



UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA MATANZA

Departamento de Ingeniería e Investigaciones Tecnológicas

Ingeniería en Electrónica

Técnicas digitales III

Medidor de calidad ambiental (interior)

Integrantes: Behar Christian Ariel

Profesores: Lic. Carlos Maidana
Ing. Guillermo Buranits
Ing. Mauro Cipollone

2019

ÍNDICE

1	DESCRIPCIÓN GENERAL	1
2	INTRODUCCIÓN TEÓRICA.....	2
2.1	CO ₂ (DIÓXIDO DE CARBONO):.....	2
2.1.1	<i>Fuentes de origen</i>	2
2.1.2	<i>Efectos sobre la salud</i>	2
2.2	RUIDO (ACÚSTICA)	3
2.2.1	<i>Curvas de ponderación</i>	3
2.2.2	<i>Curva isofónica de Fletcher-Munson</i>	3
2.2.3	<i>Curva isofónica de Robinson-Dadson</i>	4
2.2.4	<i>Curvas de ponderación estandarizadas internacionalmente.....</i>	5
2.2.5	<i>Ponderación en el tiempo</i>	6
2.2.6	<i>Principales fuentes de emisión.....</i>	7
2.2.7	<i>Efectos en la salud</i>	7
2.3	TEMPERATURA	8
2.3.1	<i>Escalas de medición</i>	8
2.4	HUMEDAD RELATIVA	9
2.4.1	<i>Punto de rocío.....</i>	10
3	DESCRIPCIÓN TÉCNICA DEL PROYECTO	11
3.1	HARDWARE.....	11
3.1.1	<i>Diagrama en bloques.....</i>	11
3.1.2	<i>Esquemático</i>	12
3.1.2.1	Sensor de ruido	12
3.1.2.2	Sensor de CO ₂ (MH-Z19) [5]	22
3.1.2.3	Sensor de temperatura y humedad (HTU21D) [6]	26
3.1.2.4	Modem (Módulo GSM/GPRS Telit UL865) [7]	35
3.1.2.5	Display LCD 16x2	38
3.1.2.6	Microcontrolador (STM32F411VET) [9]	39
3.1.2.7	Placa STM32F411 Discovery [10]	40
3.1.2.8	Fuente de alimentación	43
3.1.3	<i>Circuito impreso.....</i>	44
3.1.4	<i>Fotos</i>	46
3.2	SOFTWARE.....	47
3.2.1	<i>Enumeración de rutinas.....</i>	47
3.2.2	<i>Descripción del funcionamiento de cada rutina</i>	48
3.3	SOFTWARE EN PC	58
4	MODO DE OPERACIÓN.....	60
5	ENSAYOS	61
6	CONCLUSIONES.....	73
7	PROYECTO FINALIZADO	77
8	REFERENCIAS	78
9	ANEXOS	80
9.1	ANEXO A: COMPARATIVA DE SENSORES PARA LA SELECCIÓN DE COMPONENTES.....	80
9.2	ANEXO B: NORMATIVA VIGENTE	81

1 Descripción general

La Organización Mundial de la Salud (O.M.S.) puso en marcha una campaña de concientización llamada “Respira Vida” y gracias a ello muchas personas están tomando conciencia que no sólo el aire exterior afecta a la salud, sino también el aire interior de oficinas, despachos, colegios, guarderías, etc. que es donde pasamos la mayor parte del tiempo. La contaminación del aire causa una décima parte del total mundial de defunciones y es la principal crisis sanitaria que afrontamos [1].

La O.M.S. informa que sus estadísticas reflejan que cada año, alrededor de 3 millones de muertes están vinculadas con la exposición a la contaminación atmosférica, y la contaminación del aire de interiores puede ser igual de mortífera. Se calcula que, en 2012, 6,5 millones de muertes (el 11,6% de la mortalidad mundial total) guardaban relación con la contaminación atmosférica o de interiores [1].

Conscientes de esto, se deben tomar medidas para controlar los niveles de contaminantes y poder exigir a los responsables de estos lugares que garanticen un aire saludable. Por lo expuesto el objetivo del presente proyecto, se encargará del monitoreo de distintas variables, que en su conjunto servirán de parámetro para asegurar una excelente calidad de aire interior y nivel de confort óptimo en ambientes cerrados.

Una de las posibles aplicaciones de este equipo en la actualidad, son las mediciones periódicas de calidad de aire interior y nivel de confort en ambientes laborales. Esto permiten ajustar la configuración de la climatización interior, para asegurar que la performance de los empleados no se vea comprometida por las condiciones ambientales de trabajo. Por lo que, en entornos laborales, se realizan las siguientes mediciones:

- Dióxido de carbono

La concentración de dióxido de carbono en interiores es considerada uno de los indicadores más importantes para saber si la calidad del aire de la sala es lo suficientemente buena.

- Sonido

Si el nivel de contaminación acústica es muy alto, se reduce la eficiencia del personal. Ya sea causado por maquinaria o por los propios colegas.

- Temperatura y humedad

La temperatura y humedad relativa del aire son importante al planificar, elegir y configurar sistemas de ventilación.

2 Introducción teórica

En este apartado se definirán en forma teórica los parámetros utilizados en el proyecto. Para tal fin, se asume que el lector tiene conocimientos de los fenómenos físicos básicos y de distintas magnitudes.

2.1 CO₂ (Dióxido de carbono):

El dióxido de carbono es un gas incoloro, inodoro y con un sabor ácido. Su estructura molecular está compuesta por un átomo de carbono unido a dos átomos de oxígeno. Su densidad es, aproximadamente, 1,5 veces más densa que la densidad del aire y se disuelve en agua en una proporción de un 0,9 de volumen del gas por volumen de agua, a 20 grados centígrados.

El dióxido de carbono ha estado siempre presente en la naturaleza y es imprescindible para su equilibrio, el cual se consigue a través del llamado ciclo de carbono, donde, durante un largo periodo de tiempo, se producen, en un proceso biogeoquímico, una serie de transformaciones del CO₂ esenciales para la regulación del clima y la vida de la tierra [2].

2.1.1 Fuentes de origen

El dióxido de carbono se produce de forma natural durante el llamado ciclo de carbono, donde, en primer lugar, se producen intercambios de CO₂ entre los seres vivos y la atmósfera. La retención del carbono se produce a través de la fotosíntesis de las plantas, y la emisión a la atmósfera a través de la respiración animal y vegetal. En segundo lugar, tenemos un ciclo biogeoquímico más extenso que el biológico y que regula la transferencia entre la atmósfera y los océanos y el suelo.

La formación de CO₂ antropogénico se debe en mayor medida a la combustión de combustibles fósiles y biomasa (petróleo, carbón, incendios, etc.), y la progresiva desaparición de los bosques encargados de asumir parte de ese CO₂, la emisión de dióxido de carbono junto con otros gases (como el metano, óxidos de nitrógeno, ozono y clorofluorocarburos) en los últimos años han aumentado de forma sustancial provocando un cambio en el equilibrio natural. Este aumento ha producido, de forma directa, el incremento de la temperatura global y la radicalización del efecto invernadero [2].

2.1.2 Efectos sobre la salud

Tener un nivel normal de CO₂ en los pulmones y en la sangre arterial (40 mmHg o cerca de 5.3% al nivel del mar) es imperativo para una salud normal. De no ser así, en grandes cantidades puede conllevar a destrucción pulmonar, discordancia de ventilación y

perfusión, e hipercapnia arterial causando mayor reducción de los niveles de oxígeno corporal [3].

Nivel de dióxido de carbono en PPM	Resultados en humanos
30.000	Tras exposición de 15 horas por 6 días, disminución de visión nocturna y sensibilidad al color.
33.000 a 54.000	Tras exposición de 15 minutos, profundidad aumentada de respiración.
65.000 a 75.000	Tras 20 minutos de exposición, disminuye el rendimiento mental.
70.000	Tas 70 minutos de exposición, irritabilidad, malestar y afecta al corazón.
75.000	Aparición de disnea (dificultad para respirar), aumento del pulso cardiaco, dolores de cabeza, mareos, sudor, fatiga, desorientación y distorsión visual.
>75.000	Tras una exposición breve puede generar daños en la retina, desarrollar fotofobia, movimientos oculares anormales, agrandamientos de puntos ciegos

Tabla 1. Niveles de peligrosidad del dióxido de carbono

2.2 Ruido (acústica)

Es un sonido sin sentido y razón alguna. Resulta desagradable e inoportuno en cualquier área en la que se le aplique. Es asociado a molestias generadas por efectos sonoros fuertes, excesivos o distorsionados. La unidad de medida de nivel de presión sonora es el Pascal [Pa].

2.2.1 Curvas de ponderación

La respuesta en frecuencia del oído humano no es plana y, además, varía significativamente con el nivel de presión sonora de escucha.

De modo de aproximar los analizadores acústicos a la respuesta del oído, se crearon las curvas de ponderación en frecuencia, las cuales representan la relación entre la frecuencia y la intensidad de los sonidos para que estos sean percibidos igual de fuertes por el oído.

2.2.2 Curva isofónica de Fletcher-Munson

Trazadas por Fletcher y Munson en 1930. Son el resultado de una investigación que experimentó con la relación de qué tan intensamente se perciben diferentes frecuencias a diferentes intensidades.

Del experimento se pudo concluir que nuestro oído está diseñado para percibir mejor las frecuencias medias que las altas o las bajas (los principios de las palabras y las vocales se ubican en este rango sonoro medio).

En las curvas se puede notar como al aumentar la intensidad, las ondas se van haciendo más planas. Esto resulta de la capacidad de nuestro tímpano para tensarse para protegerse de los volúmenes altos.

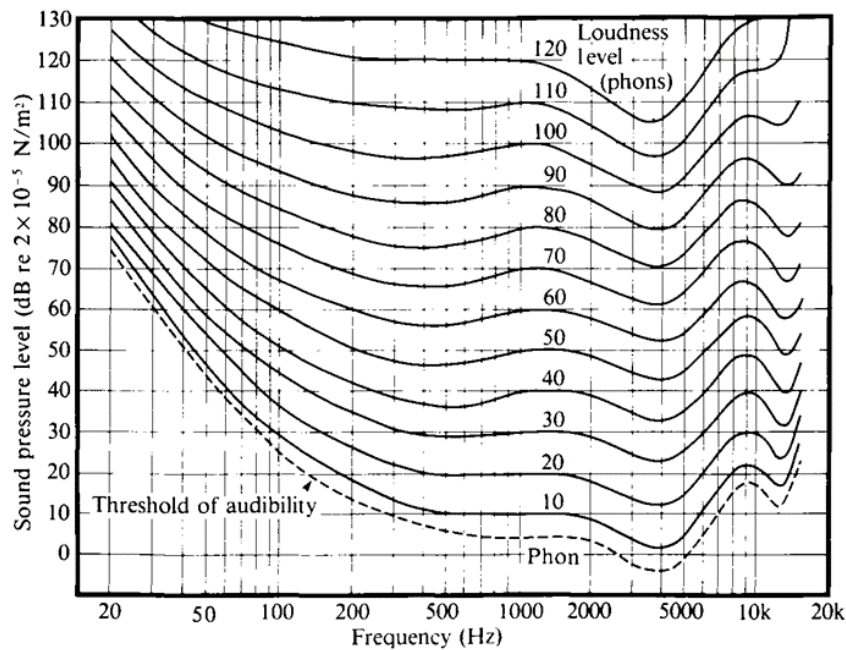


Figura 1 - Curva isofónica de Fletcher-Munson

2.2.3 Curva isofónica de Robinson-Dadson

Resultan de la revisión de las curvas previamente elaboradas por Fletcher y Munson por parte de Robinson y Dadson en 1956. Las curvas son ligeramente distintas según la potencia del sonido, de forma que se achatan al subir el nivel de presión sonora.

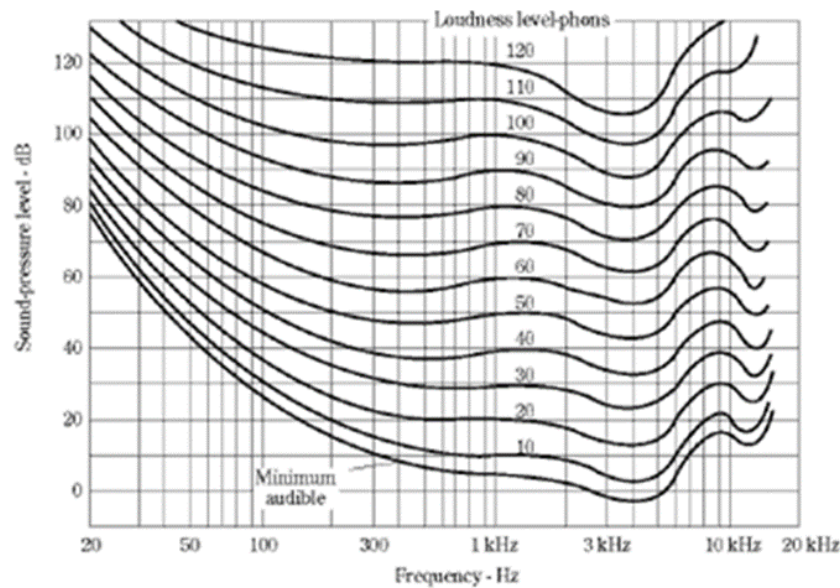


Figura 2 - Curva isofónica de Robinson-Dadson

2.2.4 Curvas de ponderación estandarizadas internacionalmente

Las curvas anteriores sólo son válidas para un campo sonoro directo, dado que no tienen en cuenta que no percibimos por igual los sonidos si provienen de diferentes direcciones.

Por esto, se crearon otras curvas entre las que podemos remarcar las curvas de ponderación A, C y Z, siendo las que a menudo suelen encontrarse en instrumentos de medición como sonómetros o dosímetros acústicos. Otras de las más utilizadas son las curvas B y D.

Bajo estas curvas se sintetizan los filtros electrónicos correspondientes para el ajuste del modo de medición.

Las medidas realizadas que aplican una determinada ponderación anexan la ponderación en cuestión junto a la unidad de medición. Por ejemplo, si hablamos de ponderación A, hablaremos de dBA como unidad de medición.

Explicaré brevemente algunas de las curvas más utilizadas (Ilustración 3) y qué tipo de mediciones son adecuadas con cada una de ellas.

- Curva de ponderación A: Es la estándar de las curvas de ponderación, siendo en la mayoría de los casos la exigida para legislar. Representa la atenuación que percibe el oído cuando soporta niveles de presión sonora bajos a las distintas frecuencias. Utilizada para establecer el nivel de contaminación acústica, ya que representa en mejor forma las frecuencias más sensibles del oído (500 a 6000 Hz.).

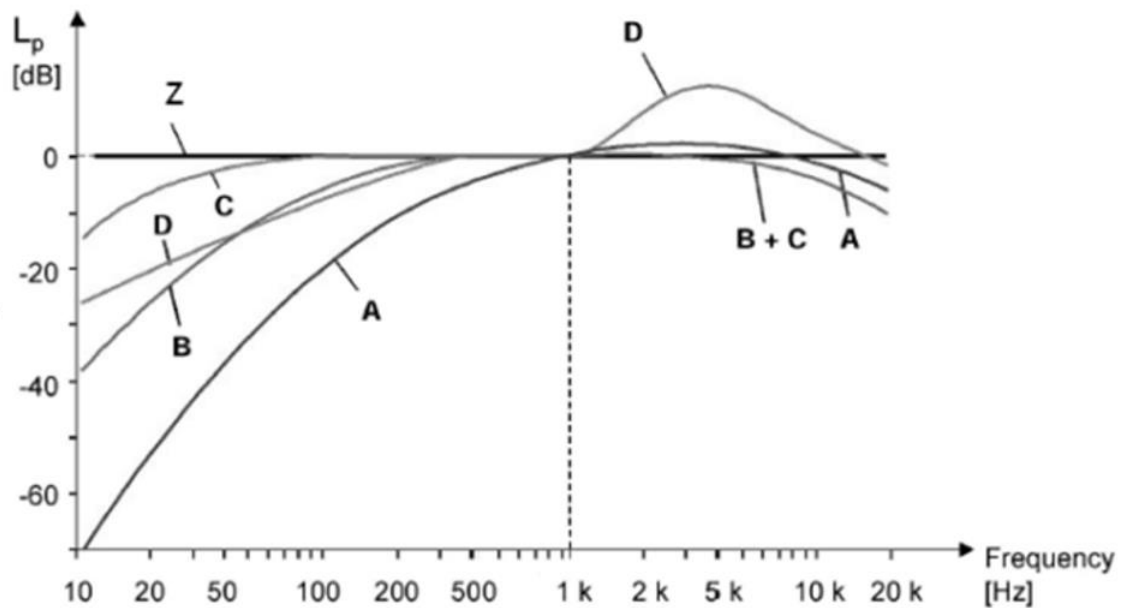


Figura 3 - Curvas de ponderación

- Curva de ponderación B: Similar a la curva A, excepto por una menor atenuación en frecuencias bajas. Resulta la mejor ponderación para utilizar en medidas de niveles de escucha musical.
- Curva de ponderación C: Utilizada para mediciones de sonidos de gran intensidad debido a su baja atenuación en el espectro audible. Utilizada en igual forma para medición de niveles de contaminación acústica.
- Curva de ponderación D: Resulta una ponderación especial para uso de muy altos niveles de presión acústica. Por ejemplo, los ruidos aeronáuticos.
- Curva de ponderación Z: A diferencia de las anteriores, no posee ningún tipo de filtro. Surgió para normalizar la respuesta plana de los sonómetros. Utilizada para la medición de ruidos tonales como los producidos por los armónicos.

