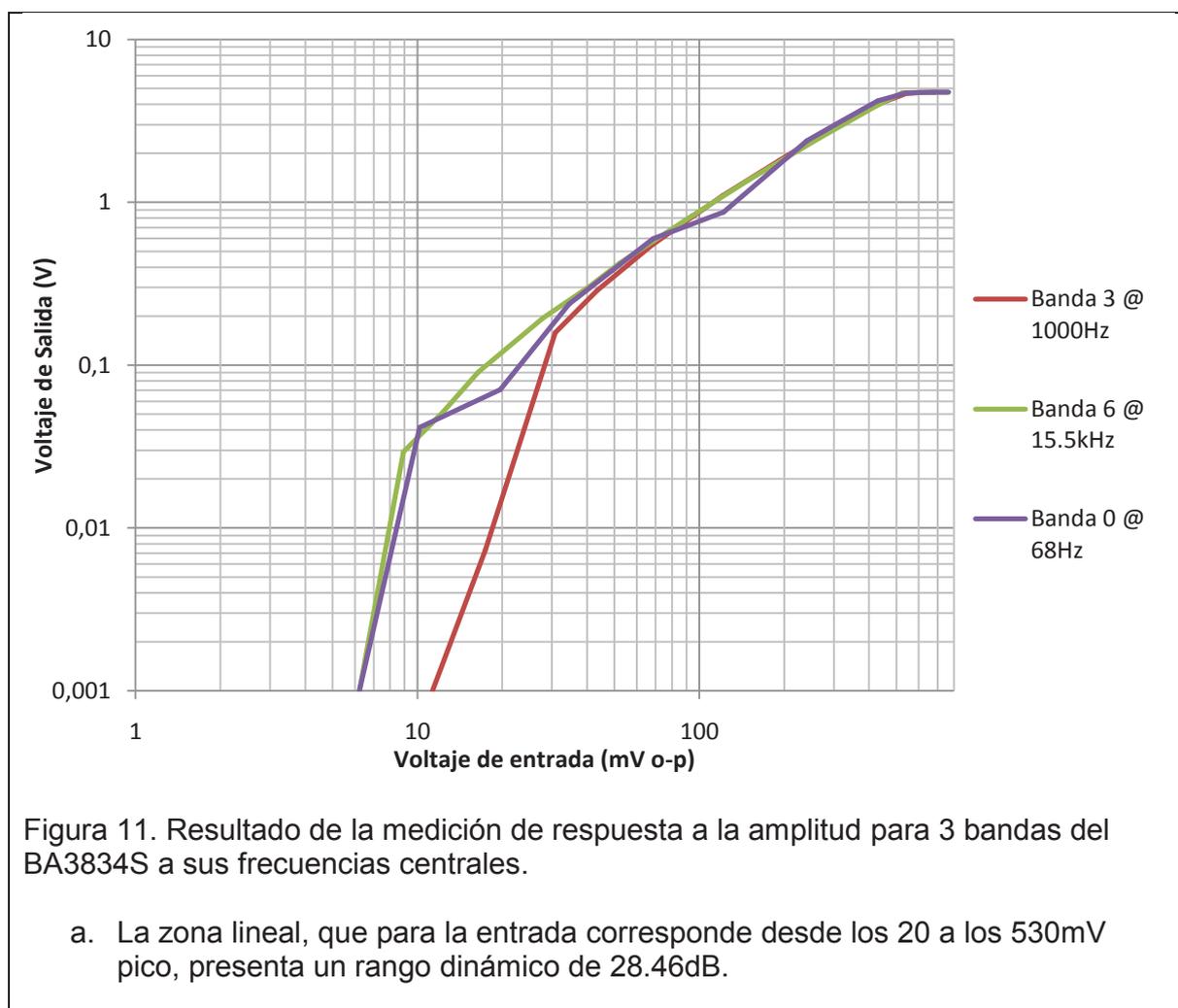
Para las primeras pruebas de funcionamiento del micro controlador y su analizador de espectro se utilizó inicialmente un *protoboard*, en el se montó el circuito integrado junto a la circuitería necesaria y especificada por el fabricante (anexo 2, pp. 5) que consta de algunos resistores y capacitores. De esta manera se pudo utilizar un generador de onda para simular, con una entrada controlada, la salida del pre amplificador, de manera que permite probar el comportamiento del analizador de espectro a una entrada de prueba y también verificar el correcto funcionamiento del algoritmo en el micro controlador, que al momento del ensayo se encontraba en proceso de ajustes. Los requerimientos para las señales de control del algoritmo se especifican teóricamente en la hoja de datos de ROHM (anexo2, pp. 6). Fue necesario ajustar cuidadosamente el programa del micro controlador para lograr un funcionamiento adecuado del CI, y lograr una medición estable y un nivel bajo de piso o “ruido de fondo”.



2.4.2. Pruebas de Respuesta Eléctrica.

La linealidad en la respuesta a la amplitud tiene la misma importancia en cualquier parte de la cadena electroacústica, si la respuesta es lineal para el transductor y los demás componentes electrónicos entonces la amplitud eléctrica que se cuantifique

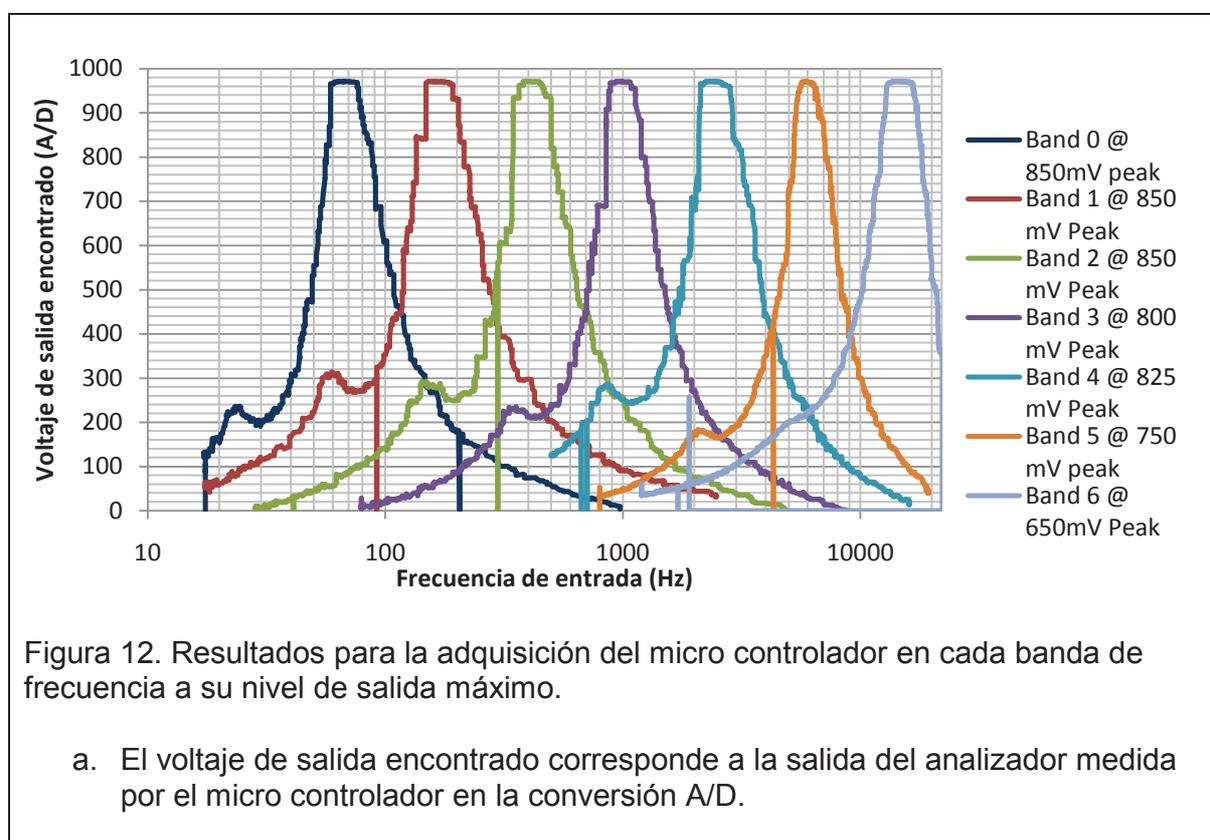
en el convertidor A/D sería linealmente proporcional a la presión sonora. Con dicha relación se torna sencillo calibrar los datos recopilados de la señal eléctrica. Para comprobar esto, se hizo una prueba de respuesta a la amplitud. Usando el generador de señal (que en este caso simula la salida del pre amplificador) en la entrada del BA3834S. Al probar con tonos puros a incrementos progresivos de amplitud, se puede probar el rango dinámico del circuito analizador de espectro en diferentes frecuencias. De esta manera se modelo el comportamiento de 3 de sus bandas con tonos en sus frecuencias centrales.



Posteriormente, para investigar un poco más sobre el desempeño de los filtros. Se realizó un experimento para obtener con precisión su respuesta a la frecuencia. Esto con el fin de tener una mejor idea del error que se podría inducir a partir de estos, además para identificar las zonas del espectro que abarcaran cada una de las bandas en el analizador. Es preciso mencionar, que mediante este ensayo se demuestra las capacidades de automatización de la tecnología implementada, ya

que el mismo programa receptor de datos se uso para graficar automáticamente dicho análisis.

En el programa receptor de datos denominado “*Data Logger*”, el cual se discutirá posteriormente, se incluyo un generador de tonos de la biblioteca LabView, el cual se uso para generar un tono de prueba mientras que se recopilaba periódicamente la frecuencia del tono reproducido, y la salida de una banda en el analizador. De esta manera se construye a tiempo real una matriz de dos filas correspondientes a una gráfica de respuesta a la frecuencia, mientras se realiza un barrido del espectro con la señal.



Como podemos observar la salida de las bandas de frecuencia tienen un nivel de saturación por sobre los 971, medición de amplitud entregada por el convertidor A/D, ya que la entrada del mismo es de 5 voltios y 10 bits esto debería ser equivalente a:

$$5 \times \frac{971}{2^{10}} = 4.74 \text{ voltios}$$

Esto concuerda con el nivel máximo de salida especificado por el fabricante del circuito integrado.

Otra observación importante es que el chip interseca la salida de sus filtros entre 400 y 440 o 1,96 y 2.1 voltios, lo que representa, con respecto al nivel de respuesta en su frecuencia central, una caída de:

$$20 \times \log\left(\frac{420}{971}\right) = -7.28 \text{ dB}$$

De esto podemos esperar que se tenga un error inducido similar a -7 dB al medir una banda individualmente ante un tono puro que está cerca de la frecuencia de intersección de algún filtro. Aquí es donde se consideraría la zona de mayor error por frecuencia, esto si calibramos con respecto a la frecuencia central. De esto hallamos otro conflicto con la norma de la Comisión Electrotécnica, puesto a que esta especifica la incertidumbre máxima por tercio de octava y no supera los 2.5dB en ningún caso (IEC 61672-1, Tabla 2). Además para un equipo clase 2 la respuesta para bajas frecuencias alcanza los 20Hz, frecuencia a la que la pendiente del filtro de la banda más baja en el prototipo ya ha alcanzado -11dB.

Por otro lado podemos encontrar con precisión los puntos de intersección para las pendientes de los filtros pasa banda. Basándonos en el experimento anterior, en la tabla 1 se muestran los datos de frecuencia recopilados. Junto a estos, nivel de atenuación correspondiente al filtro (A) que servirá posteriormente para diseñar el filtro para el sistema.

Tabla 1. Frecuencias centrales, iniciales y finales, tomadas de los puntos de intersección de los filtros pasa banda.

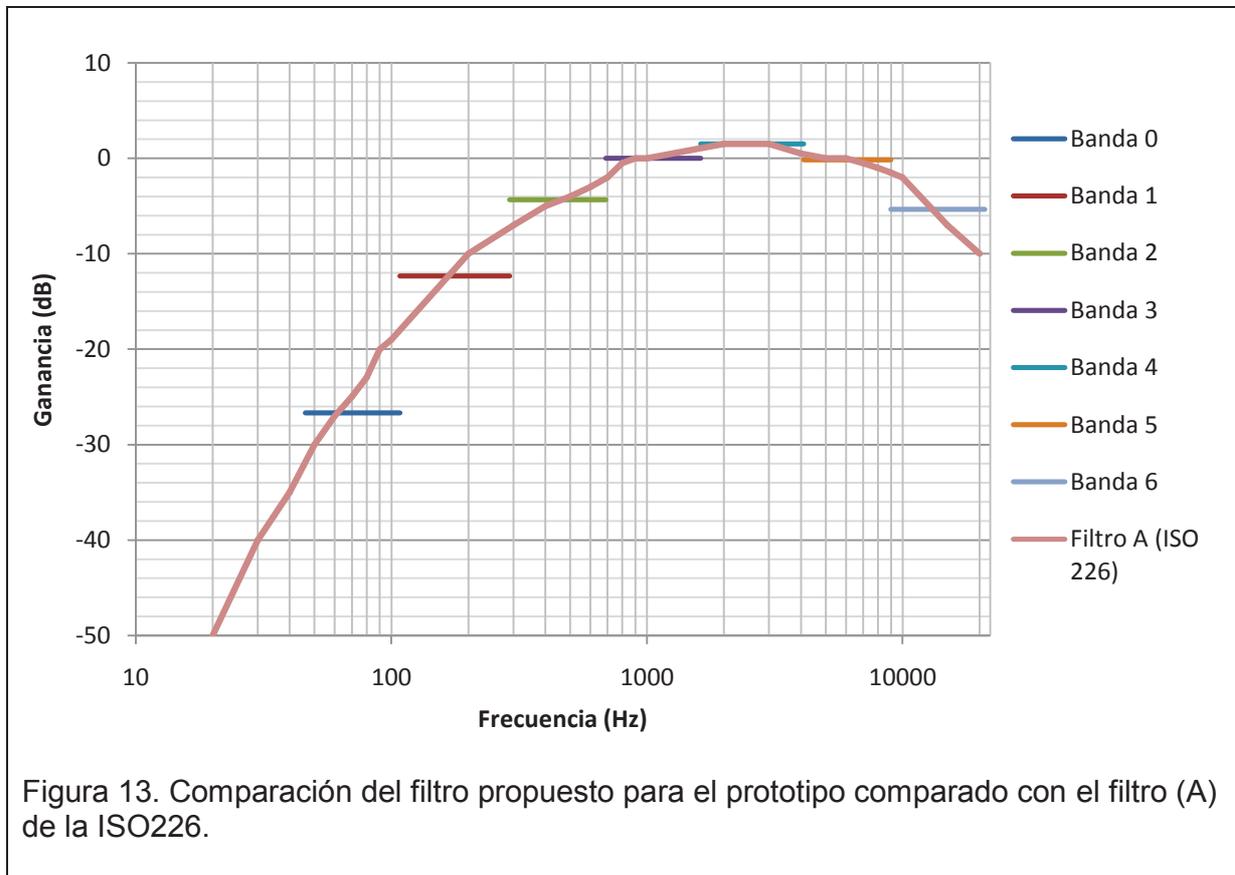
Banda 0	F(Hz)	Atenuación (A)	Promedio (dB)
Fi	46	-35	-26,67
Fc	62	-27	
Ff	108	-18	
Banda 1	F(Hz)	Atenuación (A)	Promedio (dB)
Fi	108	-18	-12,33
Fc	170	-11	
Ff	290	-8	
Banda 2	F(Hz)	Atenuación (A)	Promedio (dB)
Fi	290	-8	-4,33
Fc	420	-4	
Ff	690	-1	
Banda 3	F(Hz)	Atenuación (A)	Promedio (dB)
Fi	690	-1	0
Fc	1000	0	
Ff	1625	1	
Banda 4	F(Hz)	Atenuación (A)	Promedio (dB)
Fi	1625	1	1,5
Fc	2500	2	
Ff	4100	1,5	
Band 5	F(Hz)	Atenuación (A)	Promedio (dB)
Fi	4100	1,5	-0,17
Fc	6000	0,5	
Ff	9000	-2,5	
Band 6	F(Hz)	Atenuación (A)	Promedio (dB)
Fi	9000	-2,5	-5,33
Fc	15500	-5	
Ff	21000	-8,5	

2.4.3. Ponderación (A).

Finalmente el punto de intersección de los filtros fue útil para delimitar la zona espectral que abarca cada banda. Con esto podemos diseñar un filtro de ponderación(A) que se ajuste a las siete bandas del analizador de la siguiente manera:

Primero se tomó la atenuación de ponderación (A) para cada una de las frecuencias iniciales, centrales y finales de cada uno de los filtros. El promedio de las mismas corresponde a la atenuación que se aplicara para ponderar el filtro (A) del prototipo, este será aplicado de forma digital una vez que los datos pasen calibrados al NPS

en dB. Dicho cálculo del filtro también se incluyó en la tabla 1. Y una gráfica comparativa con ponderación (A) de la ISO 226 en la figura 13.



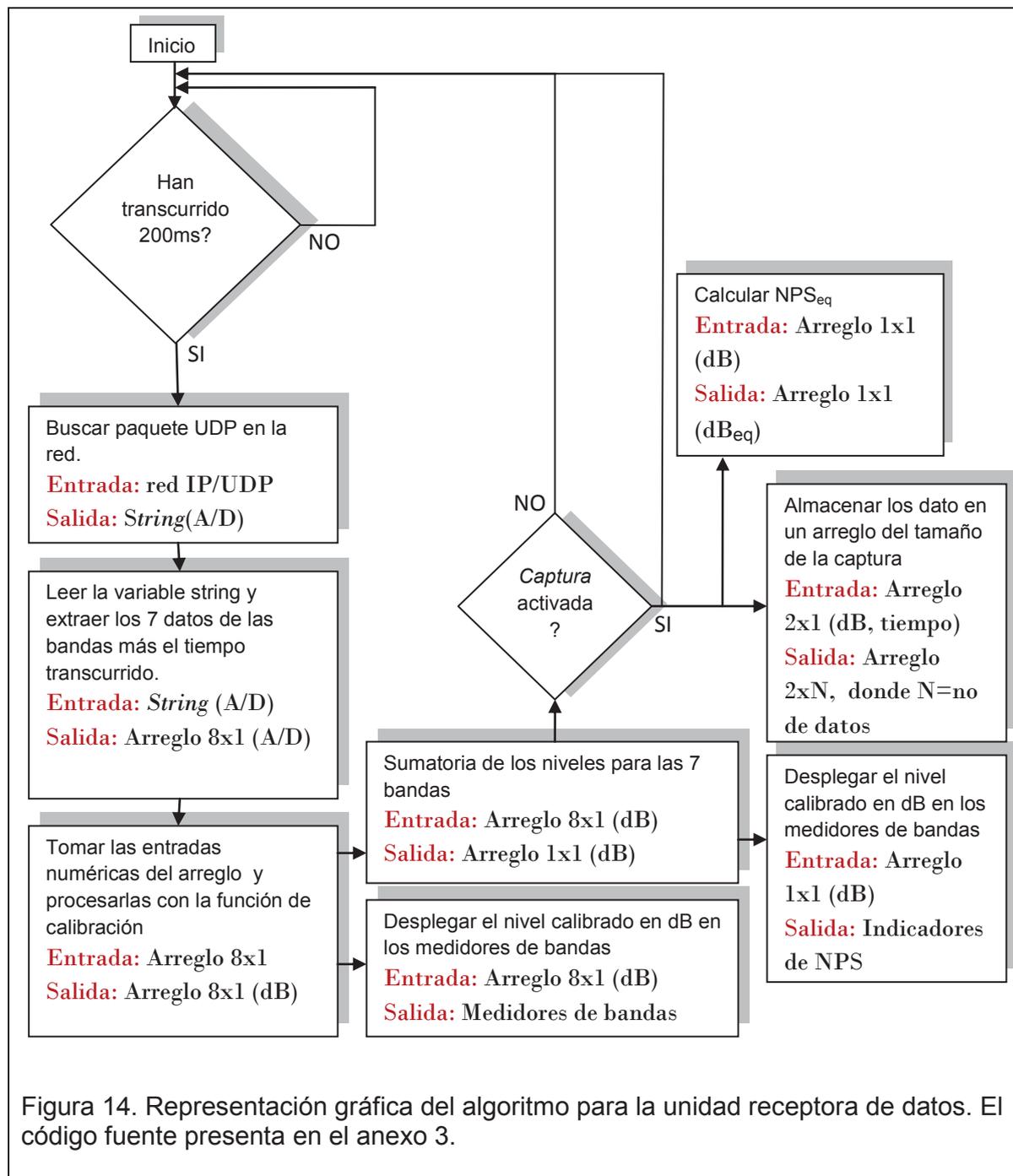
Capítulo III. Programa Receptor de Datos.

Para completar el sistema prototipo es necesario procesar, visualizar y almacenar los datos de medición. Con la iniciativa de crear un sistema remoto que transmita datos hacia una estación de recepción, se diseñó el resto del sistema en base a un ordenador común. Esto tiene la ventaja adicional de simplificar el medidor/emisor y mantiene su costo bajo al no tener que implementar visualización (*display*) o almacenamiento.

Para el desarrollo del receptor se utilizó una herramienta de programación muy común para estas aplicaciones de laboratorio, la interface de programación LabView de National Instruments, cuyo enfoque de programación gráfica es muy útil para familiarizarse rápidamente, y está orientada especialmente a la adquisición de datos. Para conectar el software programado en LabView con el micro controlador, se utilizó un programa de la biblioteca, la de un receptor de paquetes UDP, de manera que la interface de comunicación entre las dos partes del prototipo, el receptor y el emisor, es simplemente una red IP de computación que puede ser tan grande como el internet o tan pequeña como una red domestica.

3.1. El Algoritmo del Receptor de Datos.

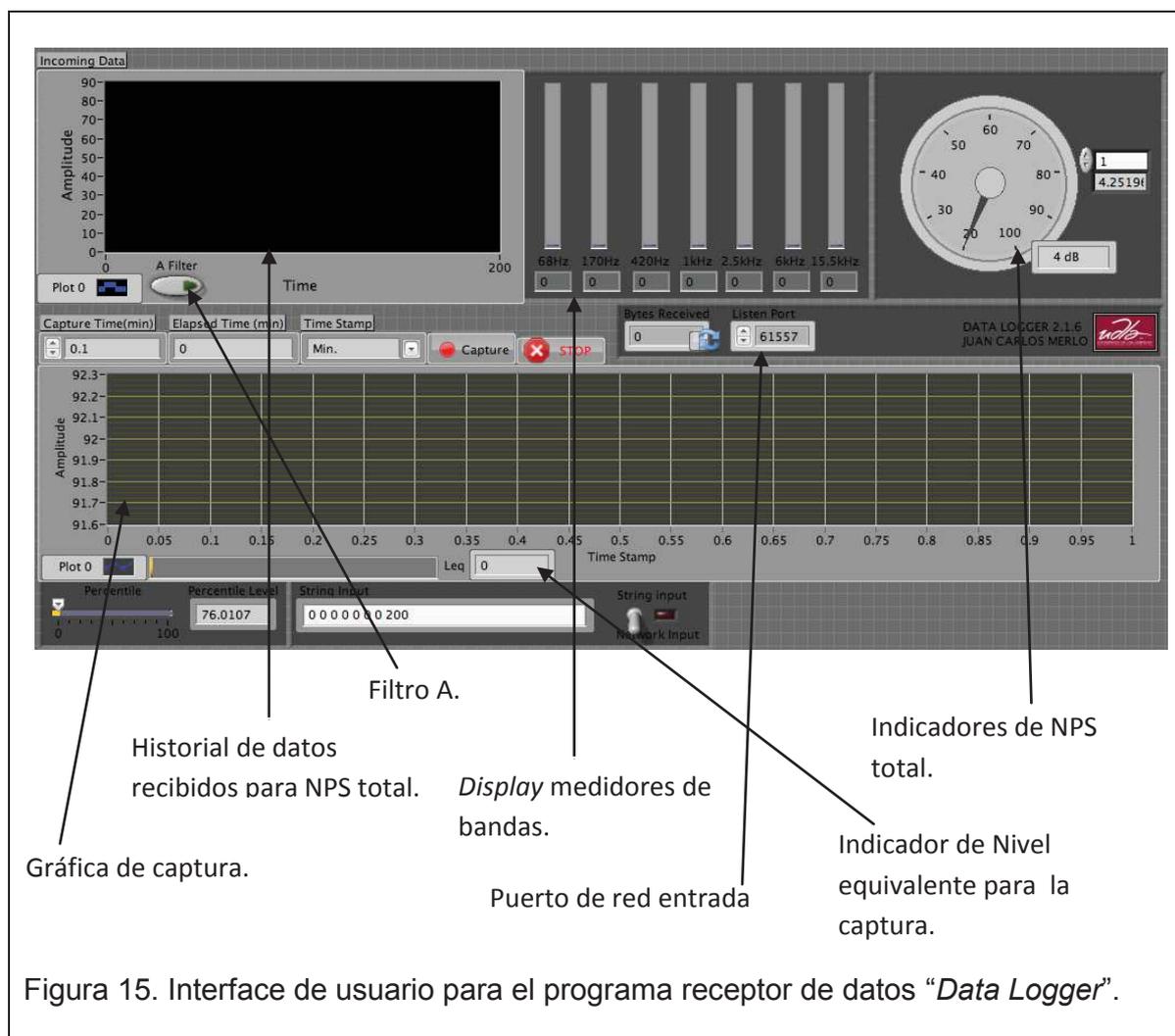
De manera similar que en la figura 9, la figura 14 muestra un flujo grama de los procesos que realiza software receptor de datos que se desarrolló en este proyecto. El “*Data Logger*”, se encargara de recibir, procesar y desplegar al usuario los paquetes de datos fabricados y transmitidos por del micro controlador. Eventualmente almacena una captura que se exporta en una tabla de tipo Excel (*spread sheet*) y de esta manera se podrá manipular o graficar independientemente.



De la misma forma que el algoritmo se ejecuta en el micro controlador, el *Data Logger* utiliza un bucle de programación para recuperar cada paquete de datos enviado por el emisor, entonces procede a procesarlo, calibrarlo y desplegarlo en la interface gráfica de usuario. Dicho bucle está restringido a una velocidad de 5 iteraciones por segundo, con lo que se espera que este recupere un paquete de datos de manera sincronizada con el micro controlador, cada 200ms.

De esta manera que lo que se visualiza en la interface de usuario es un despliegue de los datos a 5 cuadros por segundo, esto es una velocidad bastante lenta de

muestreo comparado con los equipos de medición clase 1 y 2, esto generaría problemas al medir sonidos impulsivos, sin embargo con esto se espera lograr buena fluidez gráfica de los datos de entrada y una buena captura de niveles de presión equivalentes, mientras se mantiene bajo el volumen de datos a transmitir.



El programa se apoya en un código de ejemplo de LabView ("UDP_Reciver.vi") que consta de un bucle que continuamente está buscando un paquete con destino a la dirección IP del computador. Dicho programa (código fuente en anexo 4) se modificó para incluirse en el bucle principal del *Data Logger*, con esto el receptor de red buscará dichos paquetes a la velocidad establecida de 5 veces por segundo. Posteriormente el programa toma el paquete de red que consta de una variable de texto (*string*) en el formato "banda0 banda1 banda2 banda3 banda4 banda5 banda6 tiempo". Los valores de las bandas son la medición realizada por el convertidor analógico digital entre 1 y 1024.

“tiempo” es el transcurso en milisegundos desde la medición anterior y la del paquete recibido actualmente.

Posteriormente el programa convierte el *string* a 8 variables numéricas para después tomar las 7 correspondientes a la medición de amplitud, e ingresarlas a la función de calibración. Esta se encargara de ponderar la amplitud medida en cada una de las bandas a decibeles.

Una vez que se tiene el NPS de cada banda estos se suman para obtener el NPS total del campo sonoro. La variable restante de tiempo se toma para construir la “matriz de captura” que eventualmente constará de dos columnas, una con los tiempos transcurridos para cada iteración y otra con el NPS total. Dicha matriz corresponde a una gráfica del nivel de presión sonora con respecto al tiempo en el que se realiza la captura.

Cabe recalcar en esta sección que la norma IEC especifica en su tabla 3, la respuesta relativa de un equipo a un tren de pulso muy corto, con relación a la mismo tono medido en forma continua. Esto para garantizar la respuesta impulsiva del sistema. Por ejemplo en un sistema clase 2 se especifica hasta un pulso de 0.25ms que deberá tener una diferencia máxima de entre 1.3dB y -3.3dB. Con la tasa de muestreo actual utilizada en el prototipo de 200ms nos sería imposible cumplir con estas especificaciones.

3.2. Transmisión de Datos.

La red de área local o por sus siglas en ingles LAN, es un estándar de comunicaciones que sirve para intercambiar paquetes de información digital. Los dispositivos electrónicos de red se envían datos que son recolectados por servidores o *routers*, los cuales redirigen la información al destinatario de la red local a través de una dirección IP. La cual puede ser de un computador conectado física o inalámbricamente al servidor (Wi-Fi).

Como estos sistemas son estandarizados, los dispositivos con conexión LAN como la PC y la tarjeta de red Arduino, poseen la capacidad de intercambiar información sin importar la naturaleza del software en ellas. De esta manera se utilizo la red local como interface para compartir datos entre el prototipo y el computador que recolecta la información.

En las primeras etapas de desarrollo del *Logger*, se partió desde el ya mencionado Receptor UDP, para ubicar paquetes de red con destino al computador que ejecuta *LabView*. Adicionalmente se uso un Emisor UDP, igualmente de la biblioteca que incluye *National Instruments*. Este sube un paquete a la red con destino al IP deseado, esto ayudo para simular los paquetes que serian enviados por el prototipo. De esta manera se pudo iniciar el desarrollo del *Data Logger* mientras que se lo ponía a prueba con datos generados aleatoriamente, provenientes de diferentes puntos de una red domestica.

Finalmente se conecto el prototipo a un repetidor Wi-Fi para que transmita los datos de red inalámbricamente hacia el receptor de datos.

En general solo se hicieron pruebas con una red local de datos, sin embargo estas implementaciones se extienden hasta redes externas como son el internet y las redes de datos celular, que hace muy flexible a la conectividad.

3.3. Función de Calibración y NPS total.

Para calibrar el sistema es necesario hallar una función matemática que relacione la medición del convertidor A/D y la presión sonora que genera dicha medición, de esta manera se puede usar dicha función para desplegar los datos como NPS.

Un sistema lineal se puede calibrar con el conocido procedimiento de dos puntos, el cual consta simplemente en obtener la medición para 2 estados diferentes del sistema, a la vez que se registra el nivel de presión sonora o cual quiera que sea el fenómeno de entrada con un instrumento de referencia, dichos puntos se pueden utilizar para hallar la función lineal entre la presión (entrada) y la conversión A/D (salida), utilizando la forma punto pendiente de la ecuación general de la recta:

$$y = y_1 + m(x - x_1), \text{ donde: } m = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}$$

Lo que sería equivalente a:

$$y = PS_1 + \frac{PS_2 - PS_1}{A/D_2 - A/D_1} (x - A/D_1), \quad (\text{Ecuación 3})$$

Donde los dos puntos de referencia son:

$$(PS_1, A/D_1) \text{ y } (PS_2, A/D_2).$$

Dicha ecuación entregará la presión sonora y , dado un nivel de conversión analógico digital x . Esto es el resultado de interpolar linealmente la presión en base a los dos puntos de referencia tomados en laboratorio.

Ya que la ecuación sería válida para un estado específico del pre amplificador, y corresponde al nivel de ganancia con los cuales se tomaron los puntos de referencia. Para este proyecto se busca una alternativa más flexible de calibrar, de forma que se cuente con una misma expresión matemática que pueda desplazar el de rango efectivo de la medición, que sabemos es corto, utilizando una función y una sola constante de calibración. De esta manera será sencillo ajustar el nivel al que se quiere realizar las pruebas de rendimiento.

Dada la siguiente demostración:

Si:

$$NPS_1 = 20 \times \log\left(\frac{p}{p_0}\right)$$

$$NPS_2 = 20 \times \log\left(\frac{2p}{p_0}\right)$$

Entonces:

$$NPS_2 - NPS_1 = 20 \times \log\left(\frac{2p}{p_0}\right) - 20 \times \log\left(\frac{p}{p_0}\right) =$$

$$20 \times \log\left(\frac{2p/p_0}{p/p_0}\right) = 20 \times \log(2) = 6.02$$

De lo anterior sabemos que al duplicar la amplitud, o en este caso la presión sonora instantánea, dicho incremento consiste en aproximadamente 6dB para cualquier nivel de presión sonora dado. Dicho incremento debe reflejarse en el voltaje de medición del prototipo, ya que este es directamente proporcional a la presión acústica de entrada.

Dadas estas observaciones se decidió utilizar una función de calibración del tipo:

$$NPS = 20 \times \log \left(\frac{A/D}{A/D_{ref}} \right) + C \quad (\text{Ecuación 4})$$

Donde amplitud de medición (A/D) se referencia a un punto fijo en dicha escala, una amplitud (A/D_{ref}) y (C) viene a ser la constante de calibración, equivalente al NPS de entrada necesario para lograr una medición de amplitud A/D_{ref} de tal forma que:

$$A/D = A/D_{ref}.$$

Entonces si:

$$A/D = A/D_{ref}, NPS = 20 \times \log(1) + C = C$$

Y si:

$$A/D = 2 \times A/D_{ref}, NPS = 20 \times \log(2) + C = 6 + C$$

El proceso de calibración se realizará individualmente para cada una de las siete bandas del espectro, de manera que el dato de conversión A/D para cada banda de frecuencia será procesado con la función de la calibración y la correspondiente constante C , que corresponde al NPS que produce como medición el nivel de referencia para la banda de frecuencia en cuestión. De esta manera corregimos desbalances en el espectro (dentro del rango de las siete bandas) que sin duda se producen en los filtros y en la respuesta de frecuencia del transductor, esto debe reflejarse en la diferencia entre los siete valores de C .

Una vez que se ha pasado por la función de calibración se habrá generado el arreglo (o una matriz 7×1) de los datos en dB correspondientes a cada banda. El *Logger* despliega los datos en el *display* del espectro. Para obtener el NPS total en banda ancha se utilizó una suma logarítmica de la amplitud para cada banda.

Por la superposición de los filtros, se espera que la suma no sea exacta y tienda a ser mayor que el nivel real, por lo que posteriormente se hace una suma aritmética con una variable de corrección en dB, que supone compensar dicho efecto y cuyo valor será encontrado posteriormente en laboratorio. La ecuación para la sumatoria del espectro sería:

$$NPS_{total} = 10 \times \log \left(10^{\frac{NPS_0}{10}} + \dots + 10^{\frac{NPS_6}{10}} \right) + \Delta \quad (\text{Ecuación 5})$$

Donde:

NPS_0, \dots, NPS_6 Son los niveles de presión sonora para las siete bandas.

Δ Es la constante de corrección para el nivel total.

3.4. Algoritmo de Captura y Nivel Equivalente.

Para poder cuantificar el ruido emitido en un campo sonoro sometidos a fuentes fluctuantes, resulta útil promediar los niveles capturados dentro de un periodo determinado de tiempo, con el fin de obtener una muestra estadística de un ambiente a estudiar, y un valor único que pondere dicho campo sonoro. Los sonómetros de alta gama poseen esta función denominada comúnmente L_{eq} .

Con el fin de comparar el rendimiento del prototipo con un sonómetro de referencia, se le dio la función de realizar la llamada “captura” de la entrada de mediciones, mientras que se calcula el nivel equivalente de los mismos.

La función del nivel equivalente para un grupo de n datos discretos e igualmente espaciados en el tiempo es:

$$L_n = 10 \times \log \left(\frac{1}{n} \left(\sum_{i=1}^n 10^{\frac{a_i}{10}} \right) \right)$$

Siendo a_1, a_2, \dots, a_n los NPS_{total} del campo sonoro, recopilados durante el tiempo de captura.

Como un dispositivo comercial, el prototipo calcula el nivel equivalente a medida que se realiza la captura, promediando los datos desde el primero hasta la iteración n en transcurso. Con la intención de mantener el tiempo de cada cálculo constante ya que la ecuación anterior precisaría de un elemento extra en la sumatoria con cada medición realizada, se decidió buscar una ecuación que entregara el nivel equivalente en función del nivel equivalente calculado anteriormente, y se calcula en tiempo real con la siguiente función:

Si definimos el promedio equivalente:

$$L_n = 10 \times \log \left(\frac{1}{n} \left(10^{\frac{a_1}{10}} + \dots + 10^{\frac{a_{n-1}}{10}} + 10^{\frac{a_n}{10}} \right) \right)$$

Y el de la iteración anterior como:

$$L_{n-1} = 10 \times \log \left(\frac{1}{n-1} \left(10^{\frac{a_1}{10}} + \dots + 10^{\frac{a_{n-1}}{10}} \right) \right)$$

$$(n-1) \times 10^{\frac{L_{n-1}}{10}} = 10^{\frac{a_1}{10}} + \dots + 10^{\frac{a_{n-1}}{10}}$$

Remplazamos lo anterior en la ecuación del nivel equivalente para obtener:

$$L_n = 10 \times \log \left(\frac{1}{n} \left((n-1) \times 10^{\frac{L_{n-1}}{10}} + 10^{\frac{a_n}{10}} \right) \right) \quad (\text{Ecuación 6})$$

La ecuación 6 es evaluada por el *Logger* para el nivel equivalente con cada una de las entradas al algoritmo de captura (a_n), el cual los reúne en una matriz y una vez que se haya finalizado el proceso de captura, exporta a una tabla de texto tipo Excel.