2.2.5 Ponderación en el tiempo

Cabe destacar el hecho, de que la electrónica del instrumental suele permitir realizar una ponderación en el tiempo, refiriéndonos a la velocidad con que son tomadas las muestras en la medición.

Existen cuatro posiciones normalizadas:

- Lento (slow, S): Valor (promedio) eficaz de aproximadamente un segundo.
- Rápido (fast, F): Valor (promedio) eficaz por 125 ms. Son más efectivos ante las fluctuaciones.
- Por Impulso (impulse, I): Valor (promedio) eficaz 35 ms. Mide la respuesta del oído humano ante sonidos de corta duración.

- Por Pico (Peak, P): Valor de pico. Muy similar al anterior, pero distinto intervalo (entre 50 y 100 ms). Sirve para evaluar el riesgo de daños en el oído ante un impulso de muy corta duración, pero de gran intensidad.

2.2.6 Principales fuentes de emisión

Clasificadas en dos grandes grupos:

- Fuentes naturales: Propias de la naturaleza. Por ejemplo, por tormentas, erupciones volcánicas sonidos de animales, entre otros.
- Fuentes artificiales: La actividad humana genera el ruido. Entre algunos claros ejemplos podemos mencionar el ruido propio de la actividad en industrias, obras en construcción y el uso de los medios de transporte de todo tipo, siendo en las ciudades el tráfico rodado el mayor causante de ruido.

2.2.7 Efectos en la salud

La exposición al ruido ambiental es responsable de una variedad de efectos sobre la salud. Incluye un mayor riesgo de cardiopatía isquémica, trastornos del sueño, deterioro cognitivo entre los niños, molestias, riesgos para la salud mental relacionados con el estrés y tinnitus (fenómeno perceptivo que consiste en notar golpes o sonidos en el oído, que no proceden de ninguna fuente externa).

Si bien el tránsito vial es el problema más generalizado relacionado con el ruido, los niños que viven en áreas con un alto nivel de ruido como lo son aeropuertos, han retrasado las edades de lectura, bajaron los niveles de atención y concentran altos niveles de estrés.

La exposición constante a niveles altos de ruido (en la banda comprendida entre 75 dB y 125 dB) deteriora la capacidad auditiva del oído humano en forma temporal o permanente.

Decibeles	Tiempo tolerable de exposición
121	8 segundos
118	15 segundos
115	30 segundos
112	60 segundos
109	2 minutos
106	4 minutos
103	8 minutos
100	15 minutos
97	30 minutos
94	60 minutos
91	2 horas
88	4 horas
85	8 horas

Tabla 2. Niveles de peligrosidad de ruido

2.3 Temperatura

El concepto de temperatura surgió para dar idea de cuán caliente o frío está un cuerpo o entorno con mayor precisión, utilizando una escala numérica. La temperatura de un punto determinado de la Tierra depende del calor almacenado que, al mismo tiempo, depende de las salidas y entradas de calor por radiación solar y terrestre, respectivamente. El calor es energía. Cuando dos cuerpos están en contacto, el calor fluye desde el cuerpo de mayor temperatura o mayor energía al de menor temperatura o de menor energía. Entonces, el cuerpo más frío se calienta y el más caliente se enfría hasta que alcanzan el equilibrio térmico.

La materia está compuesta por átomos y moléculas que están continuamente en movimiento, es decir, tienen energía de movimiento, que se conoce como energía cinética. Los repetidos choques entre los átomos y moléculas transforman una parte de esa energía cinética en calor, cambiando así la temperatura del cuerpo.

Por lo tanto, la temperatura, más específicamente, es una magnitud física que expresa la velocidad con la que se mueven los átomos y las moléculas que componen la materia. Si es elevada indica una mayor energía cinética promedio de las moléculas, debido a que existen más choques entre ellas.

La temperatura atmosférica es el nivel de calor que posee el aire en un lugar y momento determinados y es uno de los elementos del clima. Cuando decimos que tenemos frío o calor, estamos sintiendo el efecto de la temperatura que tiene la atmósfera. Es por esto por lo que cuando se da información meteorológica se le da gran importancia a este elemento del clima. La temperatura del aire cambia entre el día y la noche, entre estaciones y entre ubicaciones geográficas.

En meteorología, las que se miden más frecuentemente son: temperatura del aire o ambiente en el instante de la medición, temperatura de punto de rocío o a la cual se alcanza el punto de saturación del aire, temperatura máxima registrada durante el día y la mínima registrada durante el día.

2.3.1 Escalas de medición

Existen varias escalas de medición y en todas se eligieron valores de referencia, los puntos de fusión del hielo puro y de ebullición del agua pura, a nivel del mar.

- Escala centígrada o Celsius: Es la escala más utilizada en el mundo. El valor cero (0 °C) se le atribuye a la temperatura a la que se funde el hielo cuando la presión es una atmósfera (a nivel del mar). El valor 100°C corresponde a la temperatura a la que el agua hierve. Esta escala se divide en cien partes iguales, cada una de esas cien partes representa el aumento en un grado de temperatura.

- Escala Fahrenheit: La temperatura de fusión del hielo es 32°F y el agua ebulle a los 212°F. Esta escala se divide en 180 partes iguales que corresponden cada una a un grado Fahrenheit. La relación entre la escala Celsius y la Fahrenheit viene dada por la siguiente expresión: $t(^{\circ}\text{F}) = 1,8t(^{\circ}\text{C}) + 32$, en la que $t(^{\circ}\text{F})$ representa el valor de la temperatura en la escala Fahrenheit y $t(^{\circ}\text{C})$ corresponde a la temperatura en la escala Celsius o Centígrada.
- Escala Réaumur: El cero de esta escala coincide con el cero de la escala en grados centígrados pero la temperatura de ebullición es 80° grados. La escala se subdivide en 80 partes iguales. Esta escala se usa más comúnmente en Francia y algunos otros países.
- Escala absoluta: Se ha demostrado que existe un límite mínimo de temperatura, por debajo de la cual no se puede bajar y ese límite se ha definido como -273,16°C, y es denominado el cero absoluto. El punto de fusión del hielo en esta escala es 273,16°K (Kelvin) y el punto de ebullición del agua es 373°K. Al dividir el intervalo que hay entre ambos valores en 100, se obtiene el kelvin, que corresponde a la unidad de medida de la temperatura en el Sistema Internacional. Se usa principalmente para experimentación y aplicaciones físicas. La conversión de grados Celsius a grados Kelvin se realiza con el uso de la relación $T = t_c + 273,16$. En la que T es la temperatura absoluta (o kelvin) y t_c es la temperatura en grados centígrados o Celsius.

2.4 Humedad relativa

La humedad misma simplemente se refiere a la cantidad de vapor de agua en el aire. Sin embargo, la cantidad total de vapor de agua que el aire puede contener varía con la temperatura y la presión. La humedad relativa toma en cuenta estos factores y ofrece una lectura de humedad que refleja la cantidad de vapor de agua en el aire como un porcentaje de la cantidad que el aire es capaz de retener. Por lo tanto, la humedad relativa realmente no es una medida de la cantidad de vapor de agua en el aire, sino una relación entre el contenido de vapor de agua-aire y su capacidad. Cuando usamos el término humedad en el presente informe y en la pantalla del dispositivo, se hace referencia a humedad relativa.

Es importante comprender que la humedad relativa cambia con la temperatura, la presión y el contenido de vapor de agua. Para una porción de aire con una capacidad de 10 g de vapor de agua que contiene 4 g de vapor de agua, la humedad relativa sería 40%. La adición de 2 g más de vapor de agua (para un total de 6 g) cambiaría la humedad a 60%. Si después esa misma porción de aire se calentara de tal modo que tuviera una capacidad de 20 g de vapor de agua, la humedad relativa bajaría a 30% aunque el contenido de vapor de agua no cambiaría.

2.4.1 Punto de rocío

El punto de rocío es la temperatura a la que el aire debe enfriarse para que ocurra la saturación (100% de humedad relativa), siempre que no haya ningún cambio en el contenido de vapor de agua. El punto de rocío es una medida importante usada para pronosticar la formación de rocío, escarcha y neblina. Si el punto de rocío y la temperatura están muy cerca al atardecer cuando el aire comienza a enfriarse, es muy probable que haya niebla durante la noche. El punto de rocío también es una buena indicación del contenido de vapor de agua real del aire, a diferencia de la humedad relativa, la cual toma en cuenta la temperatura del aire. Un punto de rocío alto indica un contenido de vapor de agua alto; un punto de rocío bajo indica un contenido de vapor de agua bajo. Además, un punto de rocío alto indica una mejor posibilidad de lluvia, tormentas severas y tornados.

También se puede usar el punto de rocío para pronosticar la temperatura mínima durante la noche. Siempre que no se anticipe ningún frente nuevo durante la noche y la humedad relativa vespertina sea mayor que o igual a 50%, el punto de rocío vespertino nos dará una buena idea de qué temperatura mínima esperar durante la noche, ya que el aire nunca puede ponerse más frío que el punto de rocío.

		HUMEDAD RELATIVA																
		20%	25%	30%	35%	40%	45%	50%	55%	60%	65%	70%	75%	80%	85%	90%	95%	100%
TEMPERATURA (°C)	40°	13	16	19	21	24	26	28										
	39°	13	15	18	20	23	25	27	28									
	38°	12	14	17	20	22	24	26	27									
	37°	11	13	16	19	21	23	25	26	28								
	36°	10	12	15	18	20	22	24	25	27	28							
	35°	9	11	15	17	19	21	23	24	26	27	28						
	34°	8	10	14	16	18	20	22	23	25	26	27	28					
	33°	7	10	13	15	17	19	21	22	24	25	26	27	28				
	32°	6	9	12	14	16	18	20	21	23	24	25	26	27	28			
	31°	5	8	11	13	15	17	19	20	22	23	24	25	26	27			
	30°	4	7	10	12	15	17	18	20	21	22	23	25	26	27	28		
	29°	4	6	9	11	14	16	17	19	20	21	22	24	25	26	27	28	
	28°	3	5	8	10	13	15	17	18	20	20	21	23	24	25	26	27	28
	27°	2	4	7	9	12	14	16	17	19	20	20	22	23	24	25	26	27
	26°	1	3	6	8	11	13	15	16	18	19	20	21	22	23	24	25	26
	25°	1	3	6	8	10	12	14	15	17	18	19	20	21	22	23	24	25
	24°	0	2	5	7	9	11	13	14	16	17	18	19	20	21	22	23	24
	23°	0	1	4	6	8	10	12	13	14	16	17	18	19	20	21	22	23
	22°	-1	1	3	5	7	9	11	12	13	15	16	17	18	19	20	21	22
	21°	-2	0	2	5	6	8	10	11	12	14	15	16	17	18	19	20	21
	20°	-3	-1	2	4	6	7	9	10	11	13	14	15	16	17	18	19	20

Tabla 3. Temperatura de rocío a presión atmosférica

La tabla 3 es muy sencilla de entender. Por ejemplo, supongamos un aire exterior con una temperatura ambiente de 25 °C y una humedad relativa del 65%. Según la tabla 3 le correspondería un punto de rocío de 18 °C, es decir, que para que se produzcan condensaciones de agua en ese aire su temperatura debería bajar hasta los 18 °C.

3 Descripción técnica del proyecto

3.1 Hardware

En el presente capítulo, se van a exponer los elementos del hardware del sistema. Partiendo de las especificaciones técnicas del diseño, se detallará el proceso de selección de cada componente, comentando diferentes soluciones analizadas, las motivaciones de cada selección y el cálculo del valor de los componentes necesarios.

3.1.1 Diagrama en bloques

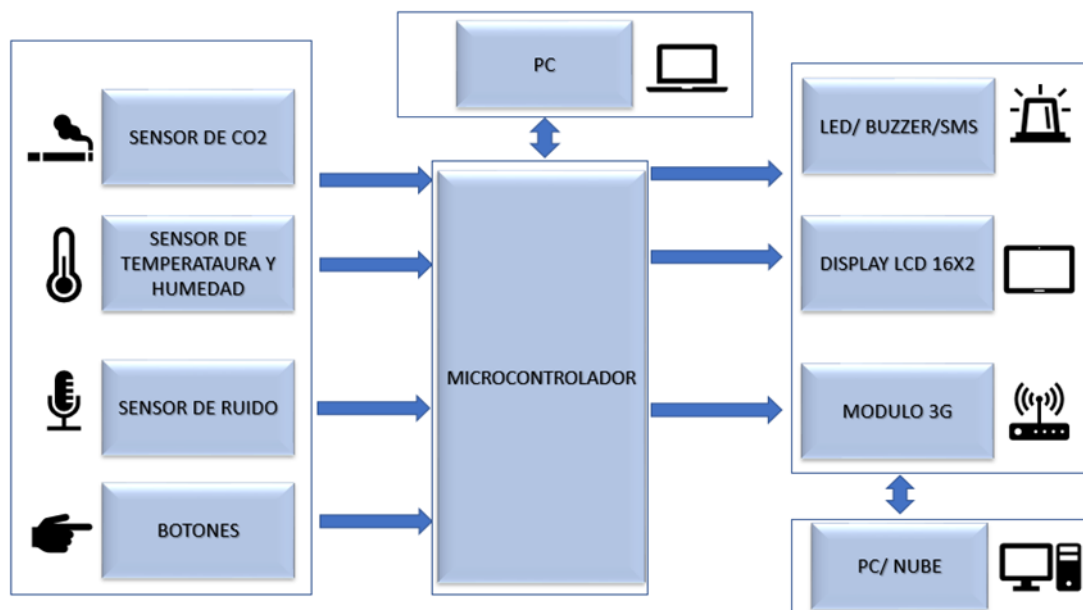


Figura 4 - Esquema general del sistema de calidad del aire (sin detalle del sensor de ruido)

En el diagrama se pueden observar los distintos bloques, los cuales en su conjunto conforman el sistema de monitoreo de calidad del aire. Los bloques compuestos por los sensores serán los encargados de realizar todas las mediciones externas. La interfaz con el usuario estará dada por los bloques de los pulsadores, leds o buzzers y el display LCD. El bloque de 3G se comunicará con el microcontrolador, con el fin de transmitir inalámbricamente los valores de las mediciones. El manejo de los periféricos y la lectura de los sensores mencionados anteriormente, se realizan mediante el uso de un microcontrolador.

Se hará un acceso en tiempo real a los datos del dispositivo, esto significa, que el usuario podrá observar los datos medidos sin tener la necesidad de encontrarse en el lugar físico, donde se encuentre alojado el equipo. Para esto, se hará uso de la plataforma

deviceWISE IoT de la empresa Telit, una nube donde se almacenarán todos los datos, mediante una administración basada en la web.

El desarrollo del bloque “sensor de ruido” del esquema general es representado de manera más detallada en la figura 5. En esta etapa, el instrumento transduce la onda sonora mediante un micrófono, luego se realiza la compensación en frecuencia, se rectifica e integra la señal y se produce una conversión logarítmica, por último, la señal ingresa al microcontrolador por medio de un conversor A/D. La curva de ponderación “A”, en la mayoría de los casos es la exigida para legislar como se mencionó en la sección anterior. Representa la atenuación que percibe el oído cuando soporta niveles de presión sonora bajos (menor a 55 dB) a las distintas frecuencias. Es por ello, que es utilizada para establecer el nivel de contaminación acústica, ya que representa en mejor forma las frecuencias más sensibles del oído (500 a 6000 Hz).

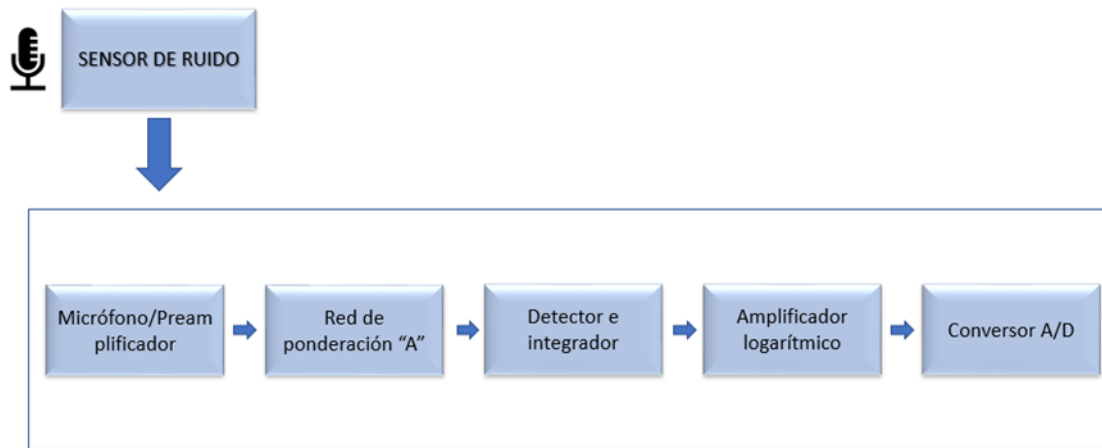


Figura 5 - Diagrama de bloques de la etapa de monitoreo del nivel de ruido

3.1.2 Esquemático

En las siguientes secciones se hará la descripción de forma separada y detallada de cada uno de los bloques que conforman el sistema. Se hará hincapié en detalles técnicos y conclusiones que se han llegado desde la práctica en sí.