Capítulo IV. Etapa de Ensamblaje.

Con el fin de construir un dispositivo útil para la experimentación, se debe realizar un ensamblaje del prototipo. El analizador de espectro, su circuitería, el preamplificador y una fuente de poder que alimente toda la electrónica necesaria deben ubicarse en un aparato compacto, resistente y portátil.

4.1. El Circuito Impreso para el Analizador Espectro.

Para incluir el BA3834S en el micro controlador se utilizó la idea de montaje del fabricante de Arduino, esto es, para lo que se construyó un circuito impreso con el tamaño adecuado para sujetarse de los puertos en la tarjeta de red, de la misma forma que esta se sujeta del micro controlador.

En dicha placa de circuito impreso se incluyen los elementos electrónicos que solicitan las especificaciones del BA3834S. Estas son 4 condensadores de $0.1\mu\text{F}$ una resistencia de referencia (recomendado $100\text{k}\Omega$) y otra de $100\text{k}\Omega$ para la entrada, además de otras modificaciones que se implementaron: como un potenciómetro para regular la resistencia de referencia, otro para atenuar la señal de entrada como regulador/calibrador y finalmente un circuito para limitar el voltaje de entrada de audio al chip, a base de dos diodos y un resistor. La figura 16 muestra el diagrama de la placa y sus componentes conectados al micro controlador, además en la figura 17 se ubico el diagrama final usado para crear el circuito impreso.

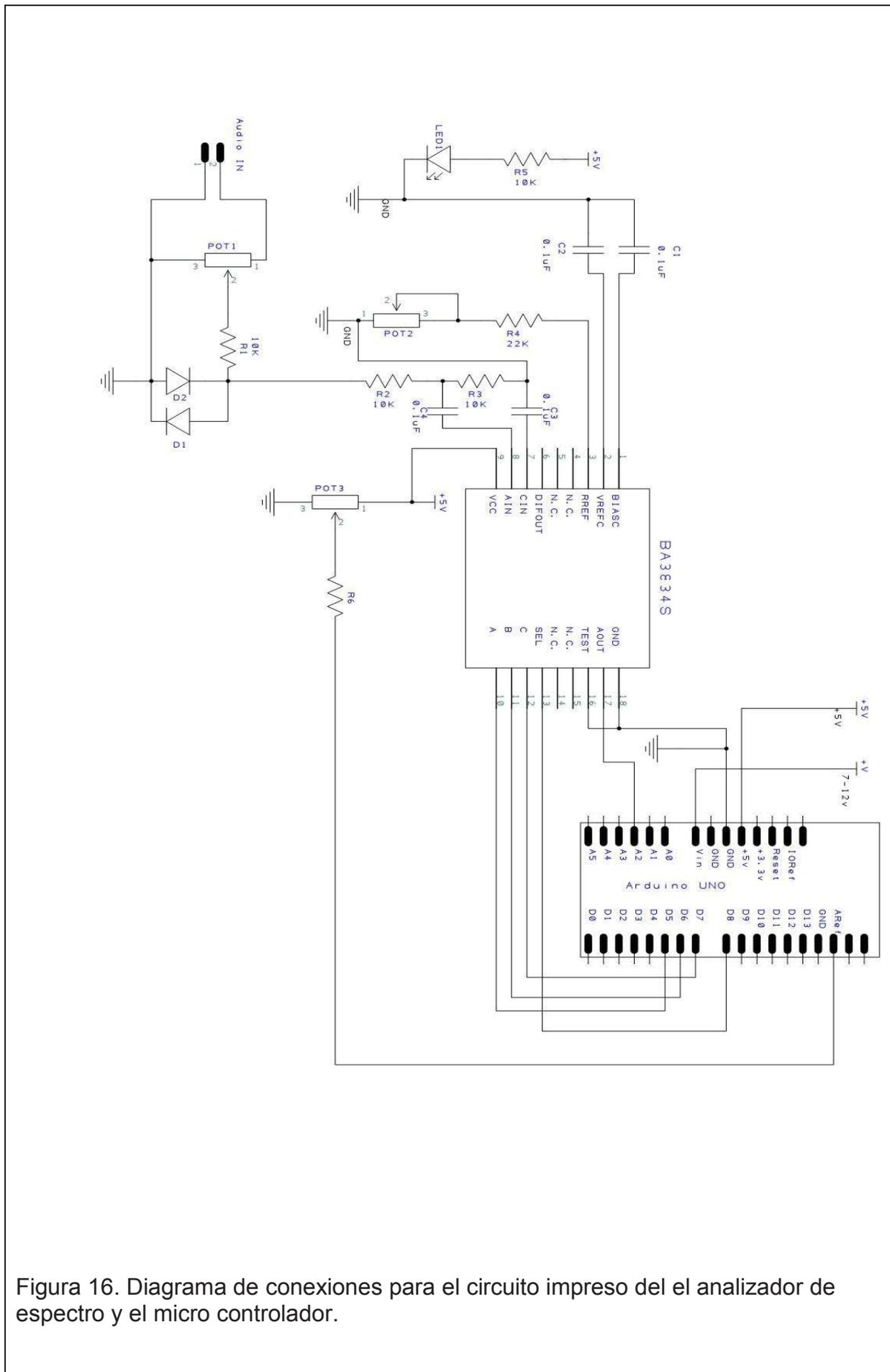


Figura 16. Diagrama de conexiones para el circuito impreso del el analizador de espectro y el micro controlador.

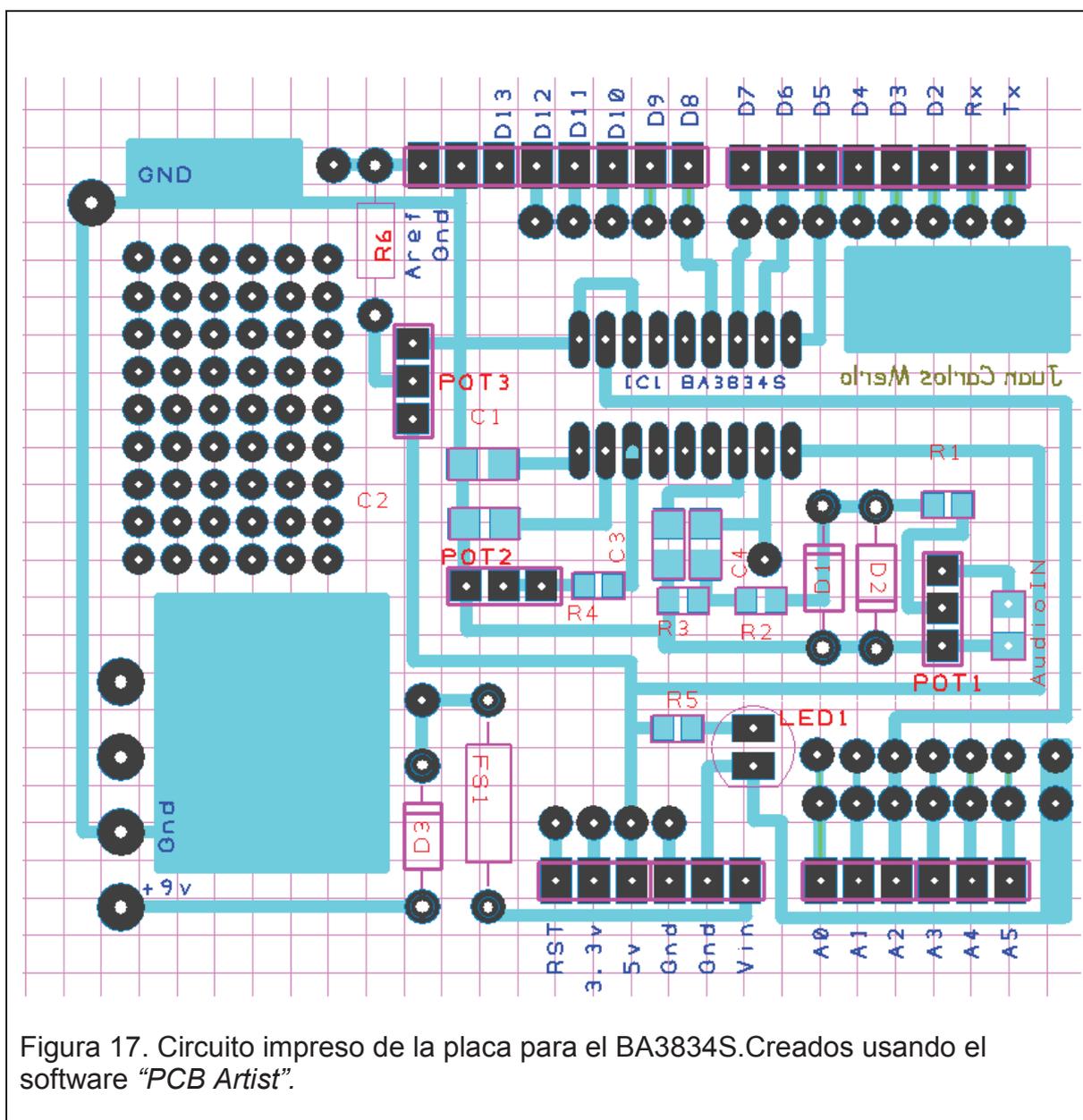


Figura 17. Circuito impreso de la placa para el BA3834S.Creados usando el software "PCB Artist".

Una vez creado el diagrama de la figura 17. Se debe crear el circuito impreso como tal. Como muestran las fotografías de la figura 18, usando una impresión en papel, se plancho la tinta del diagrama sobre la placa de cobre que conformara el circuito impreso. Posteriormente se quita el papel y se sumerge en acido, que disolverla el cobre que no esté protegido por tinta. A continuación solo queda perforar los huecos con una broca adecuada y soldar los componentes.

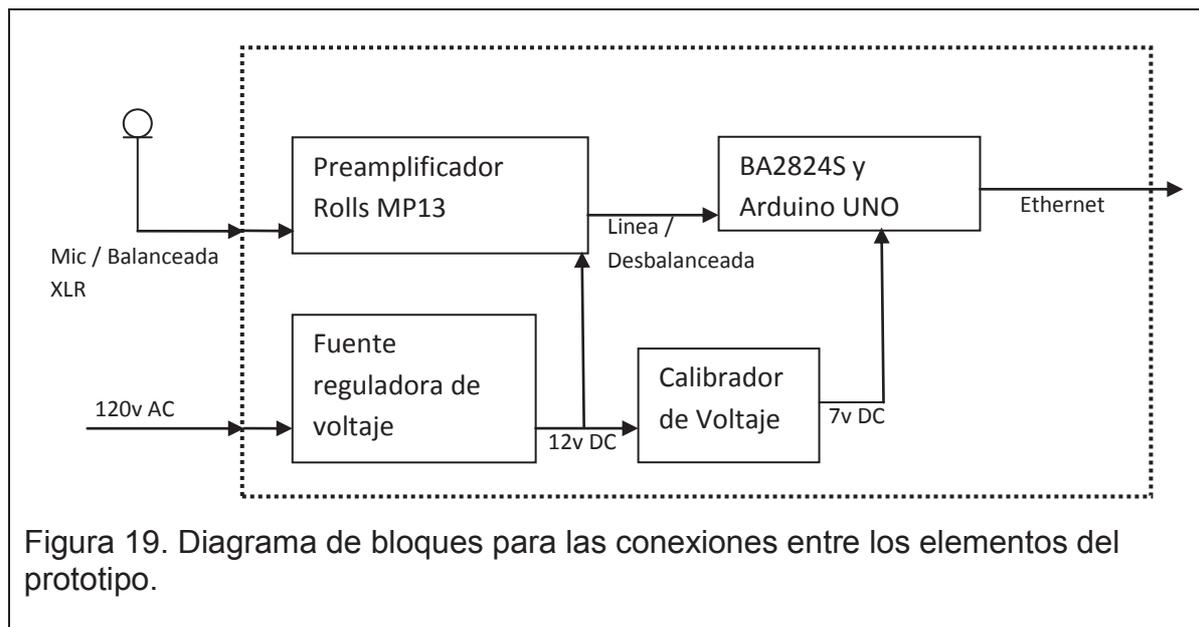


Figura 18. Fotografías de la construcción del circuito impreso.

- a. En las últimas dos fotografías se muestran los micro componentes soldados en la placa, estos son los condensadores y resistencias fijas. A la derecha en el lado superior junto al chip BA3834S se encuentran los componentes más grandes como los diodos, potenciómetros de precisión, los pines de entrada y algunos otros para pruebas.

4.2. Ensamblaje General.

Una vez que se comprobó el funcionamiento de la placa y el micro controlador como un conjunto, se procedió a ensamblar el prototipo como tal. Para esto fue necesario construir un contenedor que proteja toda la electrónica necesaria y en el cual se pueda conectar el micrófono de medición. En la siguiente figura se muestran los enlaces entre los elementos principales del prototipo y su tipo de señal y conexión.



Para la fuente de poder se reutilizó una vieja fuente reguladora de laptop, con una entrada de 120 voltios de corriente alterna a una salida de 12 voltios de corriente continua. Este voltaje es ideal para el preamplificador pero no para el micro controlador, por lo que antes de este se conecta un circuito calibrador para bajar el nivel a 7 voltios. Para la señal de audio se agregó una conexión XLR3 desde el micrófono hasta el preamplificador, desde donde la señal adquiere nivel de línea y se hace desbalanceada, entonces se lleva al micro controlador por dos conductores (+ y -) donde entra al analizador de espectro.

Para construir el contenedor primero se armó el cableado usando los conectores correspondientes a cada conexión y se instaló en una caja plástica para proyectos de electrónica. A la caja se le agregó un fondo plástico, cortado de una bandeja, en donde se fijan los componentes sobre un fondo de fomex, esto para proteger y sujetar la parte posterior de todas las tarjetas electrónicas. En la figura 20 se presenta una galería del ensamblaje final del prototipo.



Figura 20. Fotografías del ensamblaje final para el prototipo de medición.

4.3. Tabla de Costos.

Con el prototipo ensamblado es posible analizar los costos en cuanto a los elementos y fabricación del sistema prototipo, en la tabla 2 se presentan los costos individuales.

Tabla 2. Análisis de costos.

Ítem	Cantidad	Precio/U	Total
Dólares			
Behringer ECM8000	1	\$ 60,00	\$ 60,00
Rolls MP13 PreAmp	1	\$ 54,95	\$ 54,95
BA3834S	1	\$ 2,50	\$ 2,50
Calibrador de Voltaje	1	\$ 7,00	\$ 7,00
Caja Plastica	1	\$ 20,00	\$ 20,00
Otros	1	\$ 30,00	\$ 30,00
TOTAL			\$ 174,45

- a. "Otros" cubre a una aproximación de los gastos difíciles de calcular como los componentes electrónicos simples y más económicos, la tarjeta del circuito impreso y el ácido para realizar la misma.

El prototipo cumple con todas las etapas de adquisición de datos, pero consiste del sistema más básico. El precio del sistema final dependería mucho de la aplicación específica que se quiera implementar. Ya que un sistema de gran precisión para ruido ambiental requeriría una capsula del transductor de mejores propiedades omnidireccionales dicho transductor puede llegar a costar mucho más dinero, además no se comprende ninguna protección contra el medio climático. Dichas propiedades de direccionalidad están especificadas en la tabla 2 de la IEC-61672 para sonómetros tipo 1 y 2.

Capítulo V. Evaluación y Conclusiones del Sistema.

Una vez que se ensablo el prototipo, y dio algunas de las funciones más importantes de un sonómetro, es momento de diseñar experimentos que ayuden a validar su rendimiento, esto con el fin de evaluar las capacidades del sistema diseñado.

La idea es utilizar un equipo de mayor calidad, un sonómetro “Solo 01dB”, como referencia para la calibración y los ensayos de medición posteriores ante diferentes ruidos de prueba.

5.1. Calibración.

Antes de poder realizar mediciones comparativas, el prototipo requiere ser calibrado a un rango de nivel de presión sonora. Esto es en esencia, proporcionarle al algoritmo los datos necesarios para evaluar la función de calibración, estos son, el nivel de voltaje de referencia A/D_{ref} y la constante de calibración C . Esta última que dependerá del nivel de ganancia en el preamplificador y define la ubicación del rango dinámico o rango útil de medición del prototipo con respecto al nivel de presión sonora en el transductor.

Para el segundo experimento de calibración, que entregó los primeros buenos resultados del proyecto, se utilizó un valor de referencia A/D_{ref} de 485 para la función de calibración, lo que corresponde a la mitad del nivel máximo en la lectura del micro controlador, esto es 970 o los 4.7v dados por la salida del analizador de espectro. De manera que el punto de saturación de cada banda, los 970, estén a 6dB (o al doble de amplitud) por encima del valor de C .

Al momento de calibrar se deseaba ubicar los 30dB de rango dinámico del analizador de espectro entre los 94dB y 64dB de NPS, de forma que los ensayos de rendimiento se hagan a un nivel manejable por una fuente sonora de mediana potencia y para estar por encima del ruido de fondo en las sala del ensayo, que se encontraba alrededor de los 55dB. De esta manera se tiene completo control de la señal que produce la medición registrada en el prototipo.

Para lograr dicha calibración necesitamos comenzar por una de las bandas en el prototipo, en este caso fue la banda central de 1kHz. Para que dicha banda sature en 94dB su constante C debe ser aproximadamente $94 - 6 = 88 \text{ dB}$. Una vez

definido lo anterior, es momento de montar el laboratorio para hallar el nivel de ganancia del pre amplificador y el resto de los seis valores C de las bandas de frecuencia restantes en el analizador.

5.2. Laboratorio de Calibración y Rendimiento.

Con el fin de evitar influencias de la sala, que en una calibración anterior resultaron ser una molestia. Se utilizó una cámara más absorbente, adecuada con paneles de lana mineral. Esto para minimizar la influencia de reflexiones que puedan alterar o fluctuar la condición acústica en la zona de los instrumentos de medición, como resultado se obtuvo una entrada más estable que favorecía la recolección de los datos y mejores resultados al momento de evaluar la calibración. La figura 21 muestra las condiciones de laboratorio en la segunda calibración.



Una vez montada la fuente sonora y alimentada por un generador de tonos de prueba, se instala el sonómetro al lado del micrófono de medición. Con esto monitoreamos el NPS producido por la fuente en el prototipo, esto a medida que se recopila la salida del micro controlador en el *Data Logger*. Desde aquí podemos iniciar la calibración:

1. Ingresamos en el *Data Logger* los 88dB descritos anteriormente para la constante C de la Banda 3 correspondiente a 1kHz, esta será nuestra referencia de partida.
2. Generamos con la fuente un tono de 1kHz, y calibramos su nivel utilizando el sonómetro a 88dB.

3. Ajustamos la ganancia del preamplificador hasta que la lectura de la banda nos entregue los 88dB, al momento el sonómetro entregaba 88.1dB por lo que en vez de ajustar el tono de referencia se utilizó la constante C de 88.1 dB.
4. Con esto solo queda hallar la constante para el resto de bandas de frecuencia. Para esto producimos un tono en la frecuencia central de las bandas restantes y ajustamos el nivel del tono de prueba hasta que la lectura en la banda del prototipo sea igual a la constante de calibración (que por defecto es igual a cero.), entonces tomamos el NPS medido por el sonómetro y lo ingresamos como el valor calibrado de C . inmediatamente el prototipo indica el nuevo valor en lugar de cero, con lo que la banda esta calibrada y muestra la misma lectura que el sonómetro.

Para el último paso resulto positivo tomar la referencia (A/D_{ref}) en 485 en lugar del máximo 970 como se realizó en la primera calibración (unidades de medición del convertidor A/D a la salida del analizador de espectro). Ya que al momento de ajustar el tono de prueba en el paso 4 no se tenía seguridad sobre de si la banda se encontraba saturada o si en realidad se tenía la amplitud de entrada acústica que produce dicha salida máxima del analizador de espectro. En la tabla 3 se presenta la matriz de calibración obtenida junto a la del primer experimento.

Tabla 3. Matriz de calibración 1 y 2 correspondientes al primer y segundo intento de calibración del prototipo.

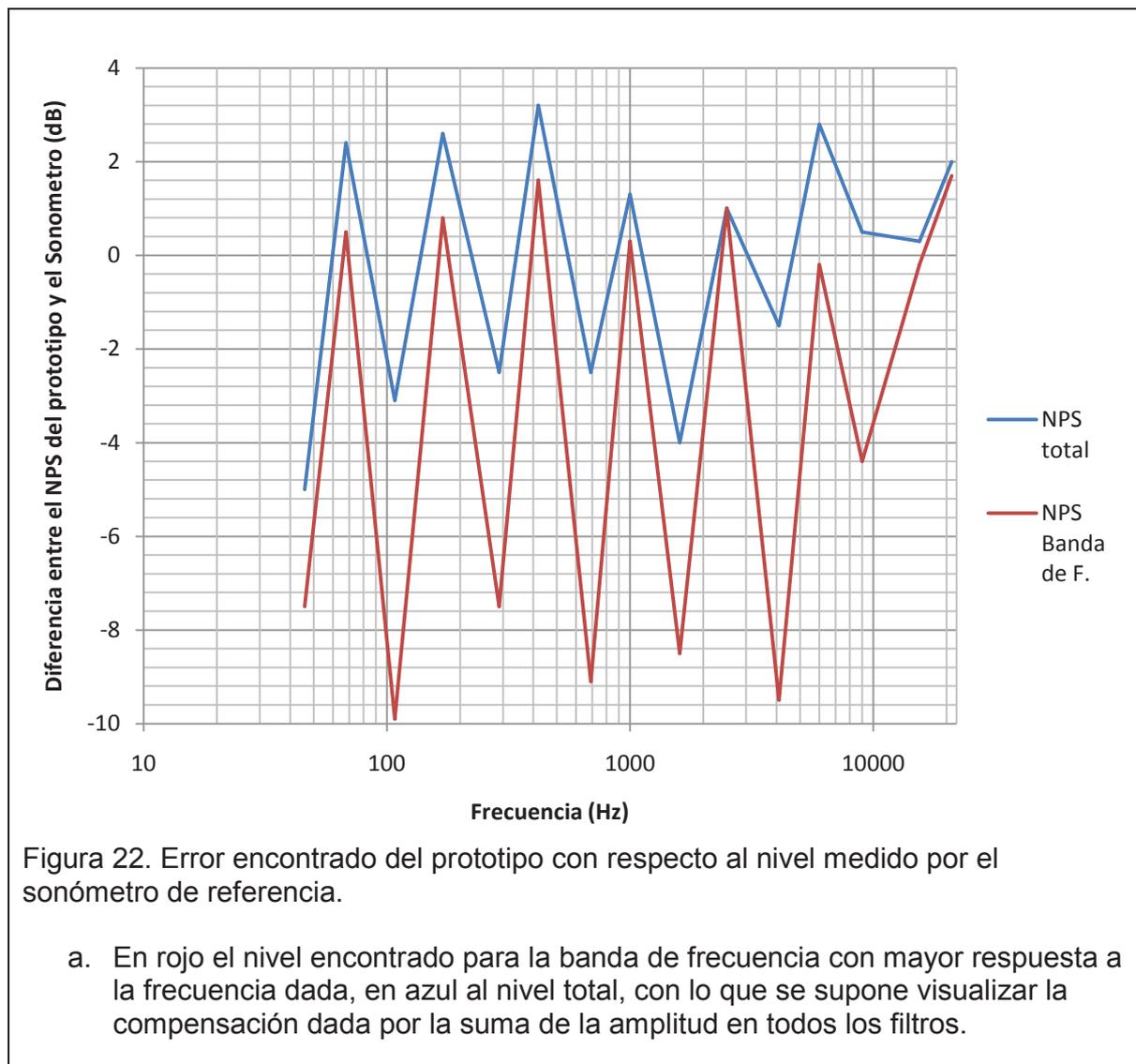
Matriz de calibración					
Banda de F.	Calibración 2	Diferencia	Banda de F.	Calibración 1	Diferencia
	dB	dB		dB	dB
Banda 0	84,6	-3,5	Banda 0	87,5	-5
Banda 1	86,1	-2	Banda 1	91,5	-1
Banda 2	88	-0,1	Banda 2	91,4	-1,1
Banda 3	88,1	0	Banda 3	92,5	0
Banda 4	90	1,9	Banda 4	92,3	-0,2
Banda 5	89,5	1,4	Banda 5	91,5	-1
Banda 6	91,2	3,1	Banda 6	92	-0,5
Posición de la Ganancia:			Posición de la Ganancia:		
1550Ω			1270Ω		

- a. La diferencia corresponde al nivel de calibración de la banda menos el nivel para la banda central de 1kHz (banda 3), de esto podemos observar los desbalances de medición en que tiene el sistema a lo largo del espectro para sus 7 bandas.

Efectivamente como se esperaba, la segunda calibración tiene un mayor nivel de ganancia, esto al presentar una menor resistencia en el potenciómetro de ganancia del preamplificador. Esto es congruente con la observación de que las bandas para la primera calibración tienen menos diferencia entre sí, lo que supone una saturación al momento de calibrar. Por la estabilidad que se notó en la sala y las posteriores pruebas de rendimiento se tomó la calibración 2 como la más precisa.

De todo esto la observación más importante es que el método de calibración es sensible al error, al haber encontrado diferencias de hasta 3 dB en la matriz de calibración, un valor importante. Por lo que sin duda sería necesario mejorar las condiciones de laboratorio para lograr calibrar sistemas más elaborados que trabajen a rangos dinámicos aun más amplios.

Ahora que hemos definido una calibración, es momento de hacer las primeras pruebas. De la misma manera que se dispuso los instrumentos de medición para la calibración, se los expuso a tonos puros a diferentes frecuencias con un NPS de aproximadamente 88dB, esto con el fin de encontrar el error por frecuencia y tener una idea de la compensación entre filtros al momento de calcular el NPS total.



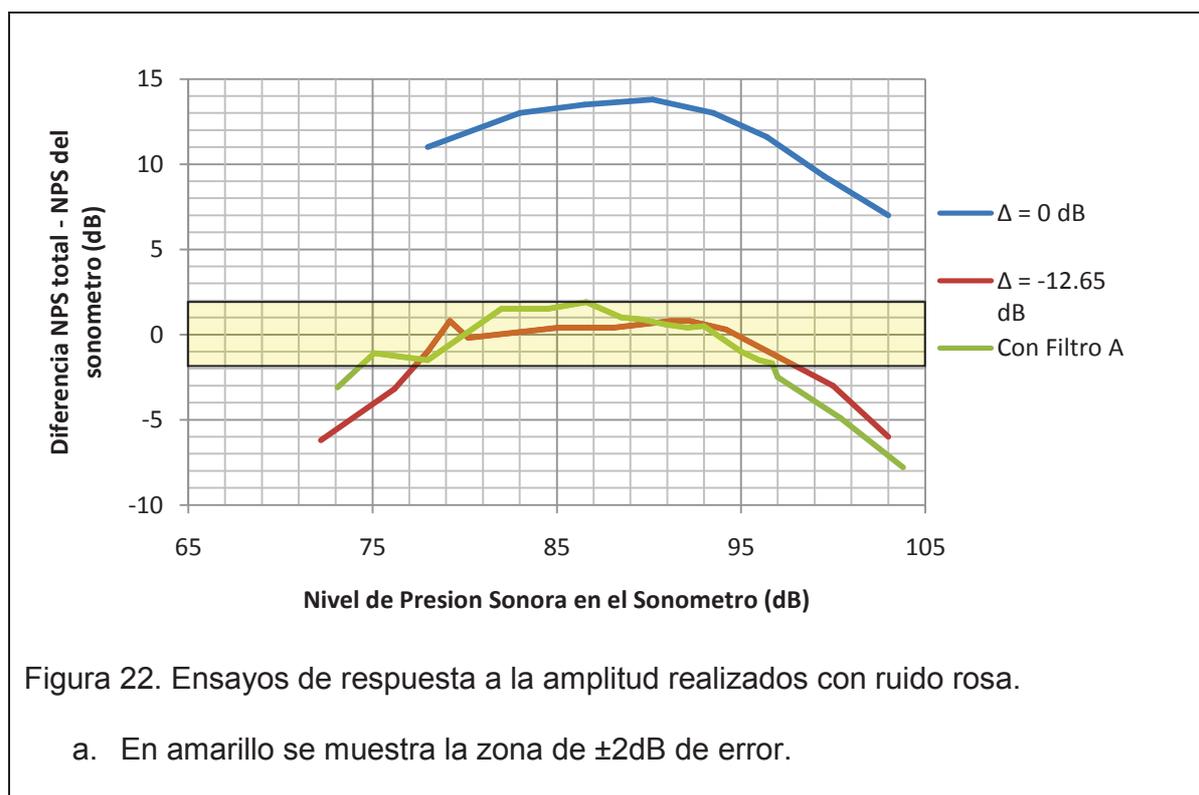
Es evidente notar que la influencia de los filtros es el principal incidente sobre el error al medir tonos puros de prueba usando el prototipo. Esto es claro ya que para el nivel recolectado directamente en la salida de las bandas de frecuencia el error es mínimo en las frecuencias centrales de los filtros pasa banda y en las frecuencias de intersección se tiende a aproximar a -10dB, esto es similar al nivel de atenuación del cruce entre dos bandas de frecuencia y concuerda con lo encontrado al graficar los filtros y con las especificaciones del fabricante.

En cuanto al NPS total, se puede notar la compensación por la superposición de las pendientes en los filtros, con lo que se mejora ampliamente la respuesta en las frecuencias intermedias. Las centrales suben alrededor de 2.5 dB pero la respuesta parece balancearse bien alrededor del eje de 0dB, con lo que se esperaría la respuesta optima de este sistema. Sin embargo se esperaría que la superposición

de las bandas al exponerse a un espectro ocupado, tiendan a sobre dimensionar la amplitud. Por esta razón se continuó probando la calibración emitiendo ruido rosa.

Como apreciar en la línea azul de la figura 22: el prototipo pondera el ruido a un nivel mucho más alto que el instrumento de referencia, alrededor de 12dB mas alto en cada caso, suponemos que la superposición de los filtros crea este incremento, y al excitar todas las frecuencias del espectro con el ruido rosa este efecto estaría en un punto crítico.

Por otro lado podemos observar que cerca de la zona de funcionamiento y alrededor del punto de calibración, entre 94dB y 80dB, el error de medición es estable, por esta razón se introdujo la constante de corrección para el nivel total, la constante Δ , en la ecuación de la sumatoria del nivel total, descrita en la sección 3.2.



El promedio del error para la zona de interés, donde el error es constante, es de 12.65 dB, es decir que si usamos una constante Δ de -12.65dB podemos trasladar dicha zona efectiva de medición a entregar un error mínimo. De esta forma se ha logrado un rango dinámico desde aproximadamente 76dB hasta algo menos de

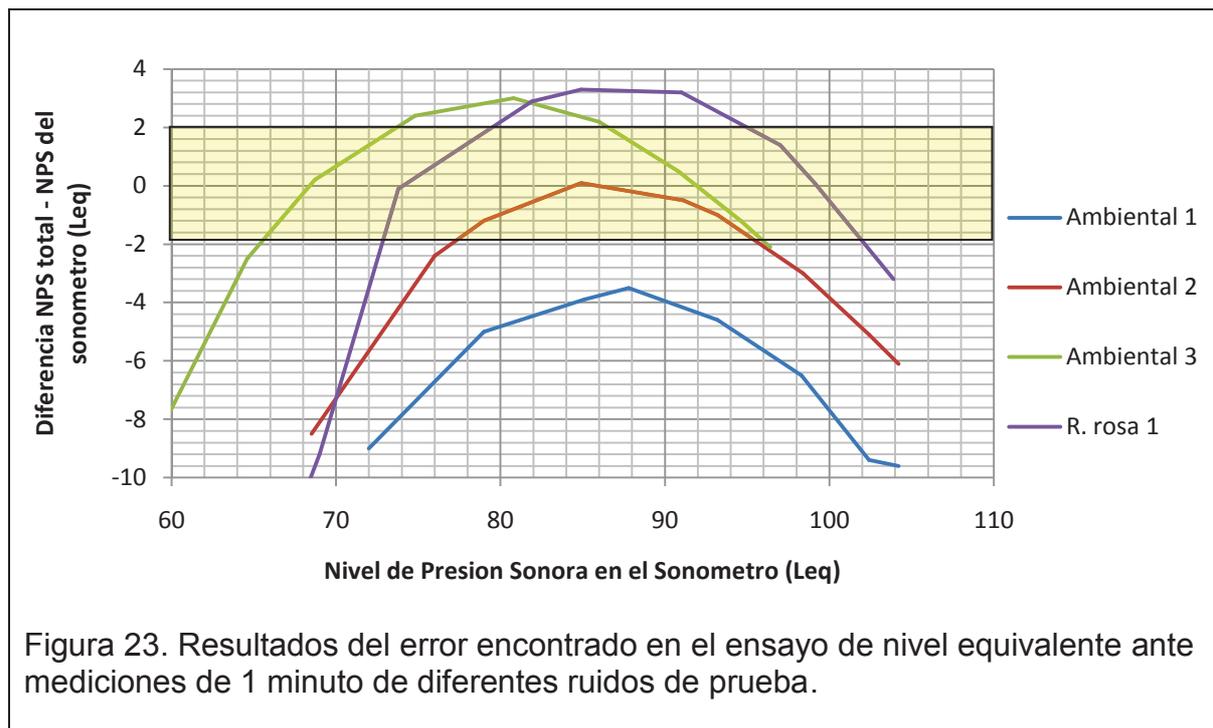
100dB con un error menor a ± 3 dB. Lo que nos muestra un rango dinámico efectivo de unos 20 dB para este sistema.

La línea roja de la figura 22 representa la repetición del ensayo con la corrección mencionada, podemos ver que se ajusta bien al nivel medido por el sonómetro de referencia.

A continuación se realizó la misma prueba usando el filtro A y el nivel de corrección de -12.65dB, los niveles de atenuación de este parecen ajustarse muy bien ya que el error tiende a ser el mismo que al medir sin la ponderación A, la diferencia no excede los 2 dB.

5.3. Pruebas de Ponderación de Nivel Equivalente (Leq).

Ahora que conocemos como trabaja el prototipo en función de la amplitud podemos esperar una ponderación acertada del nivel equivalente dado una entrada acústica que permanezca dentro del rango eficiente del analizador, con el fin de hallar el error ante fuentes fluctuantes se diseñó un experimento con dos sonidos de prueba: una grabación ambiental de una ciudad ruidosa que tiene fluctuaciones de más o menos 15 dB, el segundo es un ruido rosa que baja tres veces de 0dB a -15, -20 y -15 dB. De estas pistas de prueba se hizo una captura de un minuto, de forma simultánea con el sonómetro y a incrementos progresivos de amplitud.



En el primer ensayo se usó la corrección encontrada en el experimento de tonos puros, Δ igual a -12.65dB , el resultado es la línea azul (Ambiental 1) de la figura 23: Aunque el error es grande para cualquier amplitud de entrada, observamos nuevamente una zona con error constante, con un error de entre -3 y -4 dB, al igual que los primeros ensayos podríamos trasladar esta curva, esto nos dice que para el espectro medido en este ensayo la constante de -12.65dB es muy fuerte y por lo que para el ensayo Ambiental 2 se repitió el procedimiento calculando una nueva corrección Δ igual a -9.2dB . Al repetir el ensayo podemos ver el resultado, la curva roja se trasladó sobre la línea de 0dB , con lo que las mediciones están más cerca del nivel obtenido en el sonómetro.

Para el ensayo ambiental 3 se repite la medición ahora utilizando filtros de ponderación A, y la misma corrección del nivel total. La escala ha bajado ya que sonómetro y prototipo están ponderando el campo sonoro a un NPS menor, sin embargo aun se ve que la curva se trasladó hacia arriba, mostrando un error positivo, esto sugiere que podríamos utilizar un diferente Δ para el filtro A.

Como referencia se realizó un cuarto ensayo utilizando ruido rosa con amplitud variable, una vez más, en la línea púrpura de la figura 23 observamos la misma tendencia del error alrededor de la zona útil del prototipo, sin embargo la curva esta vez está trasladada unos 4 o 3 dB por sobre la línea de referencia, es como si nos

pediría una corrección de -3.5 dB aproximadamente, en otras palabras volver a los -12.65dB. De esto solo podemos concluir que el valor de la variable de corrección Δ óptimo para el sistema más bien depende de la densidad espectral en la señal de entrada que estará causando una sobre ponderación. Esto confirma en cierto grado que el error generado que nos dificulta la calibración para el nivel total esta principalmente afectado por la superposición de los filtros pasa banda.

5.4. Mejoras e Implementación del Sistema.

Para que este sistema se implemente en la realidad se debe llegar a una unidad de bajo costo, tamaño reducido y un aceptable rango dinámico y precisión, mientras que se mantiene el volumen de datos bajo y organizado.

La ventaja principal para estos sistemas es su flexibilidad y capacidad de ser combinados y/o ampliados. Para este proyecto, con la tarjeta de red se comprobó lo sencillo que es implementar sistemas de comunicación confiables, ya que se apoyan en plataformas de comunicación estandarizadas, como la red de computación LAN, y que pueden ser adaptados en un sin número de formas, ya que existen todo tipo de dispositivos de comunicación disponibles como módems de celular y repetidores inalámbricos, que podrían darnos una flexibilidad enorme ante la necesidad de transmitir los datos recopilados desde las diferentes unidades de medición.