3.1.2.1 Sensor de ruido

La figura 5 muestra en forma general, la representación de un diagrama de bloques genérico de un posible sonómetro. Para el respectivo diseño y desarrollo de esta etapa se toma como base las siguientes especificaciones:

- Filtrado según red de ponderación A
- Rango de frecuencias 20 Hz a 20000Hz
- Velocidad de integración: F (Fast)
- Resolución del convertidor A/D: 10 a 12 bits
- Rango dinámico aproximado 40 a 110 dB (ver figura 6 para más detalle)

Partiendo de estas premisas se abordó al diseño de cada una de las etapas.

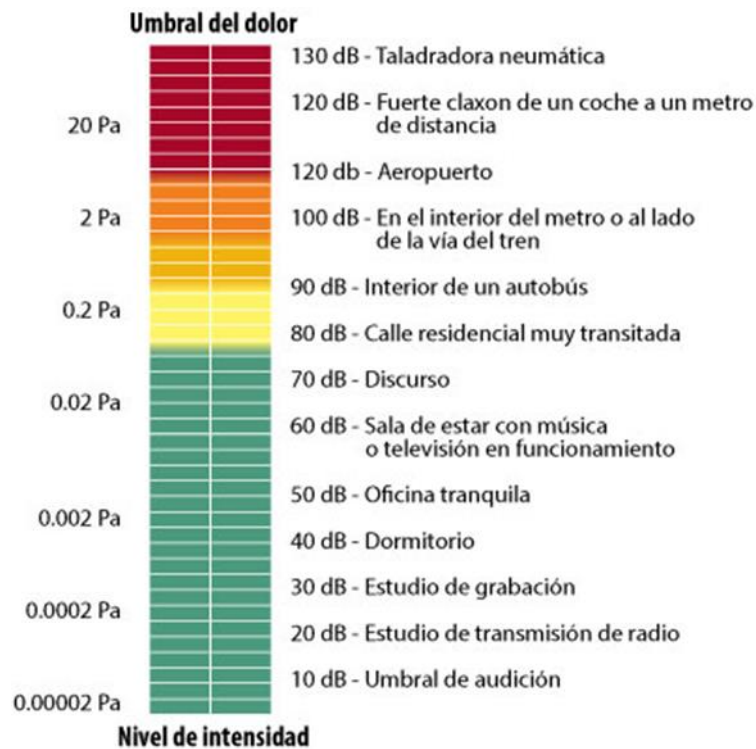


Figura 6 – Relación de unidades con el nivel de intensidad para definir un rango dinámico de medición

Diseño y desarrollo del preamplificador y micrófono

Inicialmente se realizaron varios montajes simples con módulos tipo Arduino y con distintos tipos de micrófonos.

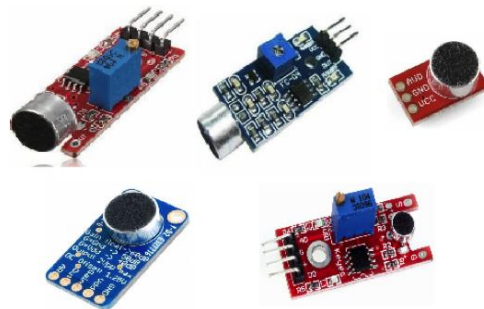


Figura 7 - Micrófonos comerciales para Arduino.

Pronto se pensó en cambiar de estrategia. Estos micrófonos no ofrecen gran sensibilidad para la aplicación dada ya que no son para medir presión sonora. Algunos de los micrófonos cuentan con ganancia ajustable o vienen autoamplificados, es decir, poseen algún tipo de amplificación lineal y esa es la característica por la que se descartó seguir por esta vía. La amplificación debe ser de tipo logarítmica.

Para este proyecto se ha utilizado el micrófono Electret Condenser Microphone Cartridge WM-034 que tiene una sensibilidad de $-42\text{dB} \pm 3\text{dB}$ ($0\text{ dB} = 1\text{ V/Pa}$, 1 KHz), relación señal a ruido mayor a 60 dB .

En la figura 8 se muestra la respuesta en frecuencia del micrófono WM-034 y en primera aproximación podemos concluir un comportamiento constante dentro del espectro audible de frecuencias.

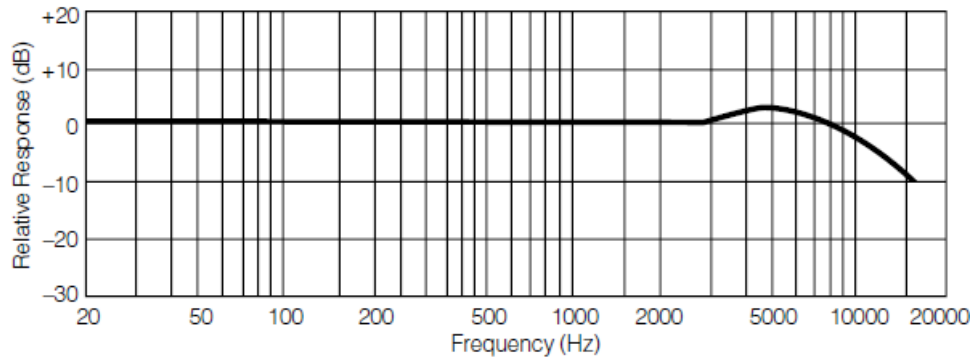


Figura 8 - Respuesta en frecuencia de una cápsula WM-034 de Panasonic.

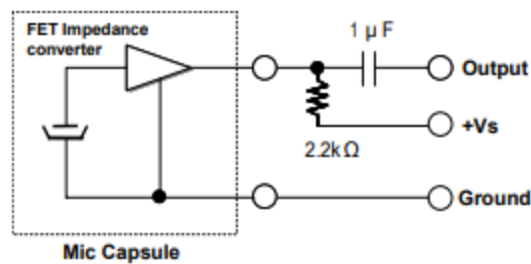


Figura 9 - Configuración básica de un micrófono de condensador electret

Para obtener la ganancia mínima necesaria del preamplificador se procede a realizar algunos cálculos.

$$S_{dB} = 20 \log\left(\frac{S}{S_{ref}}\right)$$

A partir de la fórmula anterior obtenemos la sensibilidad siendo $S_{ref} = 1(\text{V/Pa})$

$$-42 = 20 \log\left(\frac{S(\text{V/Pa})}{1(\text{V/Pa})}\right)$$

Por lo tanto, $S \cong 0,0079 (\text{V/Pa})$

Ahora, los voltajes máximos y mínimos entregados por el micrófono, de acuerdo con la sensibilidad calculada serán:

Voltaje mínimo entregado por el micrófono

$$0,002 \text{ Pa} \rightarrow 40 \text{ dB}$$

$$V = S P \rightarrow V = 0,0079 \cdot 0,002 = 15,88 \text{ uV}$$

Voltaje máximo entregado por el micrófono

$$6,32455532 \text{ Pa} \rightarrow 110 \text{ dB}$$

$$V = S P \rightarrow V = 0,0079 \cdot 6,32455532 = 49,93 \text{ mV}$$

A continuación, calculamos la ganancia mínima del preamplificador.

$$G = \frac{V_s}{V_0} = \frac{5}{0,04993} \cong 100 \text{ Veces}$$

El voltaje máximo que se desea para la señal proporcionada por el micrófono es el voltaje máximo suministrado por la fuente de alimentación (5V). Se ha colocado un potenciómetro para ajustar la ganancia. Si se desea que 6,32 Pascales sea el máximo valor de presión que capte el sonómetro debe tener una ganancia mínima de 100.

Para el diseño del preamplificador se optó por poner dos amplificadores en cascada, mediante el integrado TL071 que cuenta con un amplificador operacional en cada integrado.

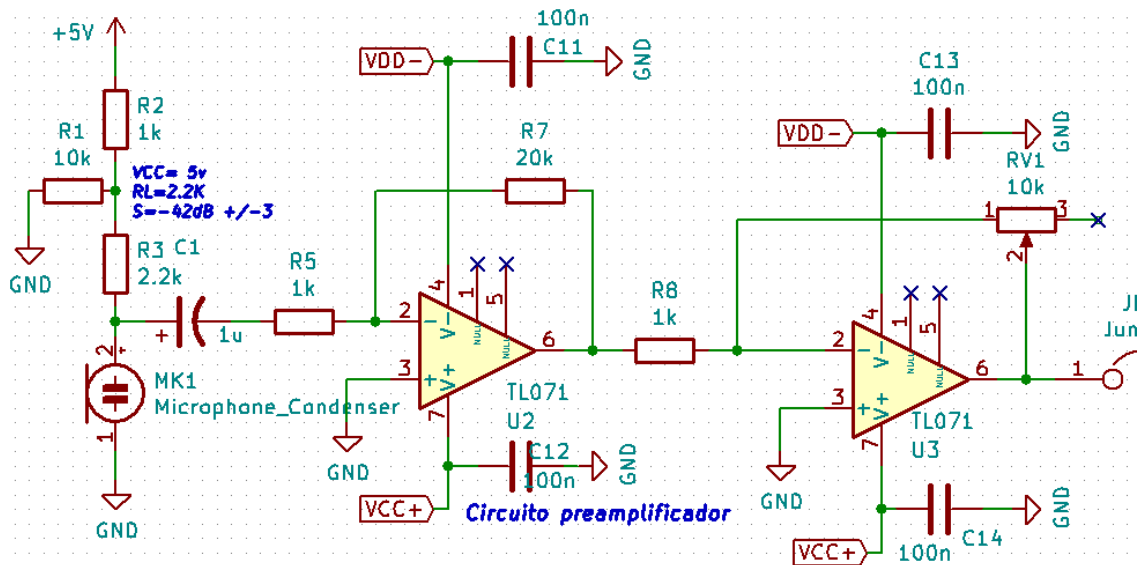


Figura 10 - Circuito preamplificador realizado con Eeschema (Kicad)

Diseño y desarrollo de la red de ponderación

Cabe mencionar, que el diseño del filtro de ponderación A está sacado del proyecto del Doctor Ingeniero Miguel Ángel Gantuz y del Ingeniero Ignacio Peacock y está basado en la norma Argentina IRAM 4074 [4], en la que se especifica que la característica de

compensación A es teóricamente realizada con dos polos en el plano complejo de frecuencias, situado en el eje real a 20,6 Hz para proveer la caída en baja frecuencia, y cuatro polos en el eje real en las frecuencias 107,7 Hz, 737,9 Hz y dos polos en 12000 Hz para producir la caída de alta frecuencia.

En la misma norma también aclara que las características de compensación en frecuencia A deben realizarse con circuitos pasivos de resistencias y condensadores. A continuación, se muestra la función de transferencia para el filtro de ponderación A (H_A).

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

En la figura 11 se puede observar el filtro en cuestión, se utilizó un software de simulación (Orcad Pspice) para poder corroborar si el diseño de este cumple con las expectativas de un filtro de ponderación A. Como se puede observar, la curva se asemeja a la de la figura 3 (curva estandarizada de ponderación A), con una diferencia de 1 dB en frecuencias bajas (20Hz) y 0,02 dB en frecuencias altas (20KHz). Con lo cual es un filtro satisfactorio para el proyecto en curso.

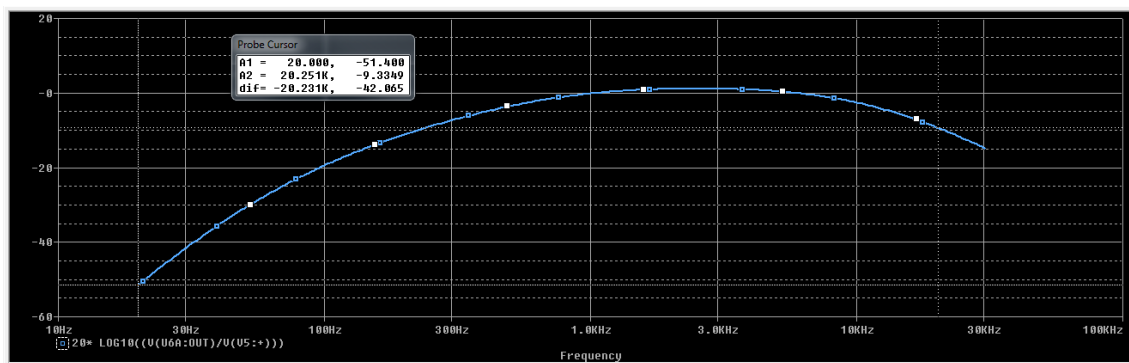


Figura 11 – Respuesta en frecuencia del filtro de ponderación A, simulado con Orcad - Pspice

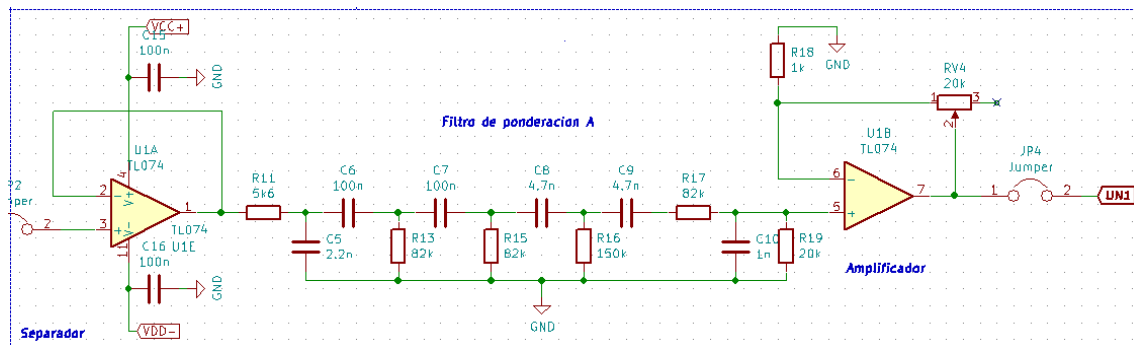


Figura 12 - Filtro de ponderación A realizado con Eeschema (Kicad)

En la figura 12 se puede observar que antes del filtro de ponderación hay un amplificador operacional realimentado negativamente (separador), este tiene una aplicación muy útil, porque la impedancia de entrada de este es muy alta, proporcionando un efecto de aislamiento de la salida respecto de la señal de entrada, anulando los efectos de "carga". Esto lo convierte en un circuito útil de primera etapa. A la salida del filtro se ha colocado un amplificador para compensar las caídas de tensión del circuito RC. Para el prototipo se utilizó el integrado TL074, que cuenta con cuatro amplificadores operacionales en cada integrado.

Diseño y desarrollo del rectificador de media onda y circuito RC integrador

Una vez que la señal se encuentre amplificada y filtrada, es necesario obtener el valor energético de cada onda sonora que recogiera el micrófono. Para ello, es necesario un rectificador de media onda seguido de un circuito RC que actúe como integrador. Además, como hablamos de tensiones muy pequeñas cuando queremos medir niveles de presión sonora muy bajos, necesitamos un rectificador de media onda de precisión. Lo que queremos obtener es una magnitud proporcional a la suma de las energías de los diferentes componentes de la onda sonora. En otras palabras, queremos obtener el valor eficaz de la señal.

Existen diversas estructuras con varios diodos y resistencias para impedir que el amplificador operacional abandone la zona lineal. En la figura 13 se muestra una configuración típica de rectificador inversor de media onda de precisión con salida positiva.

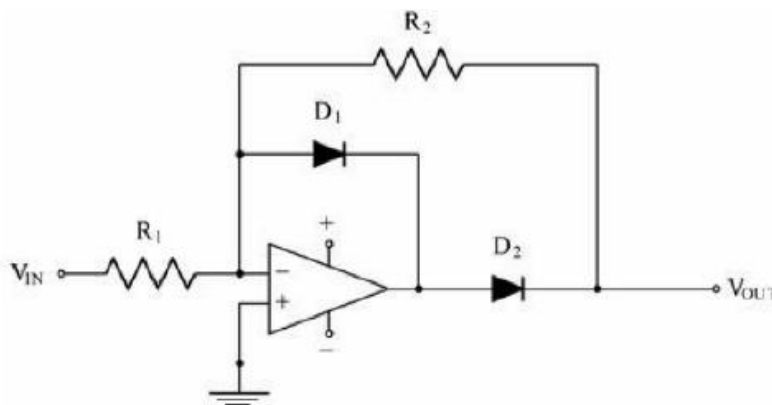


Figura 13 - Rectificador de precisión de media onda

El estudio de esta estructura es sencillo. En primer lugar, debe suponerse la entrada V_{IN} bien positiva, bien negativa. A continuación, deben estudiarse las dos posibles combinaciones de estado de D1 y D2 llegando a las conclusiones siguientes.