En el futuro las unidades tendrían la capacidad de transmisión inalámbrica, un repetidor podría recolectar la señal de las unidades a su alrededor y retransmitir alámbrica o inalámbricamente a través de la red, hasta un lugar apropiado para el recolector de datos. Este mismo que podría mostrar de manera geográfica el NPS en el área de estudio.

Existen otras adaptaciones muy útiles que se pueden realizar, como incorporar un modulo GPS, de manera que se pueden hacer unidades móviles o estáticas, que recopilan datos de NPS y posición respectivamente, lo que facilita la creación de mapas de ruido. También se puede integrar el sistema de medidor acústico con otro micro controlador y/o sensores que realicen tareas como la de conteo de vehículos y transeúntes, temperatura, u otras condiciones físicas y urbanas que son muy útiles para análisis de ruido ambiental.

5.4.1. Etapas Múltiples de Amplitud.

El prototipo resulta una buena aproximación del sistema al que éste se proyecta, para que un sonómetro basado en el diseño realizado se implemente, deberá tener al menos el rango dinámico mínimo especificado por la normativa de 60dB, con lo que se esperaría un error muy pequeño por mediciones sobre o debajo del rango operacional.

El bajo costo del circuito integrado (CI) y el resto de las entradas analógicas adicionales que posee el micro controlador permitirían leer salidas adicionales de otras unidades BA3834S. Los mismos que podrían calibrarse con el potenciómetro atenuador en la entrada del circuito electrónico (POT1, figura 16) y de esta manera desplazar su rango en la escala de dB. Con esto se podría lograr un rango extendido por cada CI que se utilice. El micro controlador posee entradas suficientes para leer la salida de 6 analizadores, y las mismas cuatro señales de control (A, B, C, SEL) se podrían conectar a todas las unidades que se incluyan.

Sin embargo es posible que el tiempo de medición crezca al tener que leer mas entradas analógicas. Quizás esto requiera bajar la velocidad de muestreo para mantener una adquisición periódica. En general este proyecto no ha incluido dicho sistema puesto que se ha considerado prioritario el enfocarse en el funcionamiento del CI individualmente y de esta manera saber si el sistema es viable en cuanto a funcionamiento y precisión. Sin embargo para diseñar estas mejoras se realizo otro análisis del funcionamiento en laboratorio.

5.4.1.1. Incertidumbre de la Medición.

Para poder calibrar múltiples etapas de amplitud es necesario conocer con exactitud la zona útil de medición que tiene el circuito integrado, y que conformara cada una de estas etapas. Por esta razón se diseño otro experimento con el fin de hallar la incertidumbre de la medición con respecto a la amplitud.

Similar al a las mediciones que se realizaron con ruido rosa, esta vez se midió con mayor precisión y repetición. Utilizando pasos de 3dB y 5 repeticiones por nivel de amplitud medición es posible modelar con exactitud el comportamiento de una etapa de amplitud de uno de los CIs. De manera que nos permita modelar la forma en la que se podrían combinar estas múltiples etapas de amplitud en el circuito de rango dinámico extendido.



Figura 24. Fotografías del último experimento de rendimiento.

- a. Este experimento utilizó como sonómetro de referencia al software “Electroacoustics Toolbox” y una interface análogo/digital Fast Track Ultra de M-Audio. Además se utilizó el mismo modelo de micrófono para la interface y el prototipo, el micrófono dBx RTA con el fin de eludir diferencias producidas por los sistemas de transducción.

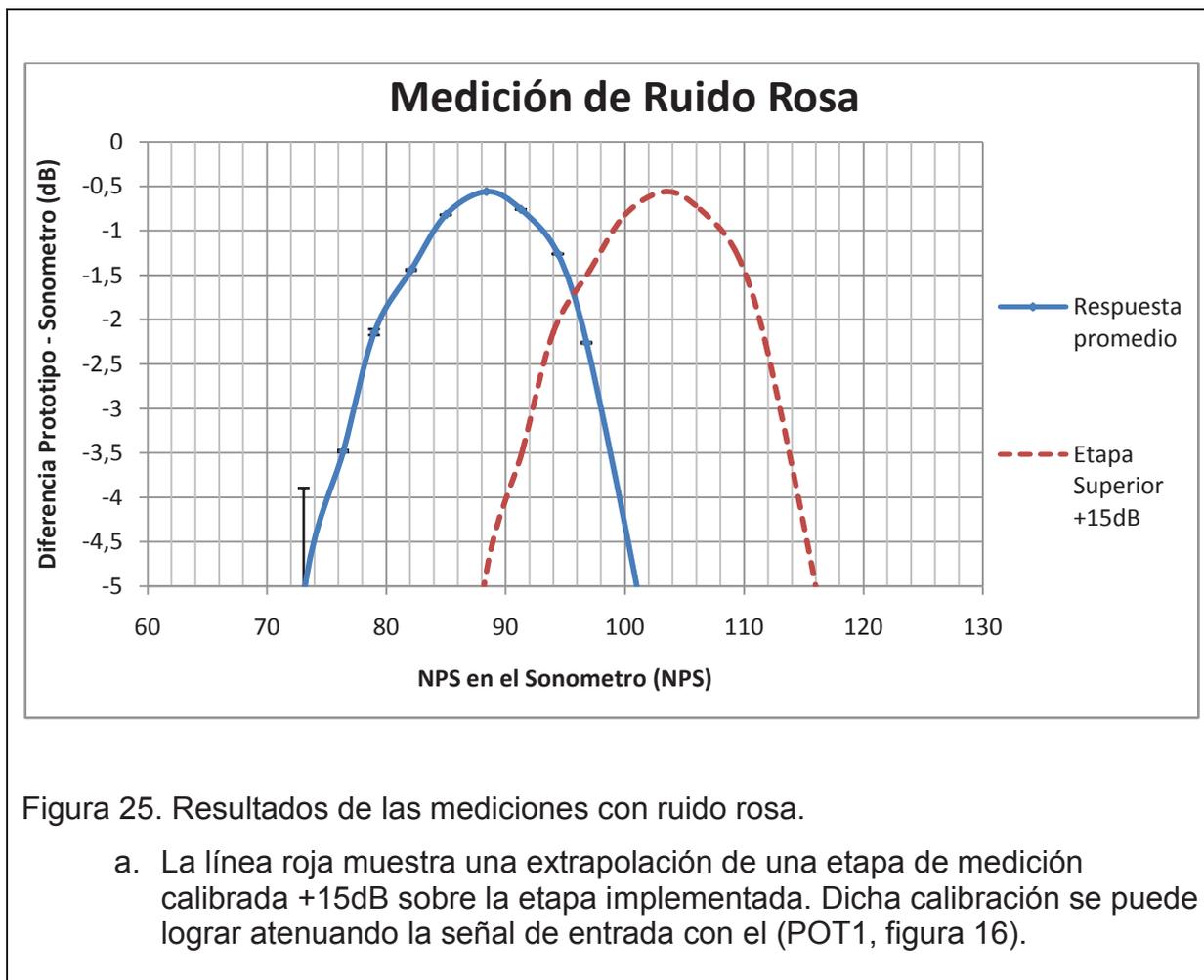
Como primera instancia debemos calibrar nuevamente el prototipo a su nueva capsula de transducción. Al no poder bajar el nivel de 88.1dB usado en la calibración anterior hasta el voltaje de referencia (por la sensibilidad del transductor) se tuvo que modificar la atenuación en el POT 1. Esto invalida futuras comparaciones del nivel de ganancia, sin embargo las comparaciones entre las matrices de calibración si son aceptables.

Tabla 4. Comparación entre la ultima calibración 3 y calibración 2.

Matriz de calibración		Behringer ecm8000	dBx RTA		Diferencia
Banda de F.	Calibración 2	Diferencia relativa	Banda de F.	Calibración 3	Diferencia relativa
	dB	dB		dB	dB
Banda 0	84,6	-3,5	Banda 0	87,4	-0,7
Banda 1	86,1	-2	Banda 1	87	-1,1
Banda 2	88	-0,1	Banda 2	88	-0,1
Banda 3	88,1	0	Banda 3	88,1	0
Banda 4	90	1,9	Banda 4	88	-0,1
Banda 5	89,5	1,4	Banda 5	89,1	1
Banda 6	91,2	3,1	Banda 6	89.7	1,7

Como se puede observar en las calibraciones, la diferencia es mínima. Esto se debe a que ambos transductores, el dBx y el Behringer tienen respuestas similares y planas, el micrófono dBx parece ser mucho más sensible al requerir mucha menos ganancia que su contraparte aun después de haber bajado el nivel de su salida en el potenciómetro de calibración "POT1".

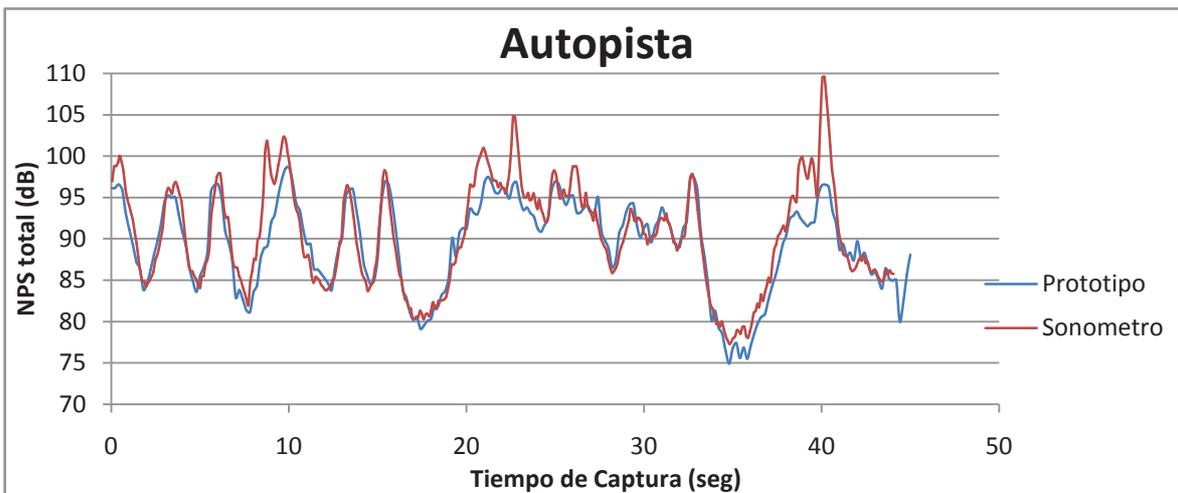
Una vez calibrado se realizó la ponderación de ruido rosa en pasos de amplitud. La figura 25 muestra el promedio de los resultados hallados bajo repetición en pasos de 3dB. La incertidumbre en la medición es mínima, es decir que el sistema no varía la salida ante una entrada constante, exceptuando en la zona baja donde las bandas constantemente entran por sobre y debajo del nivel de funcionamiento lineal.



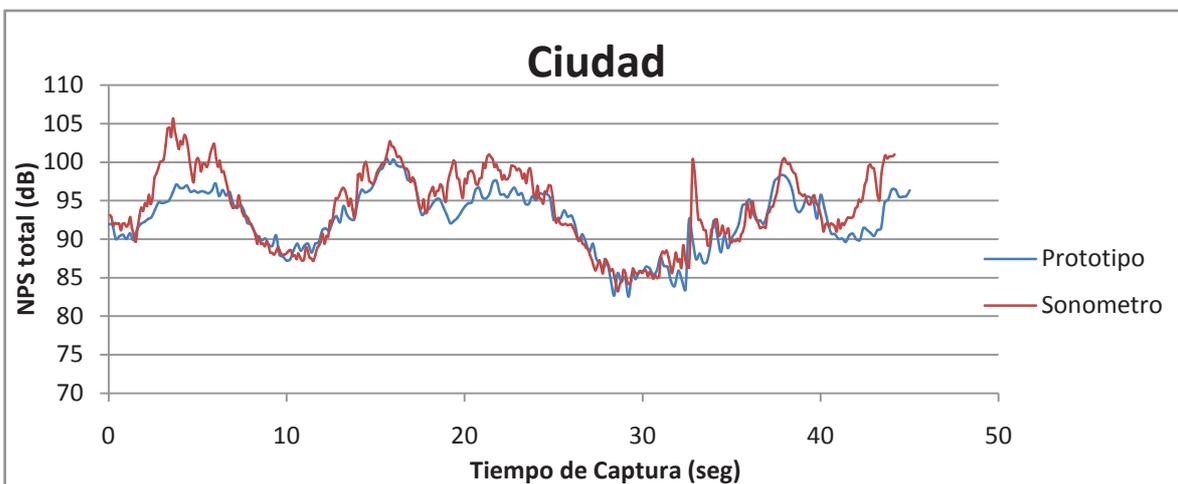
A continuación se ejecuto un experimento para recolectar distintas muestras de sonido, utilizando la captura de señal en el sonómetro y prototipo.

Una ventaja de el nuevo instrumento de referencia con base en el computador, es que con él se puede exportar una captura del nivel de presión total en el tiempo, a aproximadamente 1 dato cada 105 ms. el prototipo exporta esto mismo a su tasa de muestreo de 200 ms y con lo que podemos hacer la comparación del nivel equivalente y adicionalmente observar el comportamiento de la captura en el tiempo para ambos dispositivos.

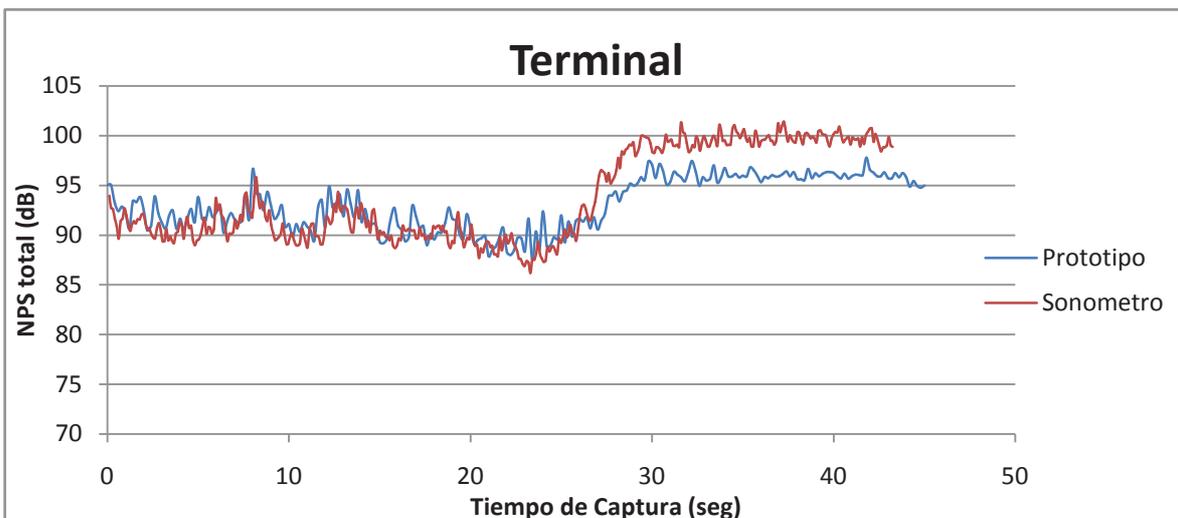
Para esto se tomo el L_{eq} de las señales de muestra en la próxima figura 26. Nunca se había probado el prototipo con estas muestras, que se evaluaron con la corrección del nivel total Δ igual a -9.2dB encontrada en el experimento anterior. Se intento escoger diferentes tipos de espectro para las señales de muestra, con el fin de evaluar la corrección del nivel y el funcionamiento de los filtros.



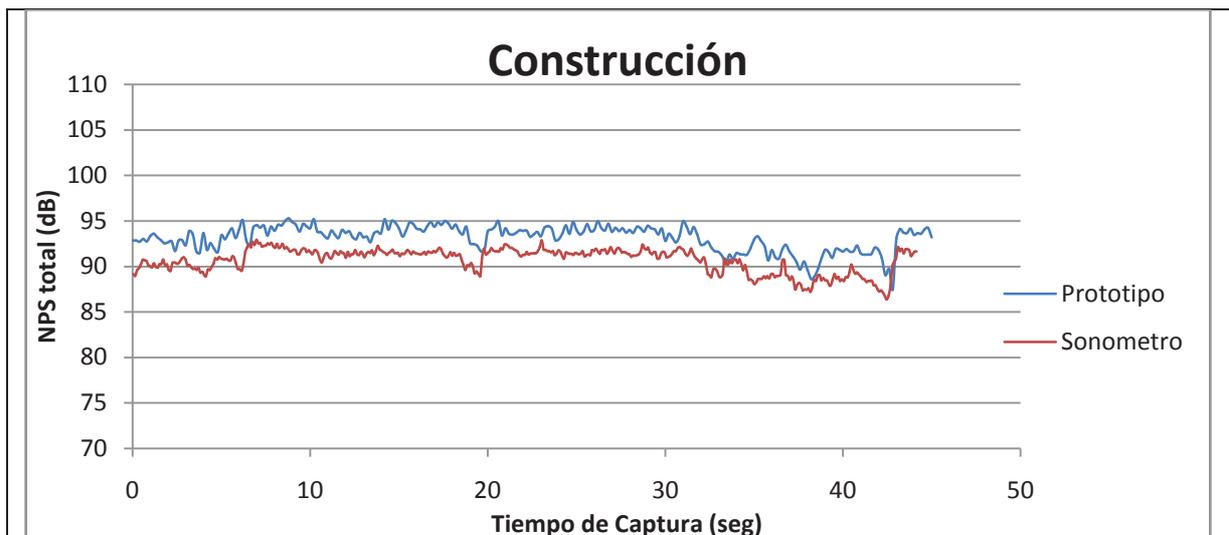
Nivel Equivalente P: 92.1dB S:95.1dB



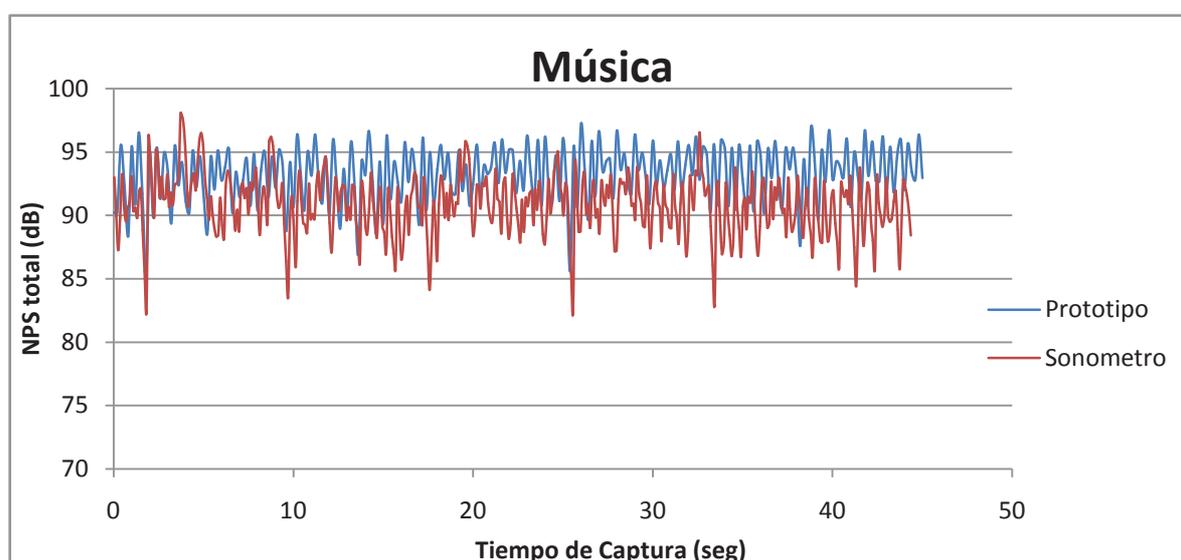
Nivel Equivalente P: 94.0dB S:96.5dB



Nivel Equivalente P: 93.3dB S:90.8dB



Nivel Equivalente P: 93.3dB S:90.8dB



Nivel Equivalente P: 93.3dB S:90.8dB

Figura 26. Capturas para las muestras o señales de evaluación.

- a. La comparación de señales está sujeta a un error en el tiempo ya que no había forma de accionar la captura simultáneamente, se encontró un desfase de más o menos 1 segundo en las muestras y se compenso manualmente en Excel.

Con las capturas en función del tiempo se puede tener una mejor validación de las observaciones realizadas; si observamos la primera "Autopista" podemos ver que las capturas se ajustan muy bien en el rango operacional del prototipo, y al momento de llegar a la saturación, alrededor de 98dB, este no reproduce los picos encontrados por el instrumento de referencia (sonómetro). Esto que podría haber

generado la diferencia en el nivel equivalente de 3dB, y se podría superar esta limitación con más etapas de medición de amplitud. De igual manera sucede en las muestras de “Ciudad” y “Terminal.”

Para las muestras de “música” y “construcción”, en estas tenemos señales con alto contenido espectral, ambas tienen alto contenido de altas frecuencias a diferencia de las mencionadas anteriormente. Se puede hacer la misma observación que se realizó con ruido rosa. Y es que si se analiza las señales en el tiempo, se puede ver que el prototipo está constantemente ponderando sobre el sonómetro. Si miramos al nivel equivalente en ambos casos, el prototipo pondera alrededor de 3dB por sobre el sonómetro, lo que significa que el error habría sido mínimo con un valor de corrección Δ igual a -12.65dB.

5.5. Conclusiones y Recomendaciones.

El Prototipo cumple con todas las etapas de un sistema de adquisición de datos y sirvió como una primera aproximación a un sistema operacional, ya que al poner a prueba un prototipo específico no solo ayuda a evaluarlo sino también ayuda a entender que decisiones fueron correctas y cuáles no, al momento de entrar en la etapa de diseño, e incluso la de evaluación.

En cuanto a la cuantificación del rendimiento, los experimentos no se lograron realizar en la precisión y condiciones más controladas de laboratorio, condiciones que exigen las pruebas de estos sistemas de medición acústica en la norma IEC 61672-1. Sin embargo los ensayos nos brindan datos importantes sobre las capacidades y limitaciones del sistema diseñado. Por un lado se pudo comprobar muchas de las características de funcionamiento de las partes utilizadas, se comprobó el rango dinámico, la linealidad de las diferentes etapas y con esto se obtuvo datos importantes para diseñar mejoras. Además los ensayos realizados indican que el sistema de medición acústica es confiable para algunas de las tareas a las que se deseaba enfocar su diseño, como la de realizar mediciones de reconocimiento y monitoreo continuo a través de un sistema de muy bajo costo, esto mientras que se optimiza el flujo de datos. Se comprobó una zona lineal de funcionamiento con respecto a la presión y que se puede calibrar para entregar datos algo imprecisos, comparado con sistemas de alta calidad, pero útiles para las aplicaciones mencionadas.

Dentro de las debilidades del sistema, se encontró que el uso de filtros analógicos para el análisis de espectro es complicado. Ya que la superposición de los filtros genera un resultado difícil calibrar al momento de ponderar el espectro completo, lo que puede generar errores considerables y que están estrictamente ligados al contenido espectral de la señal de entrada.

En la práctica se pudo realizar un sin número de modificaciones y mejoras, como extender el rango dinámico agregando más analizadores, utilizar entradas analógicas de mayor resolución, o hasta transformar todo el sistema en una interface analógica/digital de manera que, usando un micro controlador más poderoso, se digitalice con precisión la señal eléctrica del transductor. Así se podría hacer el análisis de espectro, ponderación de filtros y la cuantificación de la amplitud de forma digital, cualquiera que sea el caso, este proyecto brinda buenas bases teóricas para dicho desarrollo de nuevos prototipos.

Como principales recomendaciones para un proyecto a corto plazo sería implementar el dispositivo descrito en la sección 2.4. Este consta de una etapa de acondicionamiento de la señal muy similar a la implementada con el CI analizador de espectro. La diferencia radica en utilizar un tipo de rectificador de voltaje que funciona para la señal en todo su espectro. Con esto eliminamos los filtros pasa bandas, y se tendría que aplicar un filtro de ponderación analógico después del pre amplificador. Con esto no se podría obtener ningún tipo de información espectral a partir de la medición del micro controlador, pero a partir de las observaciones realizadas en este proyecto, se esperaría dicho sistema pueda funcionar con muy buena precisión calculando el nivel total y su respuesta en bajas frecuencias estaría limitada tan solo por el transductor.

A largo plazo la recomendación sería investigar las capacidades de nuevos, más poderosos y menos costosos micro controladores. La nueva tecnología se presenta al mercado continuamente y nos dará las herramientas para diseñar un sistema cada vez más eficiente y preciso. La tecnología está en un punto de quiebre en cuanto al diseño de este dispositivo, el cual en el futuro tendrá la capacidad de procesamiento y transmisión para que mediante un dispositivo muy pequeño se pueda digitalizar, procesar y transmitir un volumen eficaz de información desde la unidad de medición.

Con esto solo bastaría contar con los medios de investigación, como laboratorios de electrónica y acústica que tengan las características necesarias para llevar el desarrollo de estos sistemas de forma precisa. La tecnología está abriendo las posibilidades de computarizar cualquier clase de proyecto o sistema, las únicas limitaciones son el tiempo en el que se hace disponible y la infraestructura disponible para experimentar con ella. Mi recomendación a la Universidad de las Américas es que fortalezca estos ámbitos a medida que se presenta la oportunidad, ya que a su vez esto permitirá desarrollar sistemas cada vez más complejos y avanzados. Los mismos que quizás algún día sean la solución implementada y creativa de un problema práctico en el país, como el de cuantificar el ruido de nuestras ciudades.

Referencias.

- Arduino.cc (s.f.). "Información de productos, Arduino UNO" recuperado el 17 de octubre del 2013 <http://arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno>
- Burr, M. (2013). "Embedded Systems Glossary" recuperado el 4 de octubre del 2013 de www.barrgroup.com/embedded-systems/glossary
- Comisión Electrotécnica Internacional. (2005). Norma Internacional IEC 61672. GINEBRA, Suiza.
- FCEIA (s.f.). "*Niveles Sonoros*, Federico Miyara" recuperado el 17 de junio del 2014 de <http://www.fceia.unr.edu.ar/acustica/biblio/niveles.htm>
- Fraden, Jacob (2010). *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications*. Springer.
- Gerges,S. y Arenas, J. (2004). *Fundamentos de Control de Vibraciones*. Florianópolis, Brasil. NR Editora.
- Miyara, F. (2004). *Acústica y Sistemas de Sonido*. Bogotá, Colombia. Fundación Decibel.
- Sengpiel, E. (2013). "*More often it's not about music, but about noise and noise level*" recuperado el 24 de octubre del 2013 de www.sengpielaudio.com/calculator-levelchange.htm
- Young, S. (2001). *Computerized Data Acquisition and Analysis for the Life Sciences*. Cambridge, United Kingdom. Cambridge University Press.

ANEXOS

Band-pass filter for spectrum analyzer

BA3834S / BA3834F

The BA3834S and BA3834F are 7-band, band-pass filter ICs that use microprocessor time division to produce serial output for spectrum analyzer displays. To minimize the number of attached components required and enable compact and reliable designs, all of the capacitors for the filters are on the chip.

Applications

CD radio cassette players, mini-component stereo systems, car stereos

Features

- 1) Seven band-pass filter elements for spectrum analyzer displays.
- 2) High-speed readout (output response time: 5 μ sec. Typ.).
- 3) Discharge time constant circuit for each band is on the chip.
- 4) Differential input amplifier rejects common-mode noise.
- 5) Single 5V power supply.

Absolute maximum ratings (Ta = 25 C)

Parameter	Symbol	Limits	Unit
Power supply voltage	V _{CC}	7	V
Power dissipation	BA3834S	600*1	mW
	BA3834F	450*2	
Operating temperature	T _{opr}	-25~+75	°C
Storage temperature	T _{stg}	-55~+125	°C

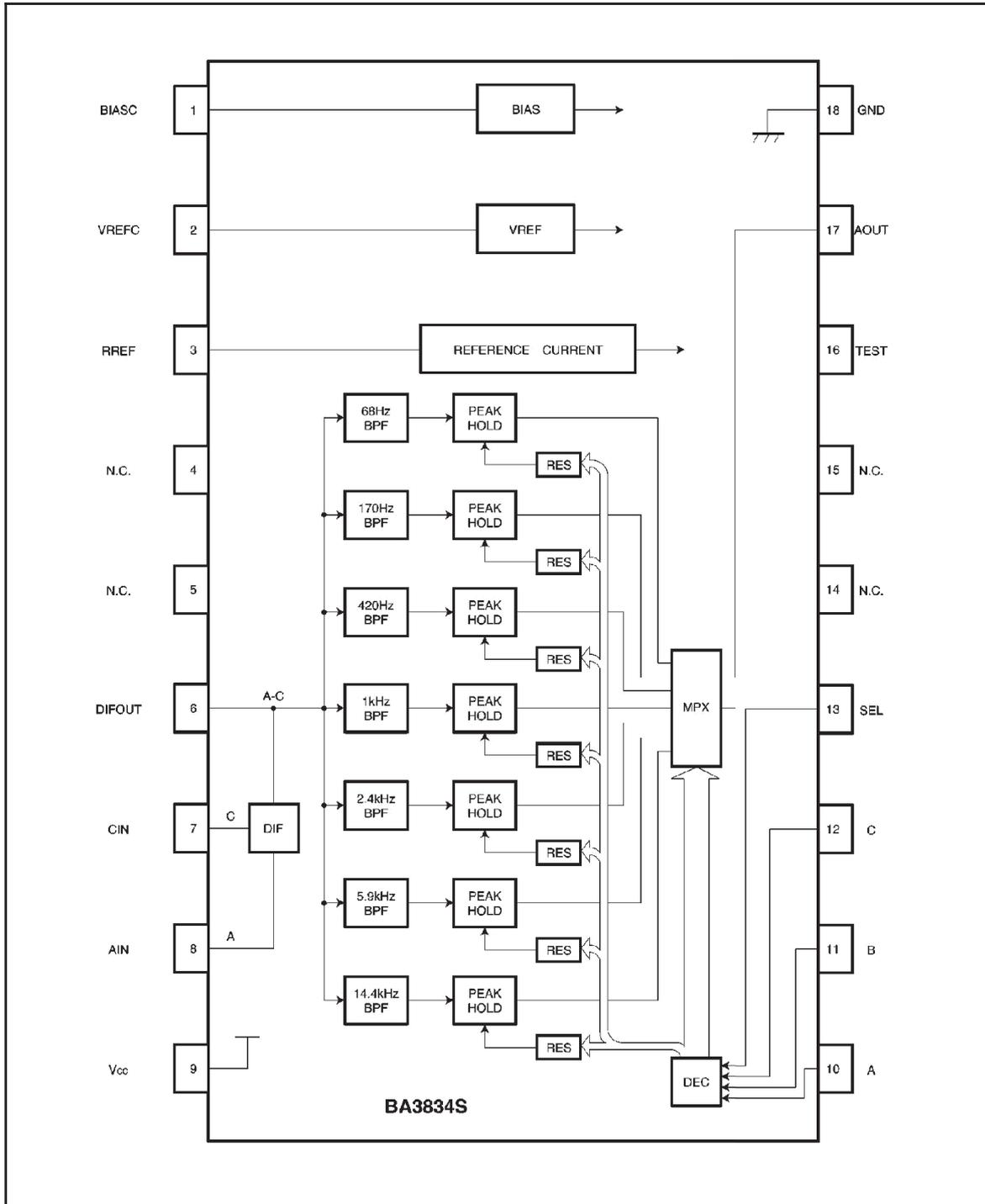
*1 Reduced by 6mW for each increase in Ta of 1°C over 25°C.

*2 Reduced by 4.5mW for each increase in Ta of 1°C over 25°C.

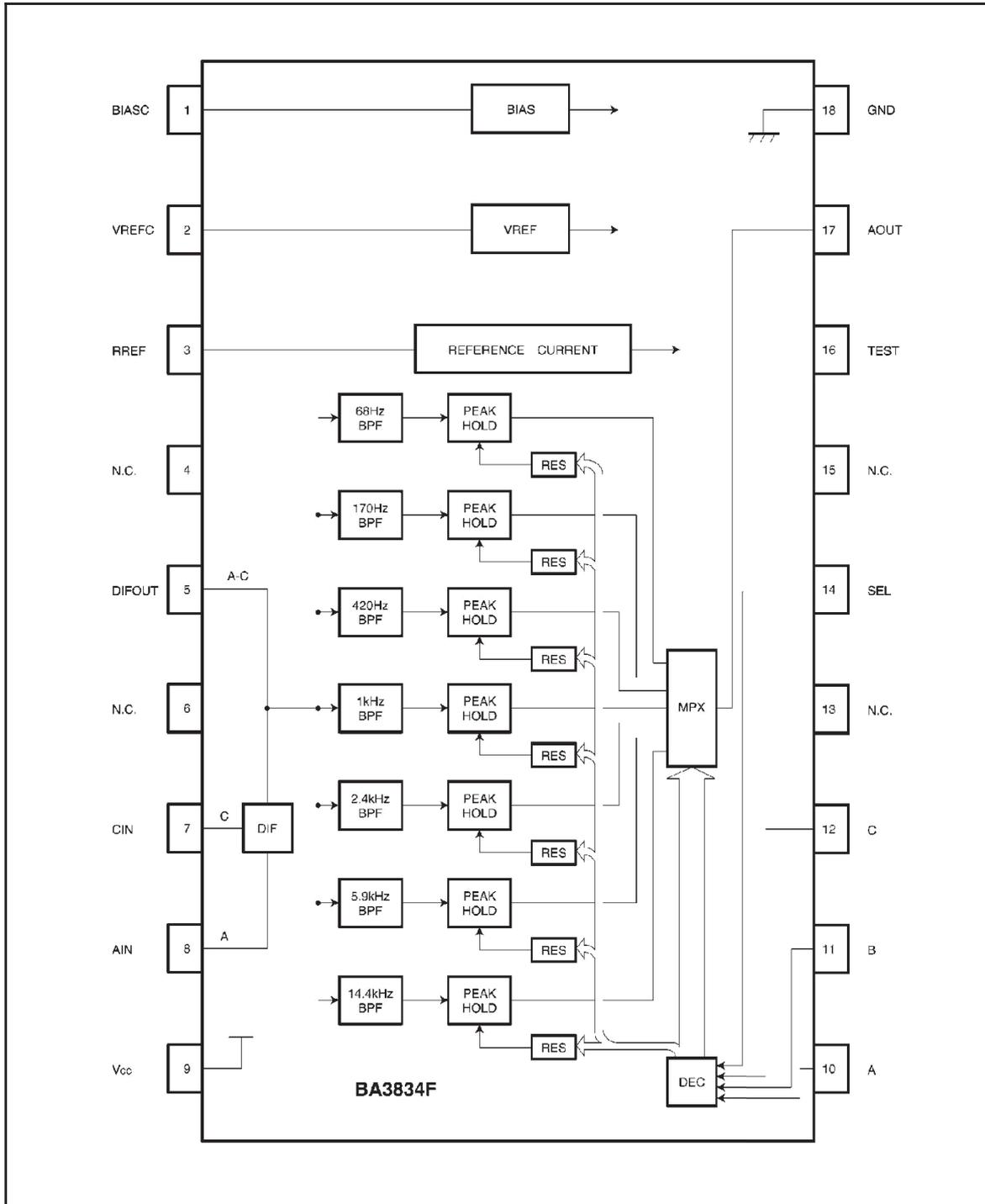
Recommended operating conditions (Ta = 25 C)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Power supply voltage	V _{CC}	4.5	5.0	6.5	V

Block diagram 1 (BA3834S)



Block diagram 2 (BA3834F)



Electrical characteristics (unless otherwise noted, $T_a = 25\text{ C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = 10\text{M}\Omega$, $V_{AIN} = 30\text{dBV}$ and $SEL = 1$)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
Circuit current	I_{CC}	—	10	15	mA	$V_{AIN}=0\text{V}$, A, B, C, SEL=0
Maximum output level	V_{OM}	4.0	4.8	—	V	$V_{AIN}=-14\text{dBV}$, Measured at each output
Output offset voltage	V_{OS}	—	30	150	mV	$V_{AIN}=0\text{V}$, SEL=0/1, Measured at each output (cycle time: $T_s=50\text{ms}$)
Standard output level 1	V_{O1}	0.65	1.35	1.70	V	$f_{IN}=68\text{Hz}$, A=0, B=0, C=1
Standard output level 2	V_{O2}	0.65	1.35	1.70	V	$f_{IN}=170\text{Hz}$, A=0, B=1, C=0
Standard output level 3	V_{O3}	0.65	1.35	1.70	V	$f_{IN}=420\text{Hz}$, A=0, B=1, C=1
Standard output level 4	V_{O4}	0.65	1.35	1.70	V	$f_{IN}=1\text{kHz}$, A=1, B=0, C=0
Standard output level 5	V_{O5}	0.65	1.35	1.70	V	$f_{IN}=2.4\text{kHz}$, A=1, B=0, C=1
Standard output level 6	V_{O6}	0.65	1.35	1.70	V	$f_{IN}=5.9\text{kHz}$, A=1, B=1, C=0
Standard output level 7	V_{O7}	0.65	1.35	1.70	V	$f_{IN}=14.4\text{kHz}$, A=1, B=1, C=1
Input impedance	R_{IN}	80	100	120	k Ω	$f_{IN}=1\text{kHz}$
Common-mode rejection ratio	CMRR	25	50	—	dB	$f_{IN}=1\text{kHz}$, $V_{AIN}=V_{CIN}$
Logic input high level	V_{IH}	2.5	5.0	—	V	
Logic input low level	V_{IL}	—	0	0.5	V	Not applicable in the when item 3 of the operation notes applies.
Output response time*1	T_O	—	5	10	μs	
Discharge level	DL	—	3	—	dB	Reset pulse width $T_R = 10\text{ }\mu\text{s}$ (Typ.)*2

The measurement circuit is given in Fig. 1.