Si la entrada V_{IN} es positiva, es fácil demostrar que el único estado coherente es aquel en el que el diodo D1 conduce y D2 no conduce, entonces el lazo de realimentación se cerraría con D1, y $V_{OUT} = 0$.

Si la entrada V_{IN} es negativa, D1 no conduce y D2 conduce, con lo que se cerraría el bucle de realimentación con R2 y con D2, entonces $V_{OUT} = -V_{IN}(R_2/R_1)$, lógicamente si hacemos que $R_2 = R_1$, se consigue una rectificación perfecta.

Con esta estructura conseguimos una rectificación precisa y dado que el amplificador operacional nunca abandona la zona lineal, la frecuencia máxima de trabajo aumentaría. Así la frecuencia de trabajo estaría limitada ahora por las capacidades de los diodos y por las propiedades del amplificador operacional en zona lineal (producto ganancia-ancho de banda- slew rate). Finalmente, con esta estructura se consigue rectificar la parte negativa de la señal.

Por otro lado, para calcular el valor eficaz de la señal, se barajó la opción de hacer un circuito integrador con un amplificador operacional, para integrar la señal rectificada, pero pronto se dio con otra solución igual de válida para obtener el valor eficaz de la señal. Esta solución es un simple circuito RC, el cual es el encargado de la integración temporal F (Fast). El producto $R \cdot C = 56700 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6} = 0,12474 \text{ s} \cong 125 \text{ ms}$ nos da la constante de tiempo del circuito (τ), y equivale al tiempo que el condensador tardaría en cargarse, aproximadamente 125 milisegundos. En la figura 14 se observa el circuito rectificador de media onda y el circuito RC.

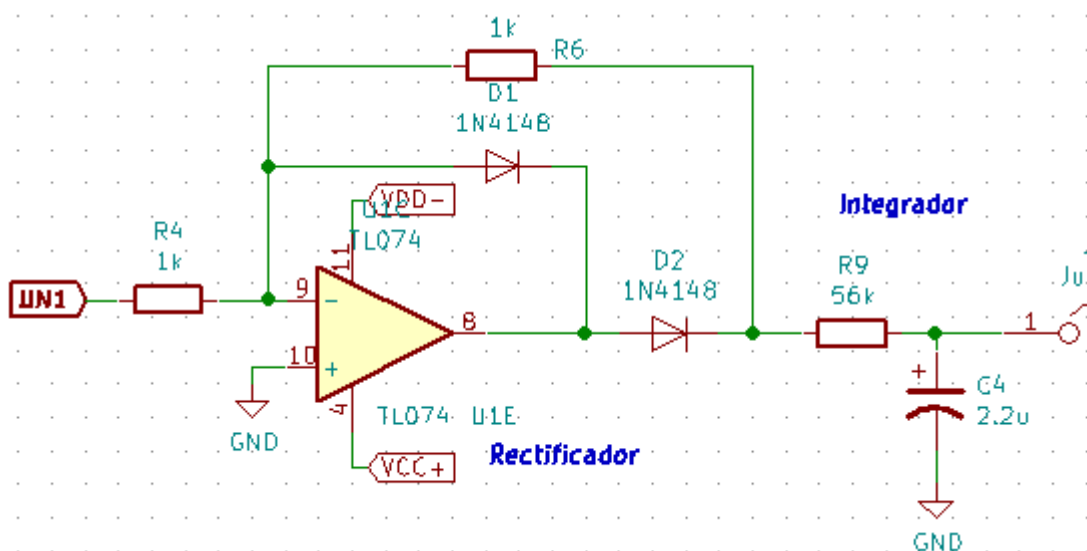


Figura 14 - Circuito RC y rectificador de media onda realizado con Eeschema (Kicad)

El circuito rectificador se simuló también con el Orcad Pspice, en virtud de verificar el funcionamiento de este, como lo muestra la figura número 15.

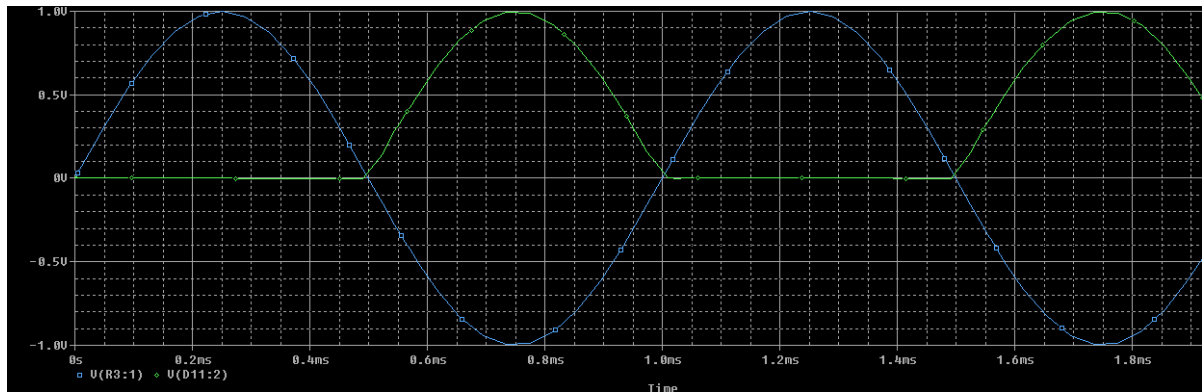


Figura 15 - Respuesta de rectificador de media onda, la señal azul corresponde a la entrada mientras que la verde a la señal rectificada por el circuito

Haciendo referencia a la figura 16, suponemos que inicialmente el condensador está descargado. A medida que V_s crece hacia valores positivos, el diodo se polarizará en forma directa y por lo tanto conducirá y la tensión de salida seguirá a la de la entrada. Este proceso continuará hasta el momento t_1 en que la tensión de entrada disminuya más rápidamente que la descarga del condensador a través de la resistencia de carga. A partir de ese momento la tensión de salida se desvincula de la de la entrada, siguiendo la evolución temporal de la descarga del condensador a través de la resistencia de carga. Mientras tanto, la entrada continuará con su variación senoidal. En un instante t_2 la caída exponencial de la salida se cruzará con el ascenso senoidal de la entrada, y a partir de entonces el diodo volverá a conducir, repitiéndose el proceso anterior.

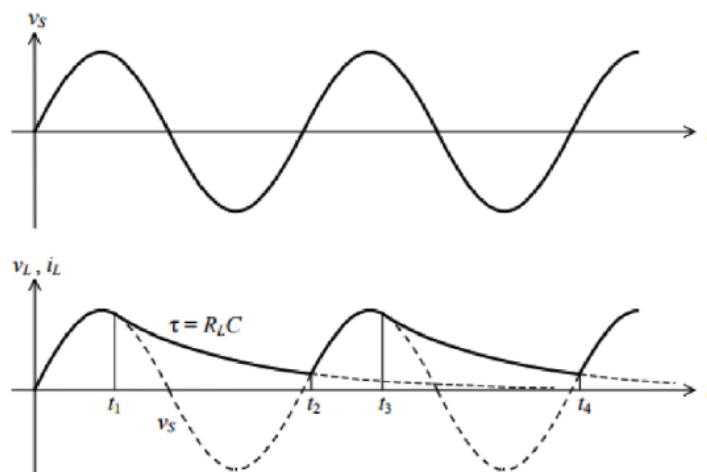


Figura 16 - Entrada y salida del rectificador de media onda con filtro RC.

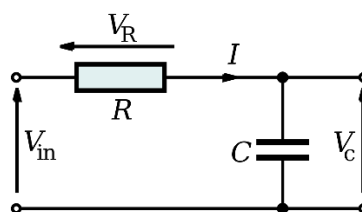


Figura 17 – Circuito RC serie

El circuito RC serie de la figura anterior, es similar al usado en el actual proyecto. En alta frecuencia, es decir cuando $\omega \gg \frac{1}{RC}$, el condensador no tiene tiempo suficiente para cargarse y la tensión en los bornes permanece pequeña. Así $V_R \cong V_{IN}$, por lo que la intensidad del circuito vale $I \cong \frac{V_{IN}}{R}$. Además $V_c = \frac{1}{C} \int_0^t I dt$ por lo que se obtiene que

$$V_c \cong \frac{1}{RC} \int_0^t V_{IN} dt$$

La tensión en los bornes del condensador integrador se comporta como un filtro de paso-bajo. Esto sugiere que para ondas con períodos mucho menores que la constante de tiempo del capacitor, el voltaje sobre los terminales del capacitor es aproximadamente la integral del voltaje $V(t)$ aplicado. Al final de esta etapa, se intercalará un amplificador para compensar las pérdidas y adaptar la señal para el siguiente proceso.

Diseño y desarrollo del amplificador logarítmico

Llegados a este punto, ya es posible obtener una magnitud proporcional al nivel sonoro. Pero continua el mismo problema que en el desarrollo experimental, el rango dinámico de la señal de entrada al conversor A/D es muy pequeño. Si nos fijamos en una onda de presión sonora de 40 dB que corresponde con una presión de 0.002 Pa y una de onda de 110 dB que corresponde con una presión de 6.32 Pa, y sabemos que la sensibilidad de nuestro micrófono es de -42dB \pm 3dB, es posible calcular los valores de tensión de las señales entregadas por el micrófono. Para 40 dB, se genera una señal de 15,88 μ V, mientras que para 110 dB 50 mV. Si el conversor dispone de 10 bits de rango de entrada de 0 V a 3.3 V, se podrían representar 1024 niveles de tensión, con una resolución de 0.00322 V por nivel. Es decir, para niveles bajos de presión sonora, el dispositivo tendría muy mala resolución. Por lo tanto, finalmente se optó por un amplificador logarítmico para resolver el problema anterior. La función del amplificador logarítmico es comprimir la señal proporcionalmente al logaritmo de la señal de entrada, permitiéndonos tener un mayor rango dinámico.

En la figura 18 se muestra el amplificador logarítmico diseñado para este trabajo. Esta configuración es una de las más sencillas que existen pudiéndose observar que para estabilizar el circuito, la realimentación se realiza a través del terminal inversor, ya que, en el fondo, un diodo no es sino una resistencia fuertemente no lineal. De esta forma, conseguimos que la salida sea proporcional al logaritmo de la entrada.

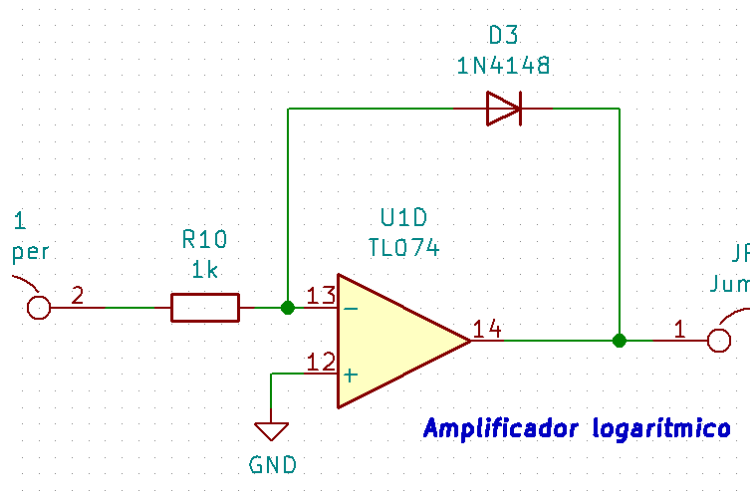


Figura 18 - Amplificador logarítmico para entrada positiva realizado con Eschema (Kicad).

Como se hizo con las configuraciones anteriores se hará el estudio del amplificador logarítmico y se explicará su funcionamiento.

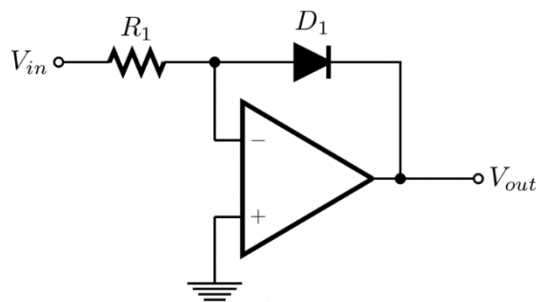


Figura 19 – Amplificador logarítmico sin compensación de temperatura

El circuito amplificador logarítmico se basa en un amplificador inversor donde la entrada positiva va conectada a masa y la negativa presenta una alimentación de entrada a través de una resistencia. La realimentación negativa se consigue mediante el diodo polarizado en directa y la intensidad de corriente del diodo es lo que garantiza que la tensión de salida V_{out} sea proporcional al logaritmo de la tensión de entrada.

$$I_R = I_D$$

$$\frac{V_i - 0}{R_1} = I_S \frac{-V_0}{V_t}$$

$$V_0 = -V_t \ln \frac{V_i}{R_1 \cdot I_S}$$

Como se puede observar en la fórmula anterior, la salida del amplificador logarítmico depende fuertemente de la temperatura, además de ser negativa. En este punto se ha colocado un amplificador lineal, convirtiendo la señal en positiva, además se intercaló un potenciómetro de 10 K para ajustar la señal de salida (figura 20).

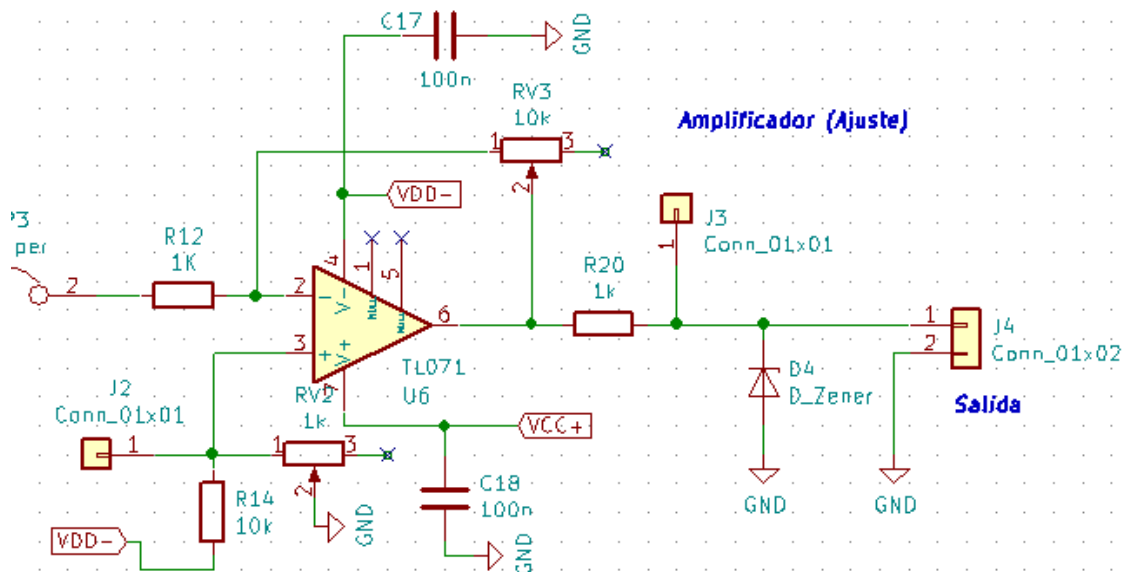


Figura 20 - Amplificador de salida y divisor de voltaje para el calibrado del umbral de la señal medida. Realizado con Eschema (Kicad).

En la pata positiva de este último amplificador operacional se ha puesto un divisor de voltaje para poder calibrar el umbral de la señal medida, es decir realizar el ajuste a 0 V de la salida. Por otro lado, para proteger la entrada del microcontrolador, se usará un diodo zener para limitar el voltaje a un valor específico. Los diodos zener vienen de 3,3v y de 5,1v para los dos casos más comunes. En el caso de la placa STM32F4 que trabaja a 3,3v solo hay que utilizar un diodo zener de esa misma tensión. La resistencia agregada de 1Kohm se utiliza principalmente, para limitar el flujo de corriente.

3.1.2.2 Sensor de CO2 (MH-Z19) [5]

El módulo de gas infrarrojo MH-Z19 NDIR es un sensor de infrarrojo no dispersivo (o sensor NDIR, por sus siglas en inglés, Non Dispersive Infrared Detector) para detectar la existencia de CO2 en el aire, con buena selectividad, sin oxígeno.

El módulo de gas infrarrojo MH-Z19 NDIR se usa ampliamente en la refrigeración HVAC y en el monitoreo de la calidad del aire interior.

Principales características

- Gran sensibilidad, alta resolución
- Bajo consumo
- Modos de salida UART y PWM
- Compensación de temperatura
- Gran estabilidad
- Gran esperanza de vida (comparado a otros sensores de igual característica)
- No es interferido por la humedad
- No contaminante

Target Gas	Formula	Measuring Range	Accuracy	Remark
Carbon Dioxide (CO ₂)	CO ₂	0~2000 ppm	± (50ppm+5% reading value)	Temperature compensation
		0~5000 ppm		Temperature compensation

Figura 21 – Parámetros técnicos 1

Product Model	MH-Z19
Target Gas	CO ₂
Working voltage	3.6 ~ 5.5 V DC
Average current	< 18 mA
Interface level	3.3 V
Measuring range	0 ~ 0.5% VOL optional (refer to Table 2)
Output signal	UART
	PWM
Preheat time	3 min
Reponse Time	T ₉₀ < 60 s
Working temperature	0 ~ 50 °C
Working humidity	0 ~ 95% RH (No condensation)
Dimension	33 mm×20 mm×9 mm (L×W×H)
Weight	21 g
Lifespan	> 5 years

Figura 22 - Parámetros técnicos 2

PIN	Description
Pin 6	Vin (voltage input)
Pin 7	GND
Pin 1	Vout (output voltage 3.3V, output current lower than 10mA)
Pin 9	PWM
Pin 5	HD (zero calibration, low level above 7 seconds) (Factory Reserved)
Pin 2	UART (RXD) 0~3.3V digital input
Pin 3	UART (TXD) 0~3.3V digital output
Pin 4	SR (Factory Reserved)
Pin 8	AOT (Factory Reserved)



Figura 23 - Pinout

Lectura de datos de salida

Este sensor tiene disponible dos tipos de salida PWM y UART. La elección de una u otra va a depender fuertemente del rango dinámico de medición. Es decir, si se utiliza la comunicación UART se va a tener un rango de medición más amplio que si se elige PWM. Esto se consigue modificando ciertos registros del módulo. Por defecto, el rango de medición es de 0 a 2000 ppm, se han hecho dichas modificaciones, y se ha logrado extender este rango a 5000 ppm (ver anexo de programación) usando la UART.

Salida PWM

- CO2 rango de salida: 0ppm-2000ppm
- Ciclo: 1004ms \pm 5%
- Salida de alto nivel para inicio: 2ms \pm 5%.
- Medio del ciclo: 1000ms \pm 5%
- Salida de bajo nivel para terminación: 2ms \pm 5%.

Fórmula de cuenta para la concentración de CO2 que se obtiene a través de PWM

$$C_{ppm} = 2000 \cdot (T_H - 2ms) / (T_H + T_L - 4ms)$$

C_{ppm} calcula la concentración de CO2, la unidad es ppm

T_H tiempo de nivel alto durante un ciclo de salida

T_L tiempo de nivel bajo durante un ciclo de salida

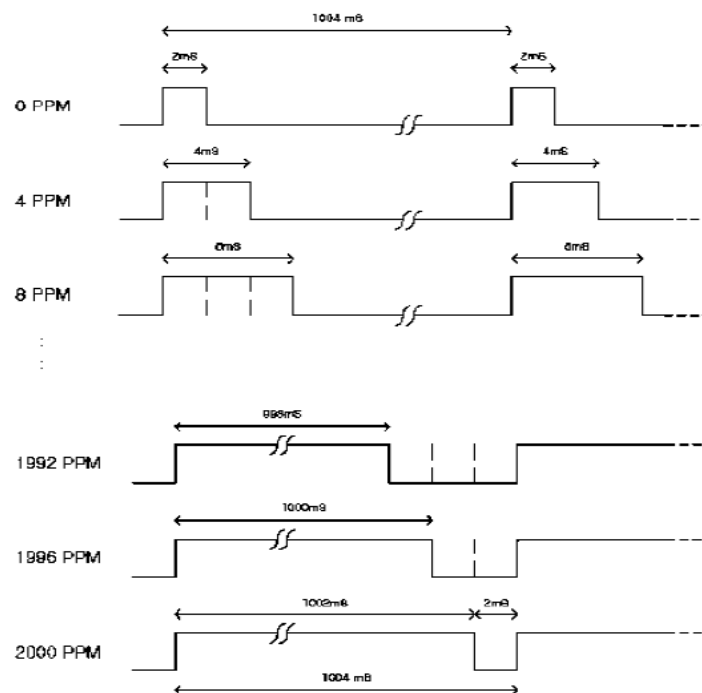


Figura 24 – Salida PWM

Salida UART

- Tensión de entrada 5 V
- GND- Power Ground
- RXD conectar a sensor TXD
- TXD conectar a sensor RXD
- Se puede leer la concentración de gas directamente a través de UART, con la posibilidad de extender el rango de medición hasta 5000 ppm

Características generales

Baud rate	9600
Date byte	8 byte
Stop byte	1byte
Parity (check bits)	no

Figura 25 – configuración UART

Cada comando o retorno contiene 9 bytes, byte inicial fijado a 0xFF. El comando contiene el número del sensor (el valor predeterminado de fábrica es 0x01). Existe un valor de checksum al final para comprobación de datos. Los comandos son los encargados de comunicarle al sensor que función realizar. Básicamente, existen tres comandos como quedan ejemplificados en la próxima figura.

0x86	Gas Concentration
0x87	Calibrate zero point (ZERO)
0x88	Calibrate span point (SPAN)

Figura 26 – Lista de comandos

La lectura de concentración de gas viene conformada de la siguiente manera

Send command								
Byte0	Byte1	Byte2	Byte3	Byte4	Byte5	Byte6	Byte7	Byte8
Starting byte	Sensor No.	command	-	-	-	-	-	Check value
0xFF	0x01	0x86	0x00	0x00	0x00	0x00	0x00	0x79

Figura 27 - Lectura de concentración de gas

Luego de la lectura el módulo devolverá los 9 bytes constituidos como lo ejemplifica la figura 28. Por lo que, para expresar el valor entero se debería hacer vía software.

$$\text{Gas concentration} = \text{high level} * 256 + \text{low level}$$

Return								
Byte0	Byte1	Byte2	Byte3	Byte4	Byte5	Byte6	Byte7	Byte8
Starting byte	command	High level concentration	Low level concentration	-	-	-	-	Check value
0xFF	0x86	0x02	0x60	0x47	0x00	0x00	0x00	0xD1

Figura 28 – Retorno de valor

Calibración y cálculo del “checksum”

El fabricante expone las ecuaciones necesarias para realizar el cálculo del checksum, el cual no haría falta calcularlo si se desea trabajar con el rango de medición por defecto. Como en el actual proyecto se amplió el rango, se debieron realizar todos los cálculos correspondientes y luego estos resultados pasarlos vía software.

$$\text{checksum} = (\text{invert}(\text{byte } 1 + \dots + 7)) + 1$$

Se hará el ejemplo de cálculo con la figura 27, siendo lo mismo para el caso utilizado en el presente proyecto, descrito en detalle en el anexo de programación.

Excepto el byte 0, agrego los otros bytes juntos sumando cada uno de ellos

$$0x1 + 0x86 + 0 + 0 + 0 + 0 + 0 = 0x87$$

Obtengo el valor del primer paso y luego lo invierto.

$$0xff - 0x87 = 0x78$$

Una vez obtenido el segundo valor le sumo 1, con lo cual se obtiene el valor correcto de checksum tal como lo indica la figura 27.

$$0x78 + 0x01 = 0x79$$

3.1.2.3 Sensor de temperatura y humedad (HTU21D) [6]

El HTU21D es un sensor de alta precisión, de humedad relativa y temperatura. Todo lo que necesita es de dos líneas de I2C (SDA y SCK). Sólo hay cuatro pines que necesitan ser conectados con el fin de comenzar a usar este sensor. Uno es de alimentación VCC, una para GND, y dos líneas de datos para I2C, como se mencionó. Este módulo tiene la posibilidad de usar las resistencias de pull up, de 4.7k para efectuar una adecuada comunicación de acuerdo con el protocolo. Las principales características de este dispositivo quedan ejemplificadas a continuación.

Ratings	Symbol	Value	Unit
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	°C
Supply Voltage (Peak)	V_{oc}	3.8V	V _{dc}
Humidity Operating Range	RH	0 to 100	%RH
Temperature Operating Range	T_a	-40 to +125	°C
VDD to GND		-0.3 to 3.6V	V
Digital I/O pins (DATA/SCK) to VDD		-0.3 to VDD+0.3	V
Input current on any pin		-10 to +10	mA

Figura 29 – Características principales

Humedad

Los sensores HTU21D están especificados para mediciones de precisión óptimas dentro de 5 a 95% RH. Sin embargo, es posible realizar una operación fuera de este rango (<5% o > 95% RH, incluida la condensación).

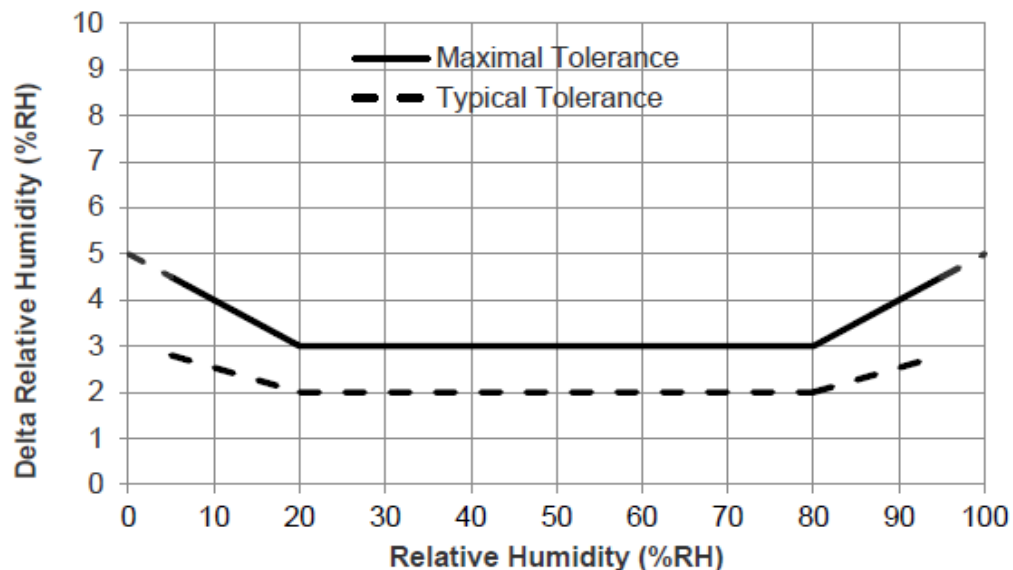


Figura 30 – Error relativo de humedad en condiciones de una temperatura de 20 °C

En la próxima figura se muestran las características eléctricas del sensor y a continuación la figura 32 muestra el desempeño del sensor con una temperatura ambiente de 25 °C y una alimentación de 3 V.

Characteristics		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Voltage Supply		VDD	1.5	3.0	3.6	V
Current consumption ⁽¹⁾	Sleep mode	idd		0.02	0.14	μA
	Measuring		300	450	500	μA
Power Dissipation	Sleep mode			0.06	0.5	μW
	Average 8bit ⁽²⁾			2.7		μW
Communication		digital 2-wire interface, I ² C protocol				
Heater	VDD=3V	5.5mW/ΔT=+0.5-1.5°C				
Storage		-40°C/125°C				

⁽¹⁾ Conditions: V_{dd} = 3V, SCK= 400kHz at 25°C

⁽²⁾ Conditions: V_{dd} = 3V, SCK= 400kHz, Temp<60°C, duty cycle <10%

Figura 31 – Características eléctricas a una temperatura de 25 °C y una tensión de alimentación de 3 V

Characteristics		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Resolution	12 bits			0.04		%RH
	8 bits			0.7		%RH
Humidity Operating Range		RH	0		100	%RH
Relative Humidity Accuracy @25°C (20%RH to 80%RH)	typ			±2		%RH
	max		See graph 1			%RH
Replacement		fully interchangeable				
Temperature coefficient (from 0°C to 80°C)		T _∞			-0.15	%RH/°C
Humidity Hysteresis				±1		%RH
Measuring Time ⁽¹⁾	12 bits			14	16	ms
	11 bits			7	8	ms
	10 bits			4	5	ms
	8 bits			2	3	ms
PSRR					±10	LSB
Recovery time after 150 hours of condensation		t		10		s
Long term drift				0.5		%RH/yr
Response Time (at 63% of signal) from 33 to 75%RH ⁽²⁾		T _{RH}		5	10	s

⁽¹⁾ Typical values are recommended for calculating energy consumption while maximum values shall be applied for calculating waiting times in communication.

⁽²⁾ At 1m/s air flow

Figura 32 – Desempeño del sensor a una temperatura de 25 °C y una tensión de alimentación de 3 V

Ecuación de coeficiente de compensación

Para otras temperaturas que no sean de 25 °C, se puede usar la siguiente ecuación de compensación de coeficiente de temperatura y garantizar la precisión de humedad relativa, de 0 °C a 80 °C:

$$RH_{compensadaT} = RH_{actualT} + f(t)$$

$RH_{actualT}$ es la humedad ambiente en %RH, calculada a partir del sensor. $f(t)$ corresponde a la corrección de RH (en %RH), esta es una función lineal de la temperatura T (°C) como se describe a continuación:

$$f(t) = -0,15 \cdot (25 - T)$$

Temperatura

Por otro lado, es posible como se hizo con la humedad relativa, describir las principales características en cuanto a la medición de la temperatura.

Characteristics		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Resolution	14 bit			0.01		°C
	12 bit			0.04		°C
Temperature Operating Range		T	-40		+125	°C
Temperature Accuracy @25°C	typ			±0.3		°C
	max		See graph 2			°C
Replacement			fully interchangeable			
Measuring time ⁽¹⁾	14 bit			44	50	ms
	13 bit			22	25	ms
	12 bit			11	13	ms
	11 bit			6	7	ms
PSSR					±25	LSB
Long term drift				0.04		°C/yr
Response Time (at 63% of signal) from 15°C to 45°C ⁽²⁾		T _T		10		s

⁽¹⁾ Typical values are recommended for calculating energy consumption while maximum values shall be applied for calculating waiting times in communication.

⁽²⁾ At 1m/s air flow

Figura 33 – Características acerca de la medición de la temperatura

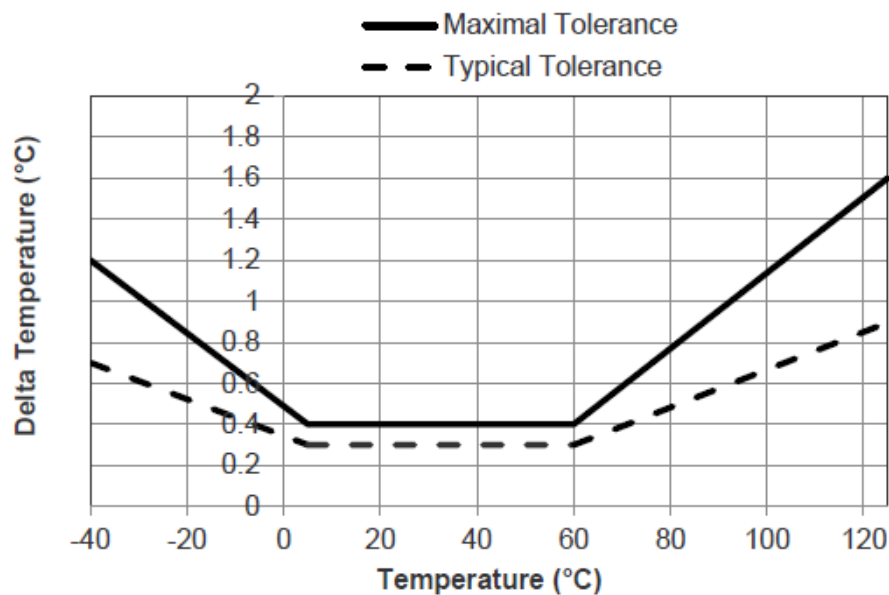


Figura 44 – Error relativo de la temperatura medida

Pinout

Pines de alimentación (VDD, GND): La tensión de alimentación de los sensores HTU21D debe estar en el rango de 1.5VDC - 3.6VDC. El circuito de aplicación típico incluye una resistencia R en el cable de datos y un condensador de desacoplamiento de 100nF entre VDD y GND, colocado lo más cerca posible del sensor.