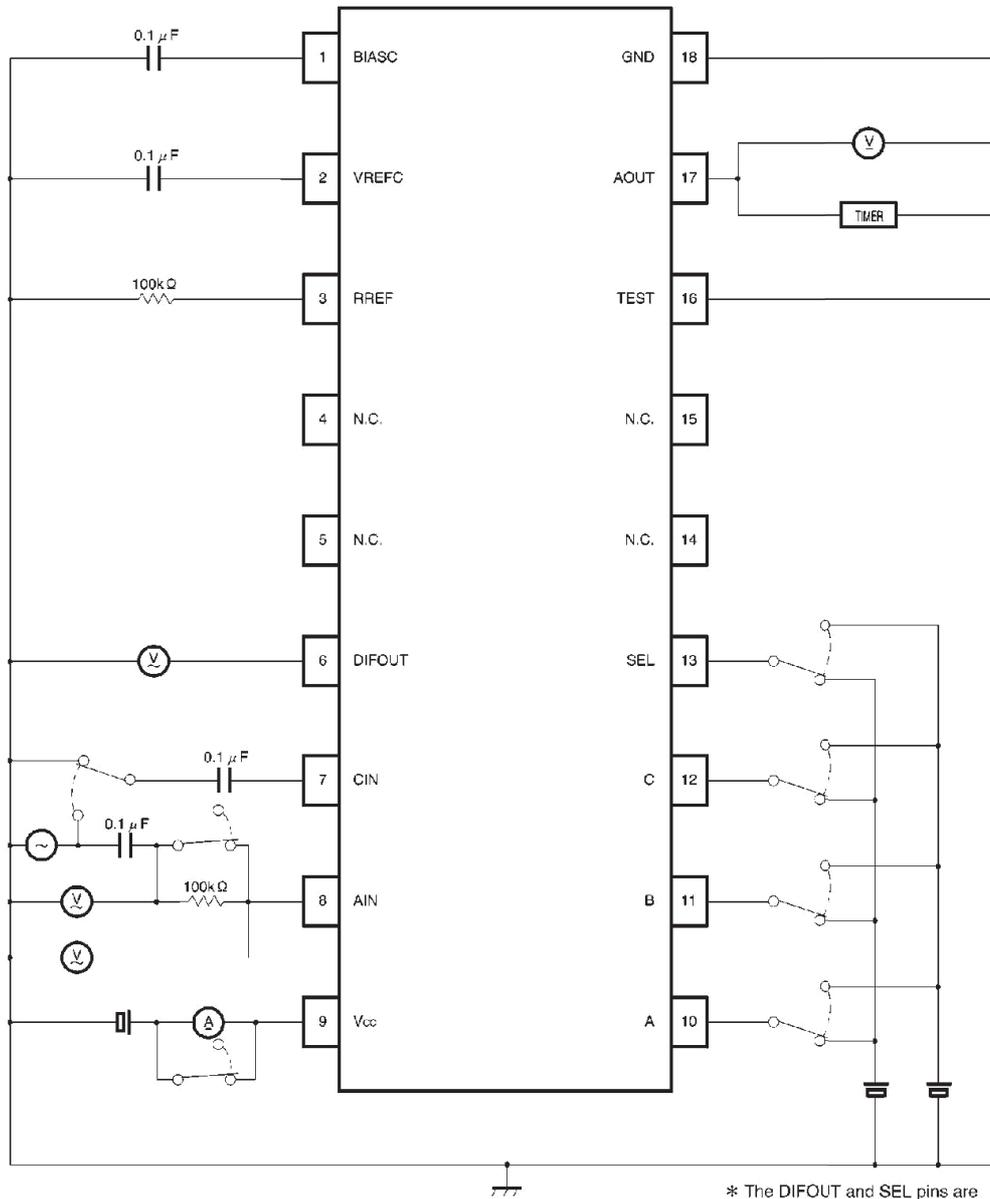
*1 The time from the rise of A, B, C or SEL until the rise of AOUT (90% of peak). If the output selection time is less than this, the output value is not guaranteed and the reset pulse is not generated.

*2 Automatically generated internally based on the output select signal. For the duration that this signal is "H", a resistor is connected to the peak hold capacitor, and the output level drops by -3dB (Typ.) for one pulse.

*3 The Q of the bandpass filter is 3.5 for f_{O1} to f_{O6} , and 2.5 for f_{O7} .

©Not designed for radiation resistance.

Measurement circuit (BA3834S)



* The DIFOUT and SEL pins are different for the BA3834F.

Fig. 1

Output select logic table

S E L	A	B	C	AOUT
0	X	X	X	GND
1	0	0	0	GND
1	0	0	1	68Hz
1	0	1	0	170Hz
1	0	1	1	420Hz
1	1	0	0	1kHz
1	1	0	1	2.4kHz
1	1	1	0	5.9kHz
1	1	1	1	14.4kHz

X: Don't Care.

Timing chart

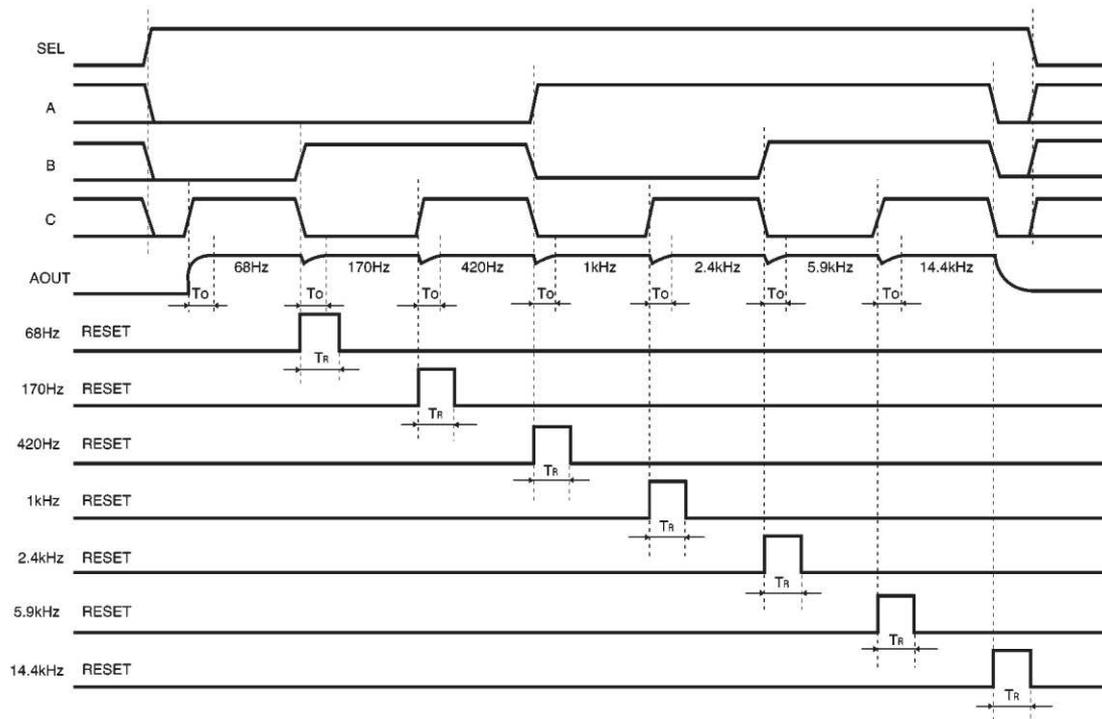
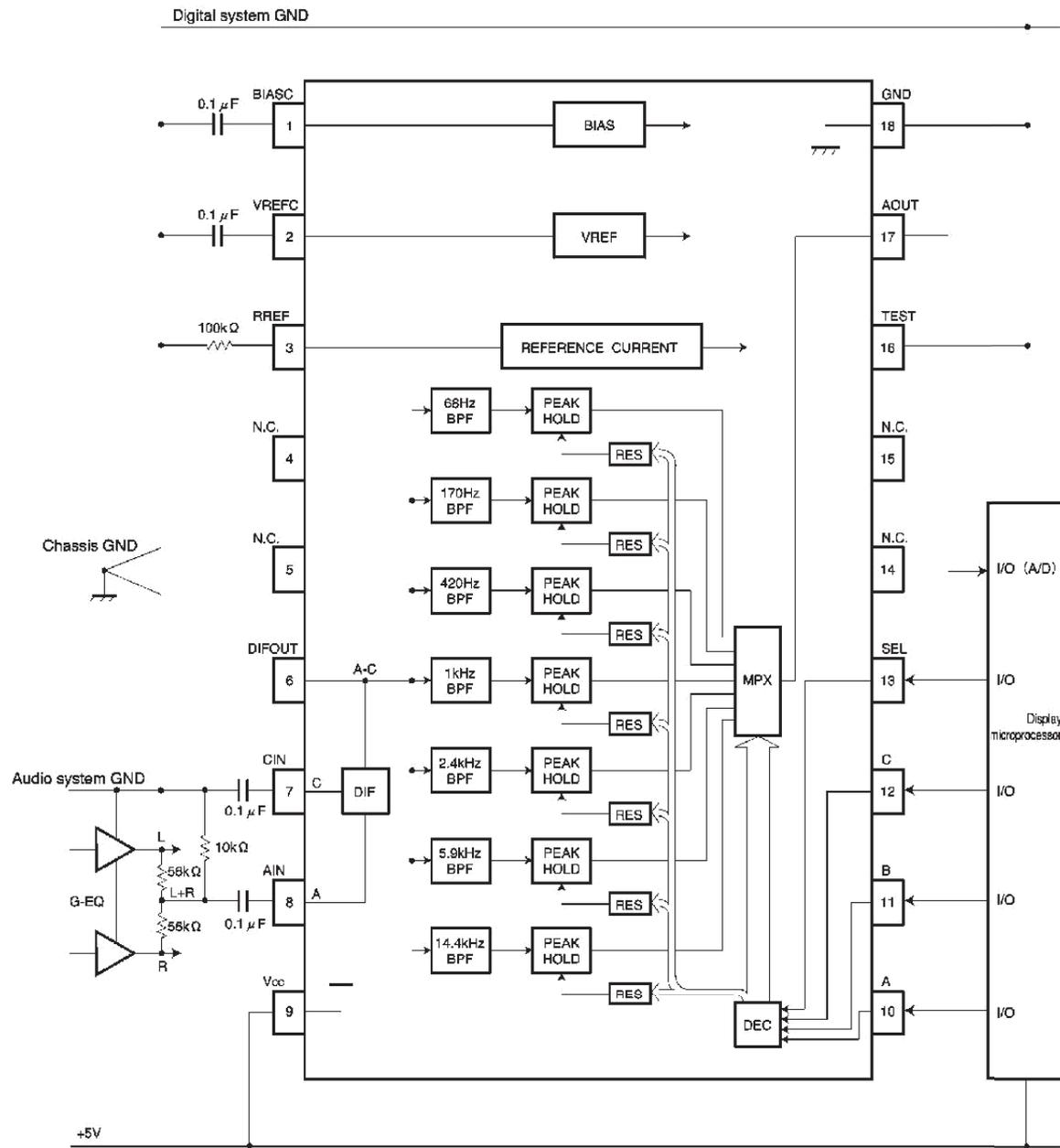


Fig. 2

Application example (BA3834S)



* The DIFOUT and SEL pins are different for the BA3834F.

Fig. 3

Operation notes

(1) Frequency characteristics

The frequency characteristics of this IC are determined by the resistor connected between the R_{REF} terminal and GND. For the specification conditions, the value of this resistor is 100kΩ. If it is necessary to set the frequency characteristics accurately, use a variable resistor (note: all bands will shift together).

(2) Load characteristics

To convert the bias sense output signal to the GND sense signal, the IC performs a V/I conversion, and then an I/V conversion using a 10kΩ resistor (Typ.) for the output.

Therefore, if the load circuit connected to the AOOUT pin has a MOS structure there is no problem (eg. microprocessor input port), but if the connected circuit has a low input impedance, it may cause the output level to drop.

(3) External resistor for the control pin

When using a common port for the output select control and FL drive, you must add a diode and resistor as shown in Fig. 4 to prevent the FL drive ^aL° voltage from destroying the IC.

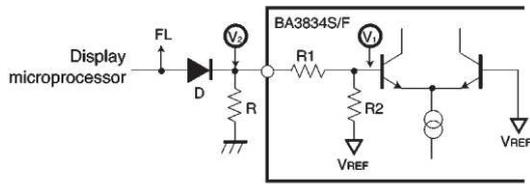


Fig. 4

In this case, the ^aL° voltage applied to the internal comparator input terminal V₁ is given by:

$$V_1 = \frac{R_1 R}{R_1 R_2 R} V_{REF}$$

To maintain a noise margin of at least 2.5V with respect to the comparator threshold level V_{REF}, the representative values for V_{REF}, R₁ and R₂ are 1.5V, 20kΩ, and 10kΩ respectively. This gives:

$$\frac{20k\Omega}{20k\Omega \cdot 10k\Omega} R = 1.5V \cdot 0.25V \cdot 1.5V$$

And from this, the following condition is obtained:

$$R \geq 30k\Omega$$

In this case, the ^aL° level voltage V₂ for the IC will be:

$$V_2 \geq 0.75V$$

(4) Recommended operating ranges

Provided that the IC is operated within the recommended operating conditions and the recommended temperature range, the basic circuit functions are guaranteed. Within these ranges, ratings for electrical characteristics for conditions other than those stipulated cannot be guaranteed, but the inherent function of the bandpass filter will be maintained.

(5) Application example

Provided the recommended circuit constants are used, the application example should function correctly. However, we recommend that you confirm the characteristics of the circuits in actual use and pay due attention to the cautionary notes given below.

If you change the circuit constants, check both the static and transient characteristics of the circuit, and allow sufficient margin to accommodate variations between both ICs and external components. Note, also, that Rohm has not been able to conduct a sufficient study into patent rights.

(6) Output offset voltage

The relationship between the output offset voltage and the output selection cycle (cycle time) for this IC is shown in Fig.5. The maximum output offset voltage of 150mV that is given in the electrical characteristics table is under the condition that $T_s = 200\text{msec}$. When T_s is greater than 50msec, the graph of the output offset voltage is a straight line at 150mV. When T_s is below 50msec, due to transient characteristics of the peak hold circuit, the graph is a line sloping downwards to the right. In other words, the shorter the cycle, the larger the output offset voltage.

Furthermore, the output offset voltage may shift due to soldering or other temperature stresses from the surroundings. Therefore, when setting the spectral analyzer light level, take into consideration the points given above and make sure that it does not light by mistake during quiescent periods. Use the chart below as a guide for this, and, if necessary, leave even a larger margin.

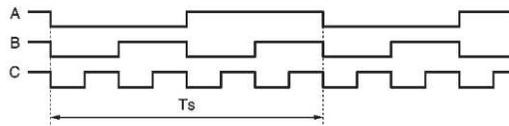
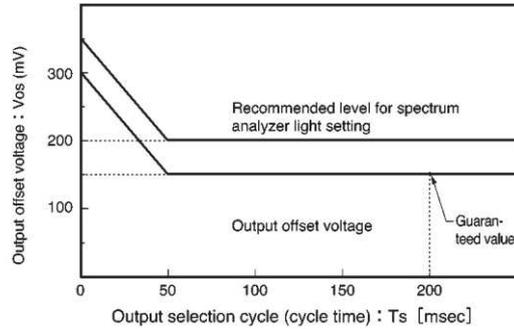


Fig. 5

Electrical characteristics curves

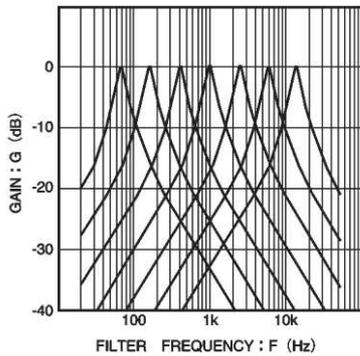


Fig. 6 BPF frequency characteristics

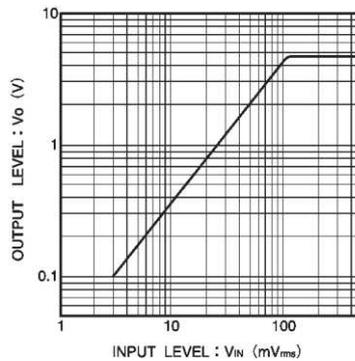
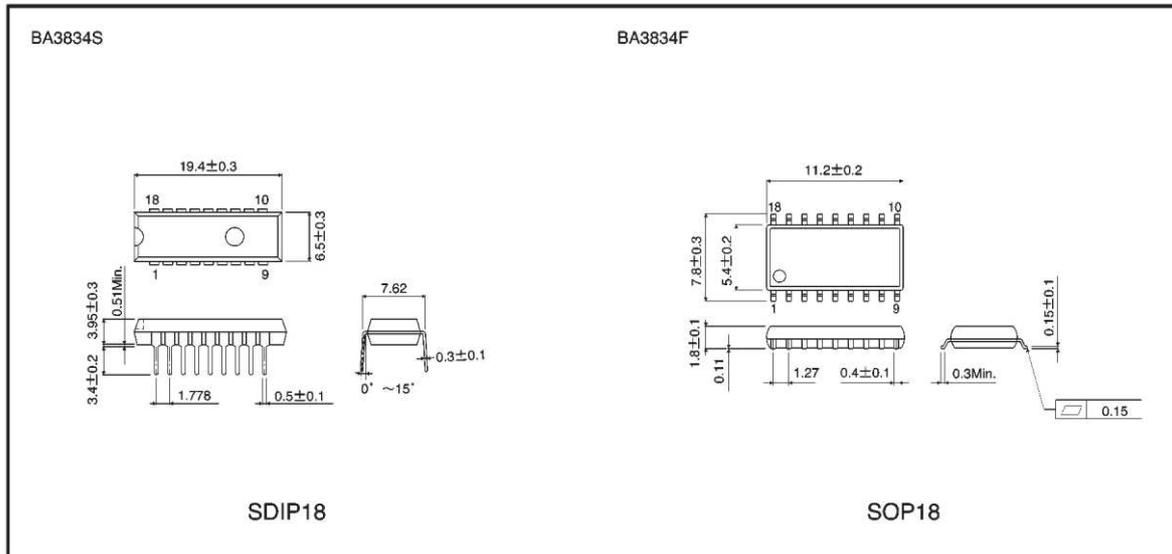