INTERFACE SPECIFICATION

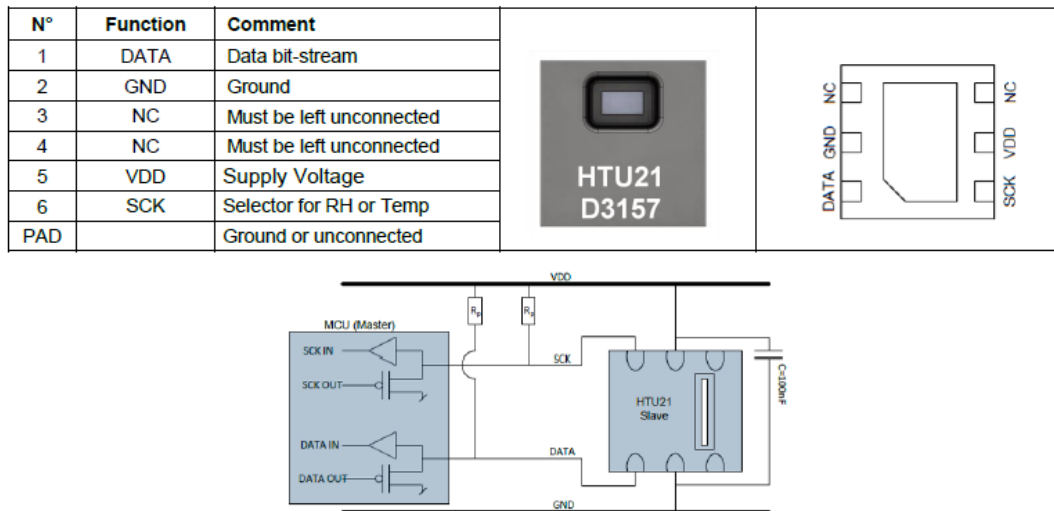


Figura 45 – Típica configuración de conexión del HTU21D

Entrada de reloj serie (SCK): se utiliza para sincronizar la comunicación entre el microcontrolador y el sensor HTU21D.

Dato Serie (DATA): Este pin se usa para transferir datos dentro y fuera del dispositivo. Los datos son válidos en el flanco ascendente de sck y deben permanecer estables mientras sck este alto. Después del flanco descendente de sck, se puede cambiar el valor de los datos.

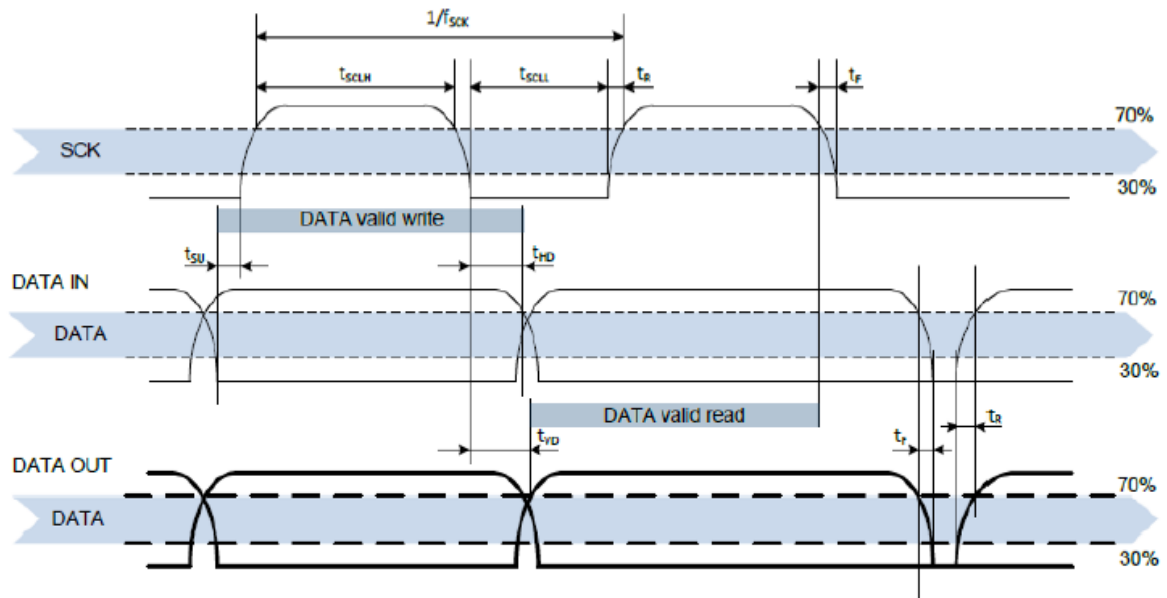


Figura 46 – Validación de datos

Para una comunicación segura, los datos serán válidos entre los tiempos t_{SU} y t_{HD} . Para leer los datos del sensor, los datos son válidos para t_{VD} después de que sck haya bajado y permanezca válido hasta el siguiente flanco descendente.

Protocolo de comunicación del sensor HTU21D

Puesta en marcha del sensor: Después del encendido, el dispositivo necesita a lo sumo 15 ms, mientras que SCK es alto para alcanzar el estado inactivo (modo de suspensión), es decir, estar listo para aceptar comandos del microcontrolador. Ningún comando debe ser enviado antes de ese tiempo.

Comienzo de secuencia: Para iniciar la transmisión, se debe emitir un bit de inicio. Consiste en bajar la línea de DATOS, mientras que SCK es alto seguido de un flanco descendente de SCK.

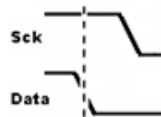


Figura 47 – Comienzo de secuencia

Detener secuencia: Para detener la transmisión, se debe emitir un bit de parada. Consiste en un aumento de la línea DATA mientras que SCK es alto precedido por un flanco ascendente de SCK.

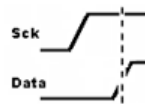


Figura 48 – Finalización de secuencia

Enviando un comando: Después de enviar la condición de inicio se envía la dirección del dispositivo de I2C de 7 bits 0x40 y un bit de dirección de DATOS ("0" para acceso de escritura: 0x80). El sensor HTU21D indica la recepción correcta de un byte, poniendo a bajo el pin DATA (bit ACK) después del flanco descendente del octavo reloj SCK. Después de emitir un comando de medición (0xE3 para temperatura, 0xE5 para humedad relativa), el microcontrolador debe esperar a que se complete la medición. Los comandos básicos se dan en la siguiente tabla:

Command	Code	Comment
Trigger Temperature Measurement	0xE3	Hold master
Trigger Humidity Measurement	0xE5	Hold master
Trigger Temperature Measurement	0xF3	No Hold master
Trigger Humidity Measurement	0xF5	No Hold master
Write user register	0xE6	
Read user register	0xE7	
Soft Reset	0xFE	

Tabla 4. Lista de comandos del HTU21D

Modo Hold / No Hold maestro: Hay dos modos de operación diferentes para comunicarse con el sensor HTU21D, modo Hold Master y modo No Hold Master. En el primer caso, la línea SCK se bloquea (controlada por el sensor HTU21D) durante el proceso de medición, mientras que en el segundo caso la línea SCK permanece abierta para otras comunicaciones mientras el sensor está procesando la medición. En el modo Hold Master, el HTU21D baja la línea SCK mientras mide para forzar al maestro a un estado de espera. Al liberar la línea SCK, el sensor HTU21D indica que el procesamiento interno se ha completado y que la transmisión puede continuar. En el modo No Hold Master, el microcontrolador tiene que “sondear” la finalización del procesamiento del sensor HTU21D. Esto se hace enviando una condición de inicio seguida por el encabezado I²C ("1" para acceso de lectura: 0x81). Si el procesamiento interno finaliza, el sensor HTU21D confirma el “sondeo” y el micro puede leer los datos. Si el proceso de medición no ha finalizado, el sensor HTU21D no responde ningún bit ACK y la condición de inicio debe emitirse una vez más. Para ambos modos, dado que la resolución máxima de la medición es de 14 bits, los dos últimos bits menos significativos (LSB, bits 43 y 44) se utilizan para transmitir información de estado. El bit 1 de los dos LSB indica el tipo de medición ("0": temperatura "1": humedad). El bit 0 no tiene asignado ningún tipo de información. En las siguientes figuras se ejemplifica los modos de operación descriptos en el presente párrafo. Vale destacar, que cuando en las imágenes se cita “ver tabla 9” corresponde a la tabla 4 del presente informe ya que las imágenes fueron tomadas de la hoja de datos [6]. Por lo mencionado anteriormente, se escogió el modo No Hold Master, para la programación de dicho modulo.

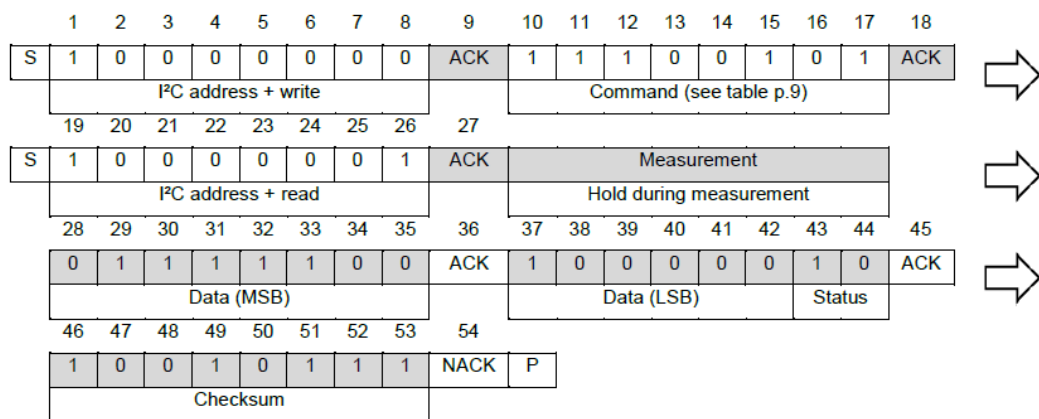


Figura 49 – Secuencia de comunicación en el modo “Hold Master”

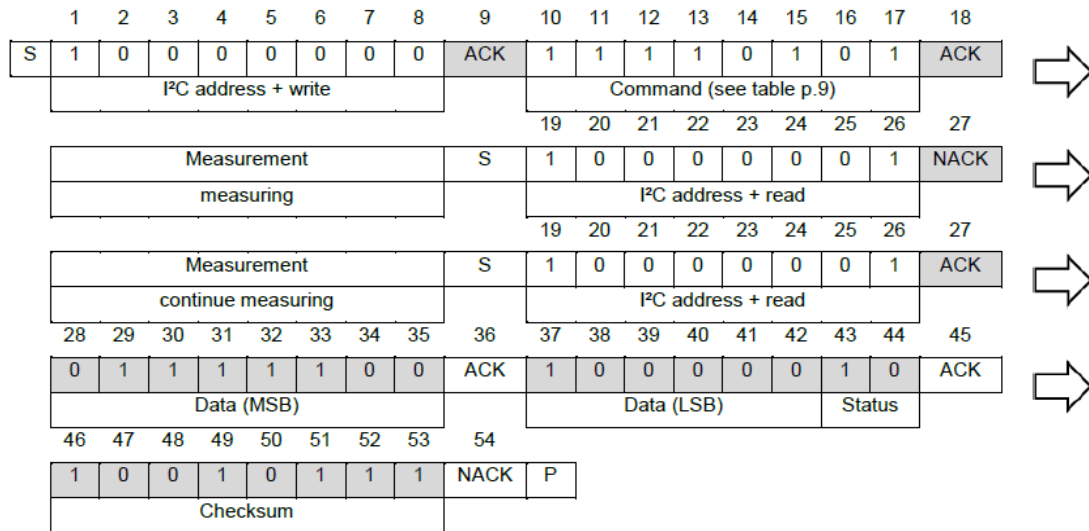


Figura 49 – Secuencia de comunicación en el modo “No Hold Master”

En los gráficos los bloques grises son controlados por el sensor. Para la secuencia de Hold Master, el bit 45 puede cambiarse a NACK seguido de una condición de parada para omitir la transmisión del checksum. Para la secuencia No Hold Master, si el bit 45 se cambia a NACK seguido de una condición de parada el checksum también es omitido.

En los ejemplos de las figuras superiores la salida del sensor devuelve el valor

$$S_{RH} = 0111\ 1100\ 1000\ 0000 = 0x7C80$$

Para el cálculo del valor físico, los bits de “status” o estado deben ser ceros. Por otro lado, la duración máxima de la medición depende del tipo de medición y resolución elegida. La comunicación I²C permite condiciones de inicio repetidas sin cerrar la secuencia previa con condición de parada.

Estado de diagnóstico: Los bits de estado se implementan para el diagnóstico interno y la información de datos (RH o temperatura).

El estado de diagnóstico "00" se activa cuando:

- el sensor muestra valores $\leq -6\%$ RH o valores $\leq -46,85\ ^\circ\text{C}$
- el sensor está en condición de circuito abierto

El estado de diagnóstico "11" se activa cuando:

- el sensor muestra valores $\geq 119\%$ RH o valores $\geq 128,87\ ^\circ\text{C}$
- el sensor está en condición de cortocircuito

DATA MSB	DATA LSB	Status Bit	
00 00 00 00	00 00 00	00	Diag State (Open circuit)
XX XX XX XX	XX XX XX	00	Temperature data
XX XX XX XX	XX XX XX	10	Humidity data
11 11 11 11	11 11 11	11	Diag State (Short Circuit)

Tabla 5. Bits de Status

Esto es esencialmente valioso cuando el integrado no funciona como debería, por lo que por software se lee estos bits y es posible saber el estado del sensor. El fabricante explica que el sensor es defectuoso, solo si el estado de diagnóstico permanece cuando cambian las condiciones externas [6].

Reinicio mediante software: Este comando se usa para reiniciar el sensor HTU21D. Al recibir este comando, el sistema de sensor HTU21D se reinicia y comienza a funcionar de acuerdo con la configuración predeterminada, con la excepción del bit del calentador. Este reinicio dura menos de 15ms. De hecho, esto se hace en la inicialización de dicho dispositivo, ver anexo de programación.

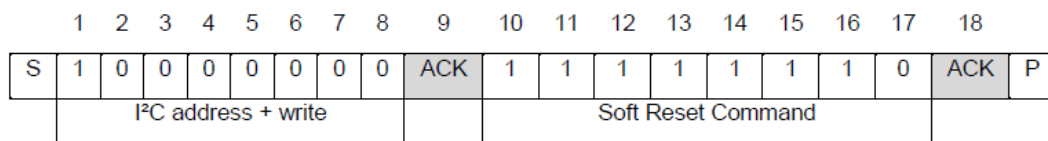


Figura 50 – Reinicio del sensor

Registro de usuario: El contenido del registro de usuarios se describe en la siguiente tabla.

Bit	#Bits	Description/Coding	Default																				
7,0	2	Measurement resolution <table border="1"> <tr> <th>Bit 7</th><th>Bit 0</th><th>RH</th><th>Temp</th></tr> <tr> <td>0</td><td>0</td><td>12 bits</td><td>14 bits</td></tr> <tr> <td>0</td><td>1</td><td>8 bits</td><td>12 bits</td></tr> <tr> <td>1</td><td>0</td><td>10 bits</td><td>13 bits</td></tr> <tr> <td>1</td><td>1</td><td>11 bits</td><td>11 bits</td></tr> </table>	Bit 7	Bit 0	RH	Temp	0	0	12 bits	14 bits	0	1	8 bits	12 bits	1	0	10 bits	13 bits	1	1	11 bits	11 bits	'00'
Bit 7	Bit 0	RH	Temp																				
0	0	12 bits	14 bits																				
0	1	8 bits	12 bits																				
1	0	10 bits	13 bits																				
1	1	11 bits	11 bits																				
6	1	Status: End of Battery ⁽¹⁾ '0': VDD>2.25V '1': VDD<2.25V	'0'																				
3, 4, 5	3	Reserved	'0'																				
2	1	Enable on-chip heater	'0'																				
1	1	Disable OTP reload	'1'																				

⁽¹⁾ This status bit is updated after each measurement

Tabla 6. Registros configurables de usuario

Los bits reservados no deben ser cambiados. Además, los valores predeterminados de los respectivos bits reservados pueden cambiar con el tiempo sin previo aviso. Por lo tanto, para cualquier escritura en el registro de usuario, los valores predeterminados de los bits reservados deben leerse primero. El estado de “fin de la batería” se activa

cuando la alimentación cae por debajo de 2.25V. El calefactor está destinado a ser utilizado para el diagnóstico de funcionalidad: La humedad relativa cae al subir la temperatura. El calentador consume aproximadamente 5,5 mW y proporciona un aumento de temperatura de aproximadamente 0,5-1,5 ° C. La recarga de OTP es una característica de seguridad. Esta función está desactivada por defecto y el fabricante no recomienda su uso. En lugar de ello aconseja usar el reinicio por software en caso de ser necesario. Solo para mencionarlo, "OTP Reload" vuelve a cargar la configuración predeterminada después de cada vez que se emite un comando de medición.

Conversión de la señal de salida

La resolución predeterminada se establece en una humedad relativa de 12 bits y lecturas de temperatura de 14 bits. Los datos medidos se transfieren en paquetes de dos bytes, es decir, en tramas de 8 bits de longitud donde el bit más significativo (MSB) se transfiere primero (alineado a la izquierda). Cada byte es seguido por un bit acknowledge. Los dos bits de estado, últimos bits de LSB, deben configurarse en "0" antes de calcular los valores físicos (significa un error totalmente despreciable, en caso de no hacerlo).