Fig. 7 Input level vs. output level

External dimensions (Units: mm)



ANEXO 2 – Algoritmo del micro controlador

pagina 1 de 3

```
#include <SPI.h> // needed for Arduino versions later than 0018
#include <Ethernet.h> // incluye la biblioteca de comandos de la tarjeta de red.
#include <EthernetUdp.h> // UDP library from: bjoern@cs.stanford.edu 12/30/2008

int spectrumAnalog=0; // declara las variables.
int SpectrumIn=2;
int Spectrum[7];
int to=10;
int SEL=8;
int A=5;
int B=6;
int C=7;
unsigned long time;
unsigned long ltime;
int rs = 200;
int dtime; // declara variable para tiempo transcurrido desde la medición anterior.

byte mac[] = { 0x90, 0xA2, 0xDA, 0x00, 0x19, 0x31 };
byte ip[] = {192,168,0,50};

unsigned int localPort = 826;

byte remotep[] = {192,168,0,100};
unsigned int remotePort = 61557;

EthernetUDP Udp;

void setup()
{

    Ethernet.begin(mac,ip);
    Udp.begin(localPort);

    Serial.begin(115200);

    pinMode(SEL, OUTPUT);
    pinMode(A, OUTPUT);
    pinMode(B, OUTPUT);
    pinMode(C, OUTPUT);
```

```
        analogReference(DEFAULT);
    }

void loop()
{

    time = millis();

    if (time - ltime >= rs)
    {
        dtime = time - ltime; // variable de control de tiempo o periodo de muestreo.
        ltime = millis();

        digitalWrite(SEL,HIGH);
        digitalWrite(A,LOW);
        digitalWrite(B,LOW);
        digitalWrite(C,LOW);

        delayMicroseconds(10);

        digitalWrite(C,HIGH); // 1
        delayMicroseconds(to);
        Spectrum[0] = analogRead(SpectrumIn); // Lectura para 68Hz

        digitalWrite(C,LOW);
        digitalWrite(B,HIGH);
        delayMicroseconds(to);
        Spectrum[1] = analogRead(SpectrumIn); // Lectura para 170Hz

        digitalWrite(C,HIGH);
        delayMicroseconds(to);
        Spectrum[2] = analogRead(SpectrumIn); // Lectura para 420Hz

        digitalWrite(B,LOW);
        digitalWrite(C,LOW);
        digitalWrite(A,HIGH);
        delayMicroseconds(to);
```

```
Spectrum[3] = analogRead(SpectrumIn); // Lectura para 1kHz

digitalWrite(C,HIGH); // 5
delayMicroseconds(to);
Spectrum[4] = analogRead(SpectrumIn); // Lectura para 2,4kHz

digitalWrite(C,LOW); // 6
digitalWrite(B,HIGH);
delayMicroseconds(to);
Spectrum[5] = analogRead(SpectrumIn); // Lectura para 5,9kHz

digitalWrite(C,HIGH); // 7
delayMicroseconds(to);
Spectrum[6] = analogRead(SpectrumIn); // Lectura para 14,4kHz

digitalWrite(A,LOW); // FIN
digitalWrite(B,LOW);
digitalWrite(C,LOW);

digitalWrite(SEL,LOW);

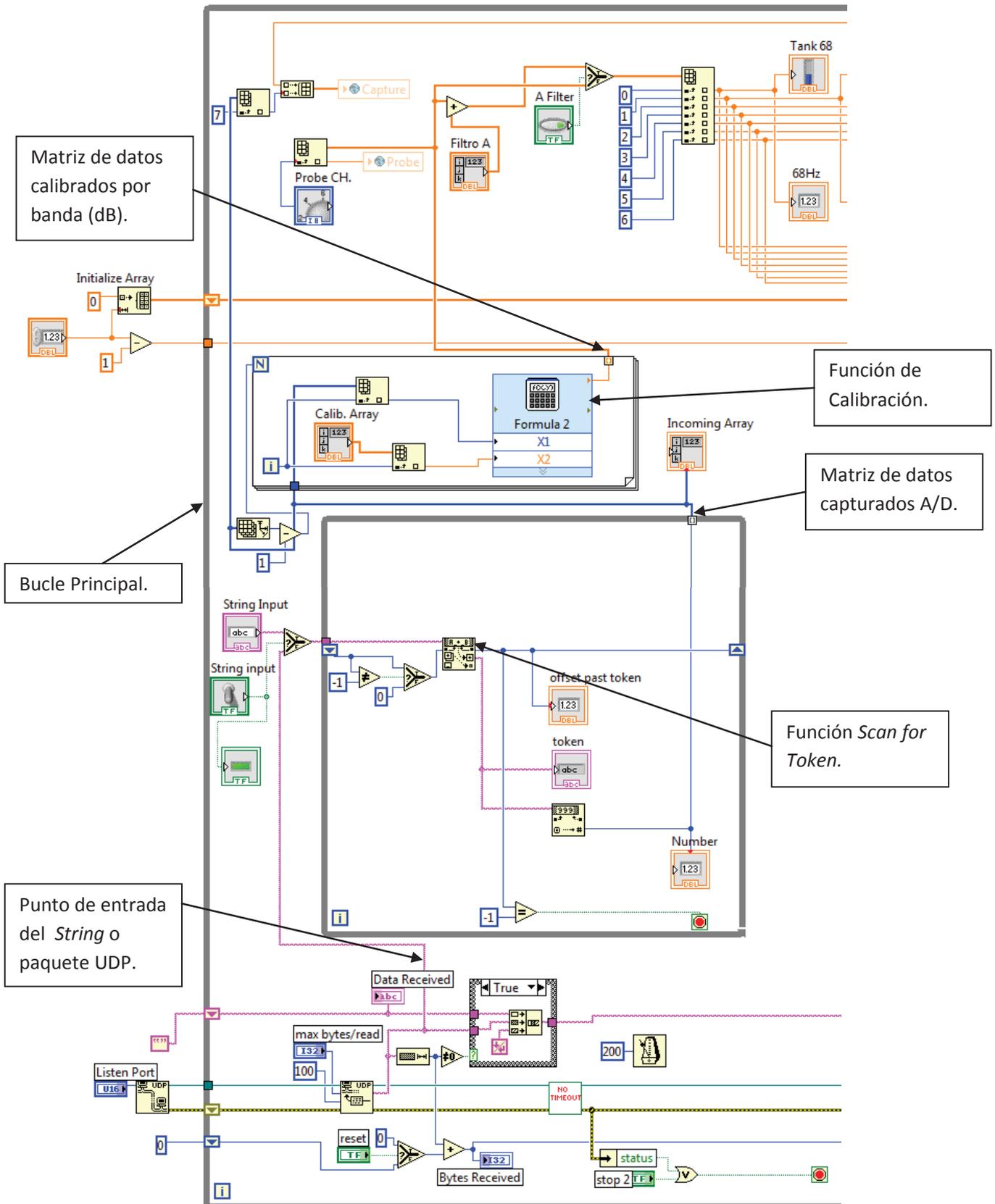
char buffer[80];
sprintf(buffer, "%d %d %d %d %d %d %d %d
%d",Spectrum[0],Spectrum[1],Spectrum[2],Spectrum[3],Spectrum[4],Spectrum[5],Spectrum[6],dti
me); // Cosntruir el "String" con los 8 datos a enviar.

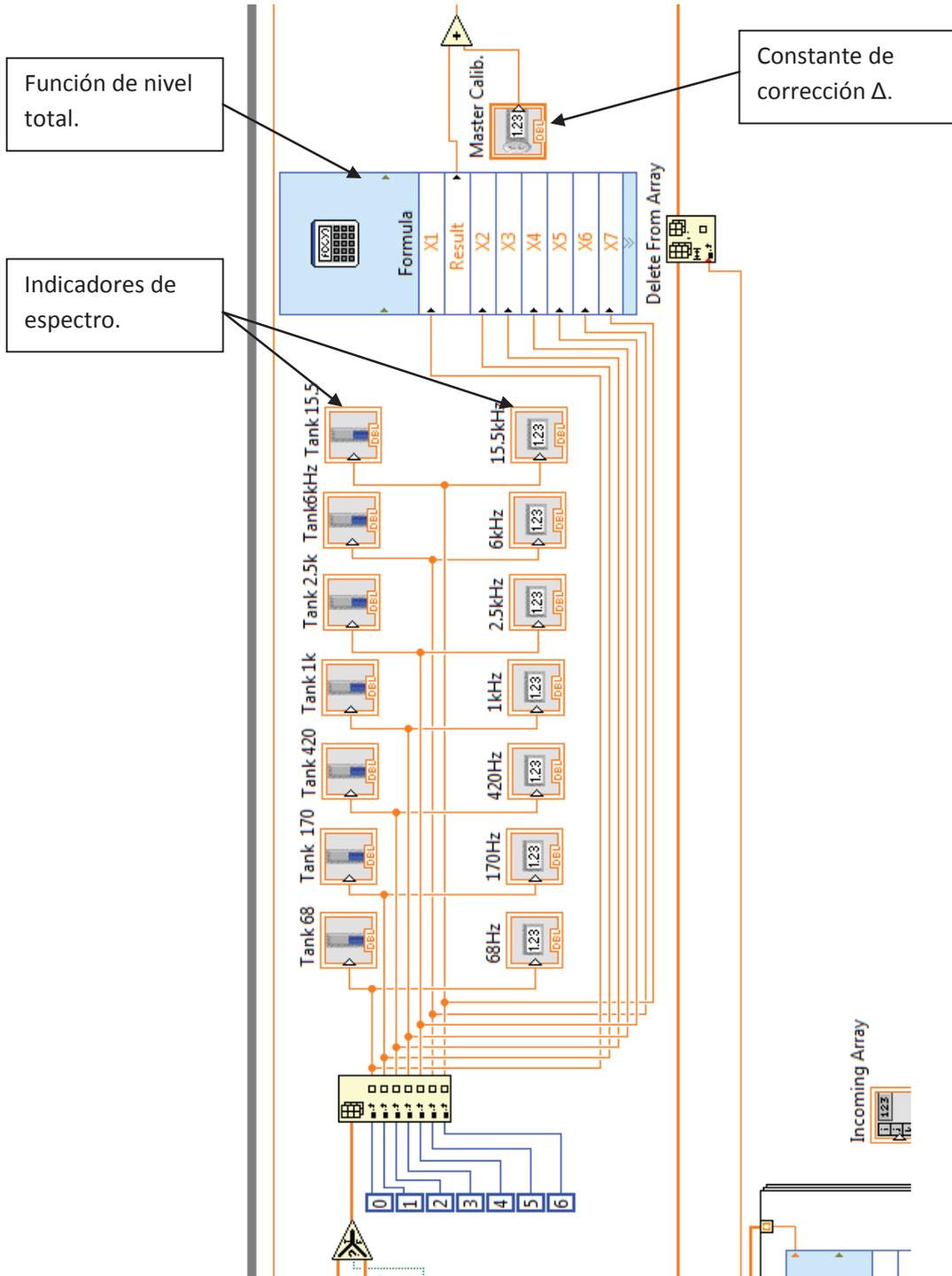
Serial.println(buffer); // Enviar copia de los datos al puerto USB serial
Serial.println(ltime);

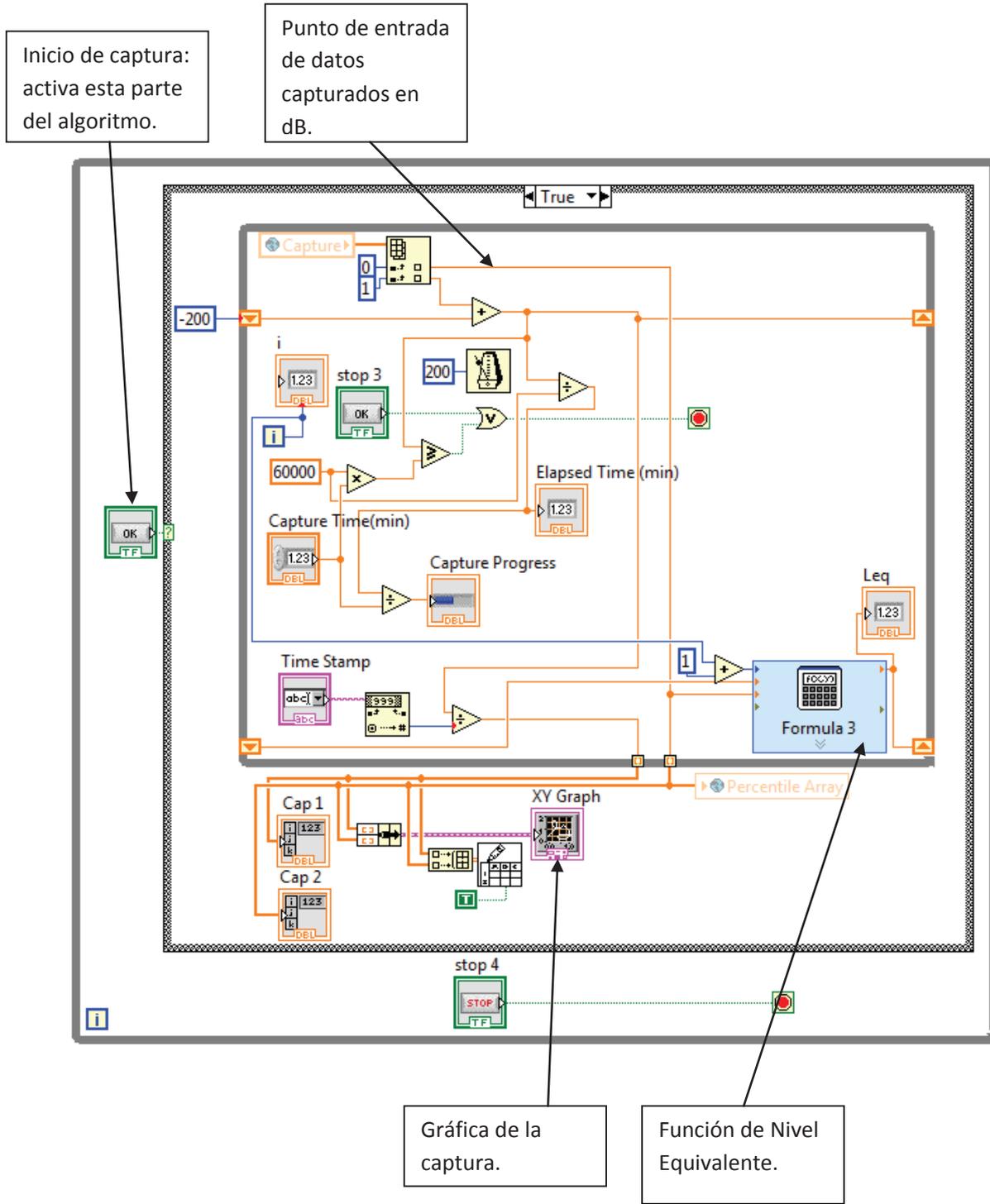
Udp.beginPacket(remotelp, 61557); // Enviar paquete de red
Udp.write(buffer);
Udp.endPacket();

}

}
```





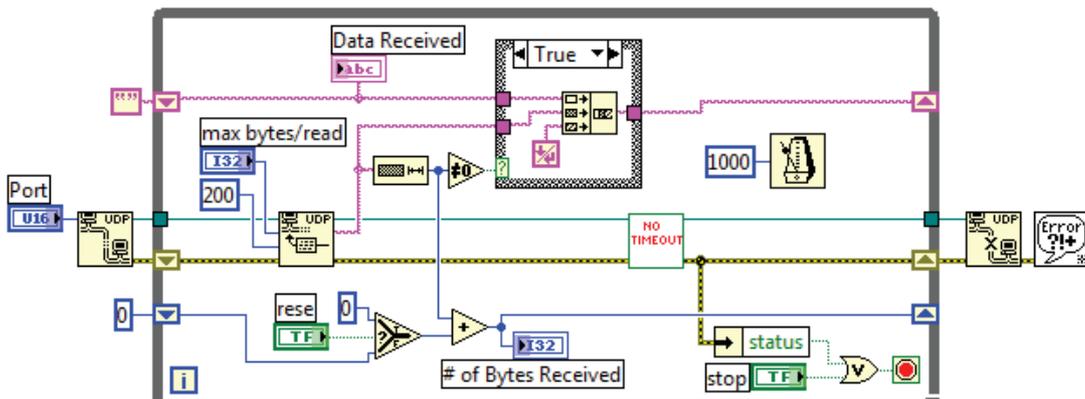
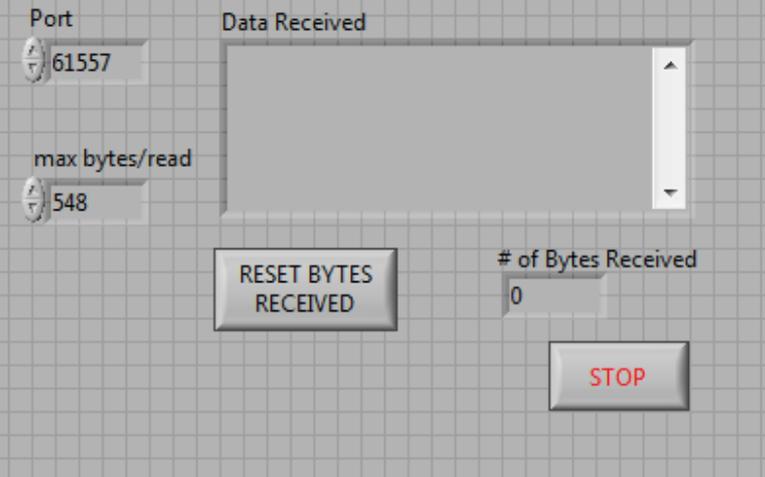


ANEXO 4 – Algoritmo receptor UDP LabView pagina 1 de 1

Instructions:

1. Open the UDP Sender.vi
2. Make sure the Port in this VI and the Remote Port in the UDP Sender.vi are the same.
3. Adjust the Max Bytes/Read in this VI.
4. Run this VI first.
5. Run the UDP Sender second.
6. Look at the data received and the number of bytes received.

Note: This VI is built to work with the UDP Sender.vi.



Open UDP port	Read data from the port.	Concatenate data received, and display it in the string indicator	Close UDP port
	Read number of bytes received and add them to the ones read in a previous iteration	If the UDP Read.vi times out, reset the error cluster so an error does not show	Check for errors