- Conversión de humedad relativa: Con la salida de señal de humedad relativa S_{RH} , la humedad relativa se obtiene mediante la siguiente fórmula (resultado en% RH), no importa la resolución que se elija:

$$RH = -6 + 125 \cdot \frac{S_{RH}}{2^{16}}$$

- Conversión de temperatura: La temperatura se calcula insertando la salida de señal de temperatura S_{Temp} en la siguiente fórmula (resultado en ° C), no importa la resolución que se elija:

$$Temp = -46,85 + 175,72 \cdot \frac{S_{Temp}}{2^{16}}$$

3.1.2.4 Modem (Módulo GSM/GPRS Telit UL865) [7]

Para la transmisión de datos de forma inalámbrica, se utilizó el modem proporcionado por Electrocomponentes (distribuidores de productos electrónicos, instrumental y herramientas en la Argentina) cuyo modelo es MODEMUL865-232. Este se encuentra basado en el chip de la compañía de Telit, esto posibilitó el uso de la web service (ver apartado "software en PC").

Características

- Modulo bi-banda 850/1900 MHz.
- Interfase serial full con niveles
- RS232 disponible en el conector RJ45.
- Transmisión de paquetes GPRS con velocidad de hasta 57.6Kbps.

- Transmisión de paquetes 3G con velocidad de hasta 7.2 Mbps.
- Tensión de alimentación de 7,5 a 30VDC.
- Protección contra inversión de polaridad.
- Protección contra sobretensiones.
- Intérprete de Python



Figura 61 – MODEMUL865-232

Como se mencionó en el párrafo anterior, el modem integra un módulo de la firma Telit brindando una solución completa para las aplicaciones de transmisión de datos. En el conector RJ45 se encuentra una interfaz serie completa para comunicarse con el módulo incorporado. Posee una amplia tensión de operación, de 7,5 a 30VDC. Es ideal en aplicaciones de telemetría, automotriz, seguridad y soluciones para transferencia de información en tiempo real y a bajo costo.

Diagrama de bloques:

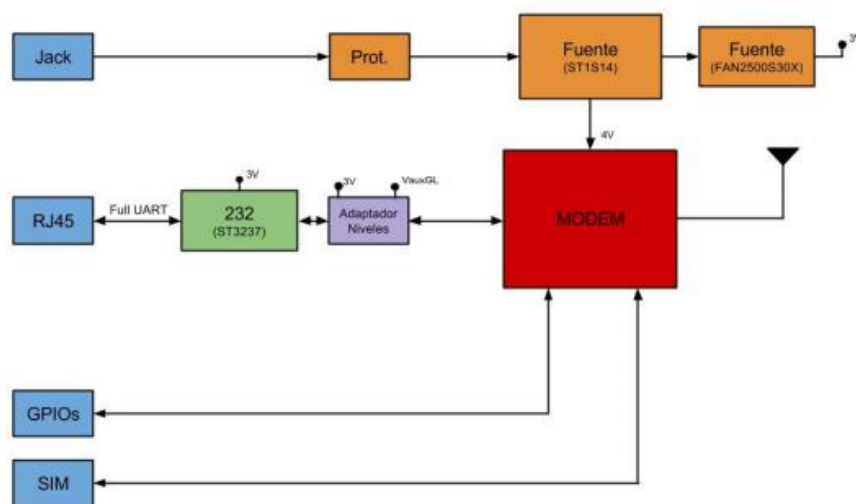


Figura 62 – Diagrama de bloques del modem

Como queda representado en la figura, el modem ya cuenta con los niveles lógicos RS232 en su salida para una correcta comunicación UART con el micro de ST.

Especificaciones eléctricas:

Parámetro	Símbolo	Min.	Típico	Max.	Unidad
Tensión de alimentación	Vcc	7.5	12	30	V
Corriente pico	I		150	TBD	mA
Corriente promedio	Iav	35	50		mA

Tabla 7 – Especificaciones eléctricas del modem

Interfaz:



Figura 63 – Conector de alimentación con positivo al centro

Pin Nro. RJ45	Pin Nro. DB9	Función
1	6	DSR (OUT)
2	1	DCD (OUT)
3	4	DTR (IN)
4	5	GND
5	2	RXD (OUT)
6	3	TXD (IN)
7	8	CTS (OUT)
8	7	RTS (IN)

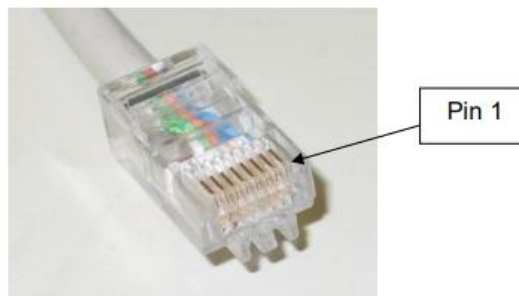


Tabla 8 – Cable unión entre conectores RJ45 y DB9

Vale destacar que el armado del cable fue de fabricación propia y los únicos cables que se usaron para la comunicación fueron RXD, TXD y GND dejando de lado las señales de

control. Además, en lo que refiere a la comunicación entre el micro y el modem fue necesario en el medio, algún driver TTL a RS232 como el MAX232. El mismo deberá tolerar niveles LVTTTL (3,3 V) ya que esas tensiones, son las que maneja el microcontrolador. Por lo nombrado anteriormente se hizo uso del módulo de la figura 64, el cual basa su funcionamiento en el integrado MAX3232 para manejar tensiones de 3V a 5,5V Multicanal RS-232 Line Driver/Receiver [8].



Figura 64 – Adaptador basado en el integrado MAX3232

3.1.2.5 Display LCD 16x2

Un LCD (Liquid Crystal Display) es un display alfanumérico de matriz de puntos que sirve para mostrar mensajes a través de caracteres como letras, números o símbolos. La placa del display viene equipada con un microcontrolador (normalmente el modelo HD44780) que se encarga de generar los caracteres, polarizar la pantalla, desplazar el cursor, entre otras funciones. Además, también viene equipado con una memoria ROM donde están almacenados los caracteres a través de una matriz de puntos, y una memoria RAM donde se pueden almacenar caracteres creados por un mismo. Estos displays disponen de pines para conectar a un microcontrolador (en nuestro caso STM32F411) para poder dar instrucciones al display. En el mercado existen displays de distintos tamaños de pantalla. En este proyecto se hará uso de un display 16x2, que quiere decir que contiene 16 columnas y 2 filas como los que se muestran a continuación:



Figura 65 – Display LCD 16x2

Las pantallas LCD tienen una serie de pines, las cuales tienen unos nombres especiales que por supuesto tienen un orden de conexión, son 14 pines ordenados del 1 al 14, esto siempre viene indicado en la placa de las pantallas lcd, estos pines son para la

alimentación, el control y la comunicación, el envío y recibo de datos, tienen además 2 pines para el uso de un led interno que algunas pantallas lcd lo tienen y otras no, normalmente serán como se ilustra en la siguiente tabla.

Pin	Symbol	Level	Function
1	VSS	0V	Power GND
2	VDD	+5V	Power supply for logic
3	V0	—	Operation voltage for LCD
4	RS	H/L	H:Data L:Instruction code
5	R/W	H/L	H:Read L:Write
6	E	H/L	Enable signal
7	DB0	H/L	Data bus line
8	DB1	H/L	
9	DB2	H/L	
10	DB3	H/L	
11	DB4	H/L	
12	DB5	H/L	
13	DB6	H/L	
14	DB7	H/L	
15	BLA	+5V	Power supply for LED backlight
16	BLK	0V	

Tabla 9 – Pinout

La elección de esta pantalla en particular es debida a que se adapta perfectamente a los requerimientos de nuestro sistema, a un bajo costo en comparación a otros displays disponibles en el mercado.

3.1.2.6 Microcontrolador (STM32F411VET) [9]

Estos microcontroladores se basan en el núcleo RISC ARM Cortex-M4 de 32 bits de alto rendimiento que funciona a una frecuencia de hasta 100 MHz. El núcleo Cortex-M4 presenta una precisión única de unidad de punto flotante que admite todas las 12 instrucciones y tipo de datos de procesamiento de datos de precisión única ARM. También implementa un conjunto completo de instrucciones DSP y una unidad de protección de memoria (MPU) que mejora la seguridad de la aplicación.

Características:

- Core: CPU ARM Cortex-M4 de 32 bits con FPU, acelerador Adaptive en tiempo real que permite la ejecución de estado de 0-wait desde la memoria Flash, frecuencia de hasta 100 MHz, unidad de protección de memoria, 125 DMIPS / 1.25 DMIPS / MHz (Dhrystone 2.1) e instrucciones DSP
- Hasta 512KB de memoria Flash
- 128 KB de SRAM.
- DMA de 16-stream con FIFO y soporte de ráfaga.

- Interfaz serial de depuración de cables (SWD) y JTAG
- Hasta 81 puertos de E/S rápidas de hasta 100MHz
- 3 interfaces I2C
- 3 interfaces USART
- SPI/I2S
- Interfaz SDIO
- Conectividad avanzada: dispositivo USB 2.0 de alta velocidad
- Hasta 11 temporizadores: hasta 6 de 16bits, 2 temporizadores de 32 bits de hasta 100MHz, cada uno con hasta cuatro IC/OC/PWM o contador de impulsos y entrada de codificador incremental y un temporizador SysTick

3.1.2.7 Placa STM32F411 Discovery [10]

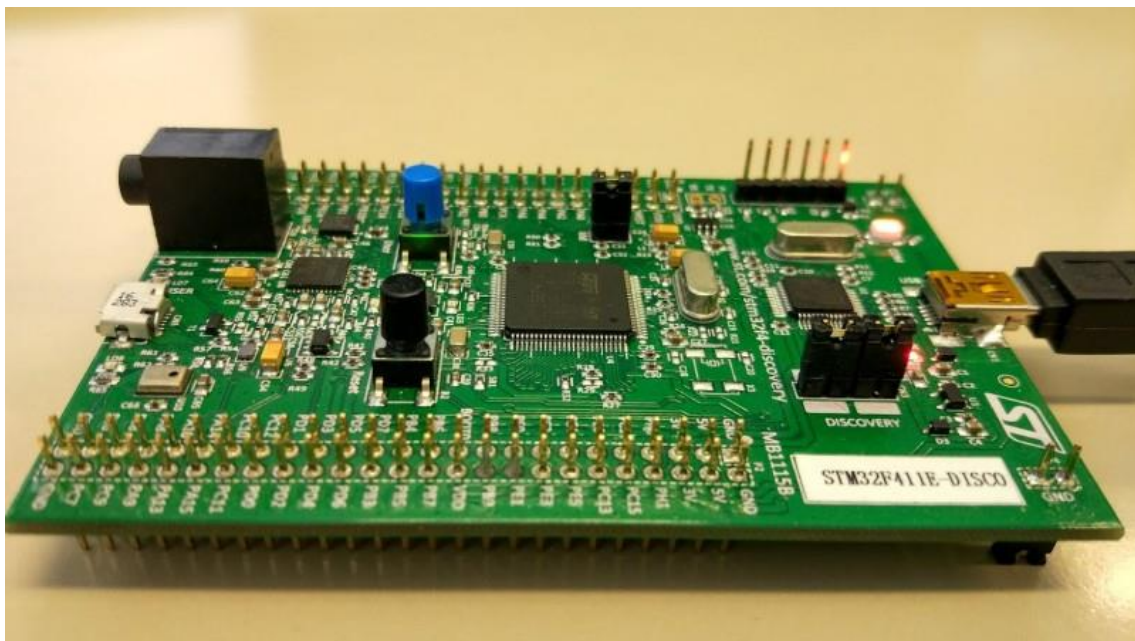


Figura 66 - STM32F411 Discovery

La tarjeta STM32F411 Discovery cuenta con un microcontrolador de la línea STM32F4 que permite desarrollar aplicaciones fácilmente.

Características:

- Microcontrolador STM32F411VET6, 512KB de memoria flash, 128KB de RAM en 100 pines LQFP.
- ST-LINK/V2 integrado con selector de modo de selección para usar el kit como un ST-LINK/V2 independiente.
- Diseñado para ser alimentado por USB o un suministro externo de 5V.
- Puede suministrar aplicaciones con 3V y 5V.
- L3GD20: Giroscopio de salida digital de tres ejes y sensor de movimiento ST MEMS

- LSM303DLHC: Sistema en paquete ST MEMS que incluye un sensor de aceleración lineal digital 3D y un sensor magnético digital en 3D.
- MP45DT02: Sensor de audio ST MEMS, micrófono digital omnidireccional.
- CS43L22: audio DAC con controlador de altavoz clase D integrado.
- Cuatro LED de usuario.
- Dos botones pulsadores (usuario y reset).
- USB OTG con conector micro-AB (STMicroelectronics, 2017).

En el actual Proyecto se han hecho uso de los siguientes puertos y pines del microcontrolador:

Pulsadores para el usuario

PA0: EXTI0

PD9: EXTI9

Modem

PA2: USART2_TX

PA3: USART2_RX

Sensor de CO2

PC6: USART6_TX

PC7: USART6_RX

Sensor de temperatura y humedad

PB7: I2C1_SDA

PB6: I2C1_SCL

Sensor de ruido

PB0: ADC1_IN8

Salidas digitales LEDS

PD12: GPIO_OUTPUT

PD13: GPIO_OUTPUT

PD14: GPIO_OUTPUT

PD15: GPIO_OUTPUT

Salida digital BUZZER

PD6: GPIO_OUTPUT

Salida DISPLAY 16x2

PD5: GPIO_OUTPUT_E

PD4: GPIO_OUTPUT_RS

PD3: GPIO_OUTPUT_D7

PD2: GPIO_OUTPUT_D6

PD1: GPIO_OUTPUT_D5

PD0: GPIO_OUTPUT_D4

USB

PA12: USB_OTG_FS_DP

PA11: USB_OTG_FS_DM

Esto mismo queda ejemplificado en las siguientes imágenes, las cuales fueron desarrolladas por Kicad Eeschema.

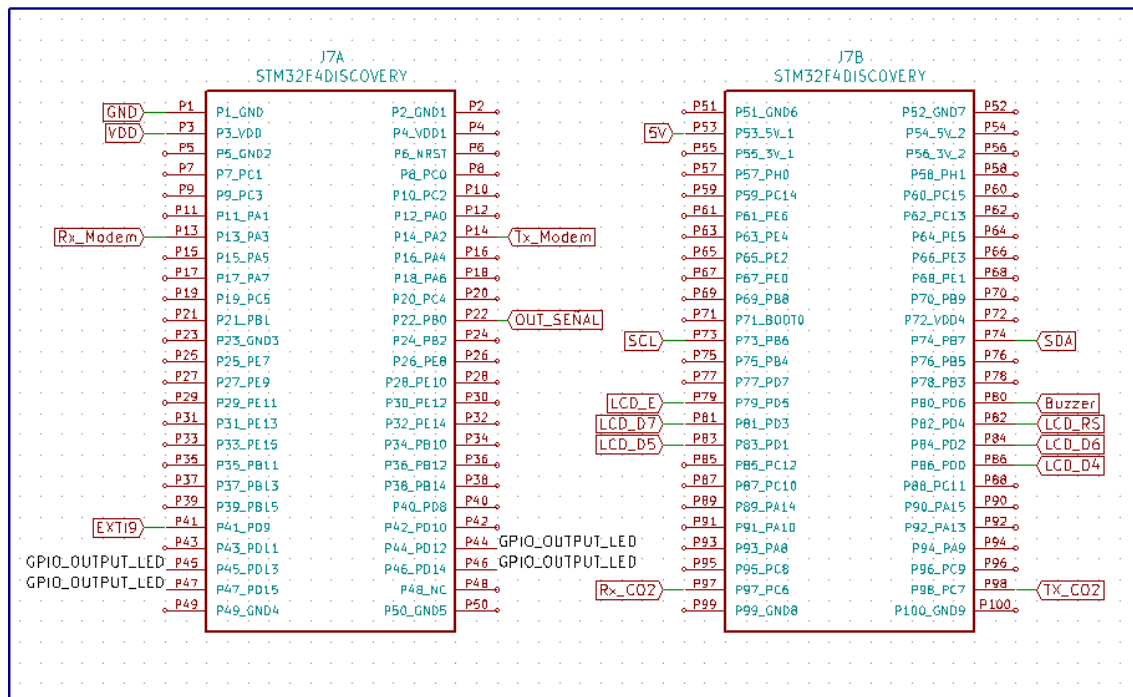


Figura 67 – STM32F411 Discovery con sus respectivos puertos usados en el presente proyecto

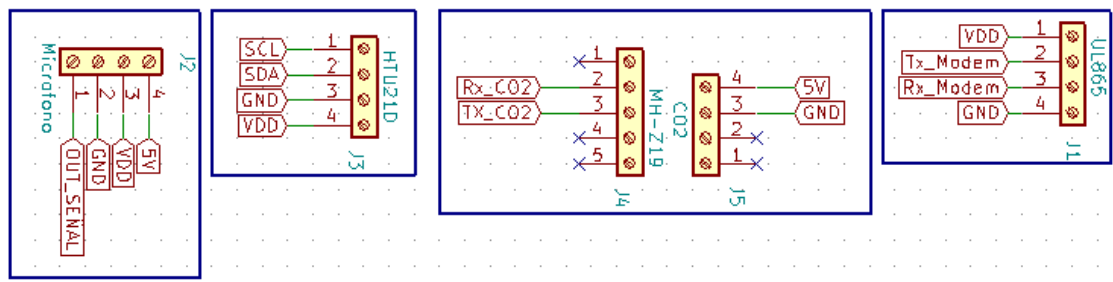


Figura 68 – Sensores y modem con sus respectivos pines

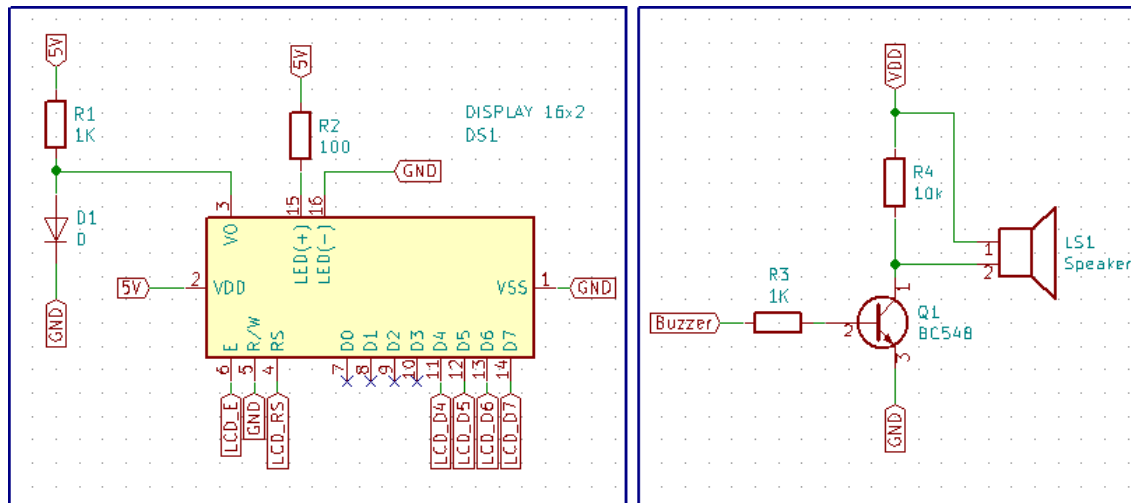


Figura 69 – Display y buzzer con sus respectivos pines

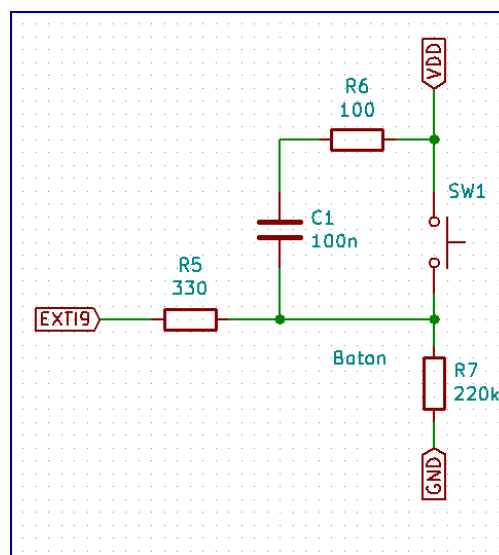


Figura 70 – Pulsador con su respectivo pin

3.1.2.8 Fuente de alimentación

Esta etapa se encarga de acondicionar la señal para obtener en sus salidas las tensiones necesarias para el funcionamiento del proyecto. Se utilizará una fuente de alimentación de computadora, la cual entrega en sus salidas 5 V (Alimentación del micro) y +/- 12 V (alimentación de operacionales). De esta manera a partir de los 220 V entregados por la red de alimentación doméstica, es posible conectar el medidor de calidad de aire interior. Las principales características de la fuente están representadas en la imagen a continuación.

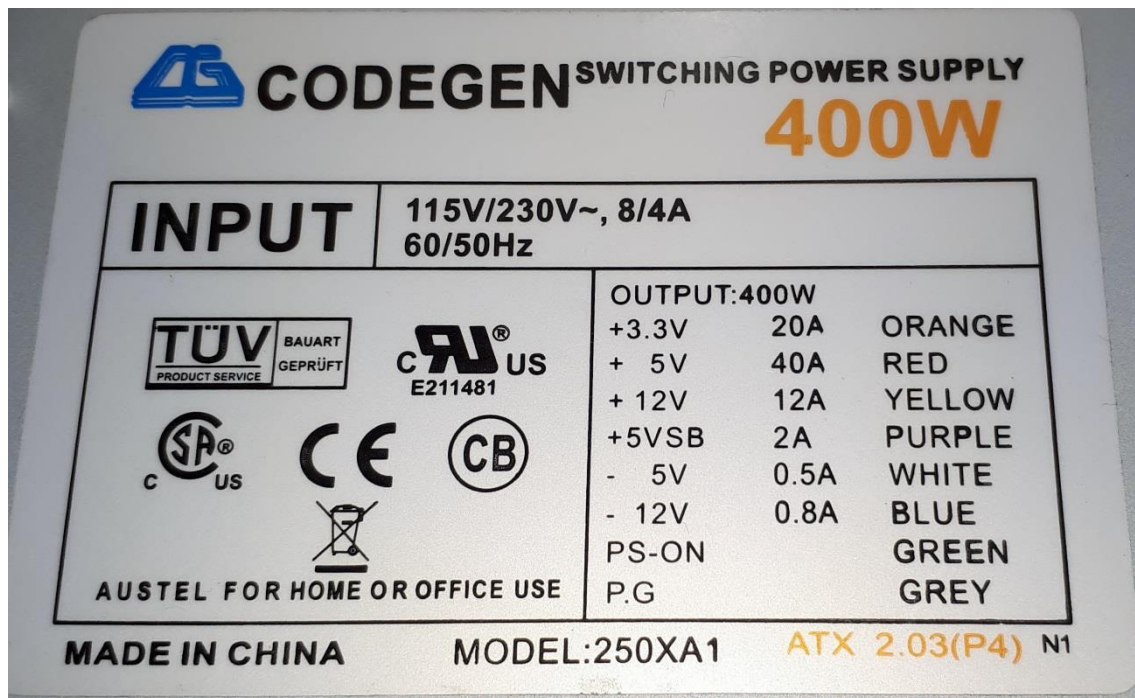


Figura 71 – Fuente de alimentación para el proyecto

3.1.3 Circuito impreso

Básicamente el proyecto se basa en dos placas:

- Monitoreo y acondicionamiento de la señal del micrófono: Esta etapa responde a la Figura 5 (Diagrama de bloques de la etapa de monitoreo del nivel de ruido), la cual acondiciona la señal para que este apta para la entrada analógica del micro. Además, se han puesto capacitores que ofician de filtros para la fuente de alimentación, la función de C3 y C2 (electrolíticos) es filtrar la señal de continua pulsante ya rectificada, pero para las señales de alta frecuencia como los son las interferencias no son muy eficiente, por tal motivo tiene aparejado capacitores cerámicos que realiza tal función. Vale destacar, que esta placa fue realizada una segunda vez en función de poder poner una cantidad considerable de jumpers, esto en virtud de poder visualizar el comportamiento de la señal de manera individual por cada una de las etapas. Además en el diseño actual se incorporó la etapa del micrófono, la cual fue elaborada de manera propia para no hacer

uso de los módulos existentes en el mercado, los cuales poseen ciertas limitaciones (los módulos tipo Arduino no contaban con especificaciones técnicas precisas, ni tampoco tenían la posibilidad de variar la amplificación a demanda y mucho menos tomar medias con instrumentos por ejemplo con un osciloscopio, debido a que los componentes eran en su totalidad de montaje superficial). En la imagen 72 se puede ver el primer diseño, mientras que en la figura 73 se observa la placa final del proyecto.

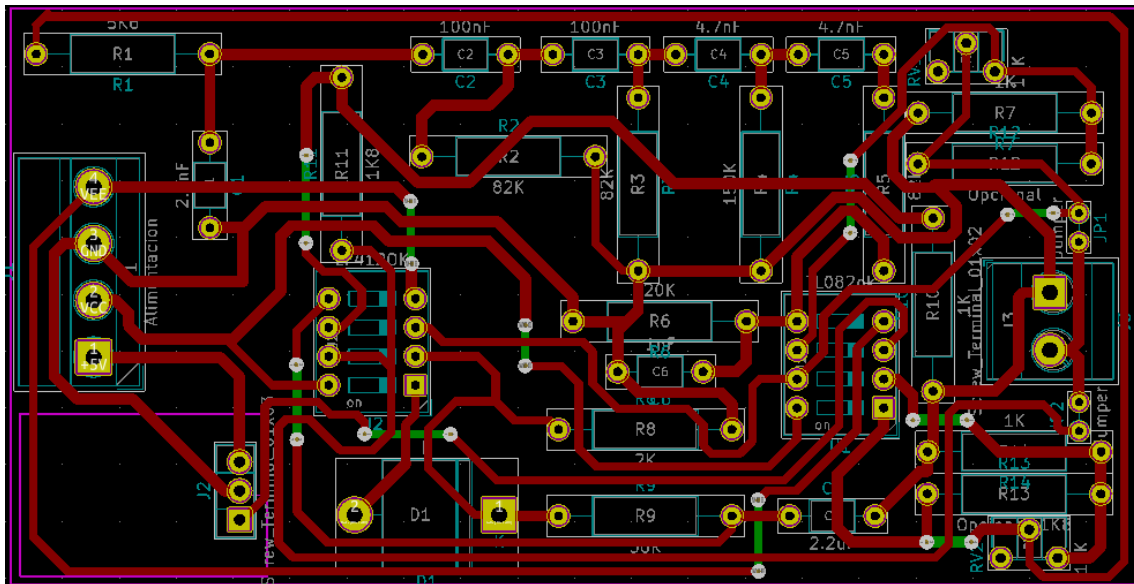


Figura 72 – Primera placa de monitoreo y acondicionamiento de la señal del micrófono (KiCad)

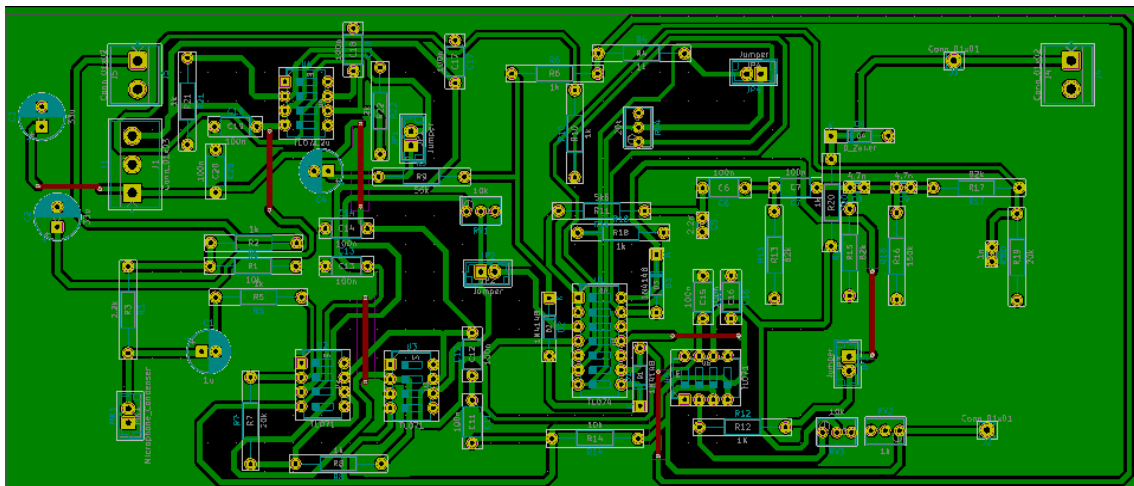


Figura 73 – Placa de monitoreo y acondicionamiento de la señal del micrófono final (KiCad)

- Sensores e interfaz con el usuario: Esta segunda placa, es la que tiene los sensores de humedad y temperatura, CO2, buzzer, botones, display, leds y la conectividad con el modem. Vale agregar, que en la misma se encuentra montado el microcontrolador. Esta placa fue pensada para que solo maneje

señales digitales, por esto mismo la etapa del micrófono (señal analógica) tiene su propia placa, ya que conlleva cuidados distintos a esta.

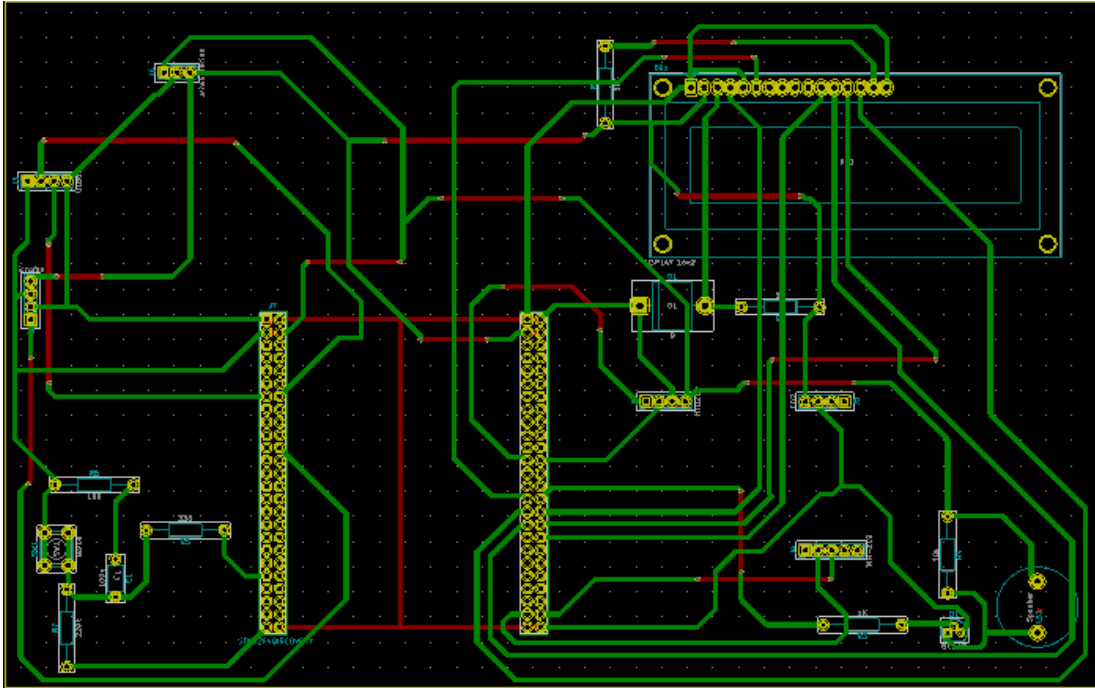


Figura 74 – Placa de monitoreo e interfaz con el usuario (KiCad)

3.1.4 Fotos

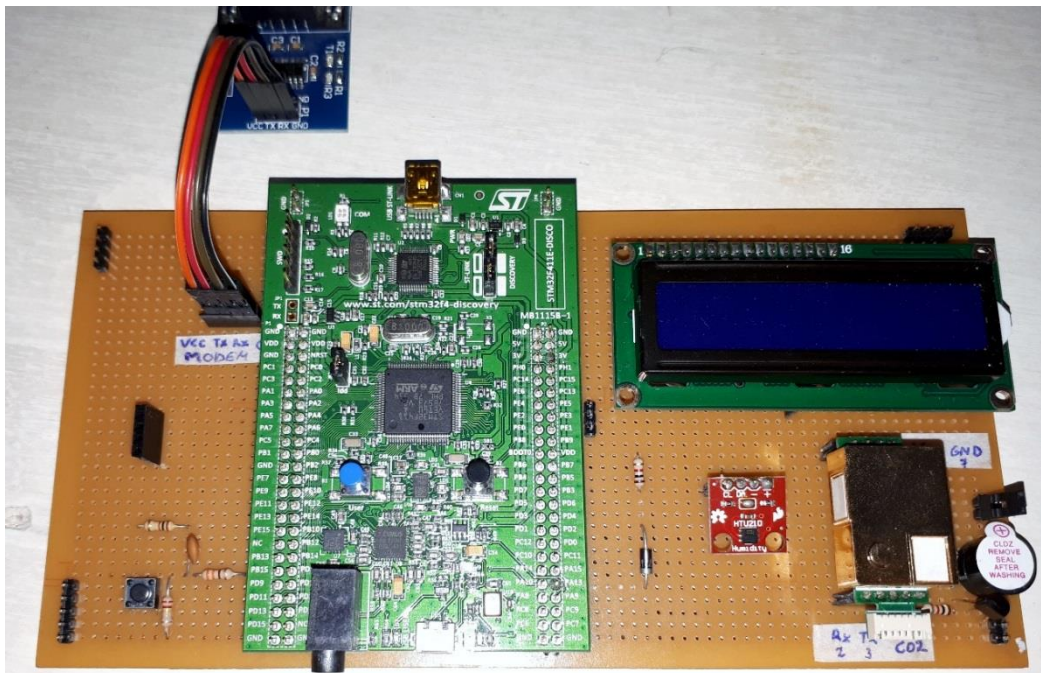


Figura 75 – Placa de monitoreo e interfaz con el usuario (KiCad)

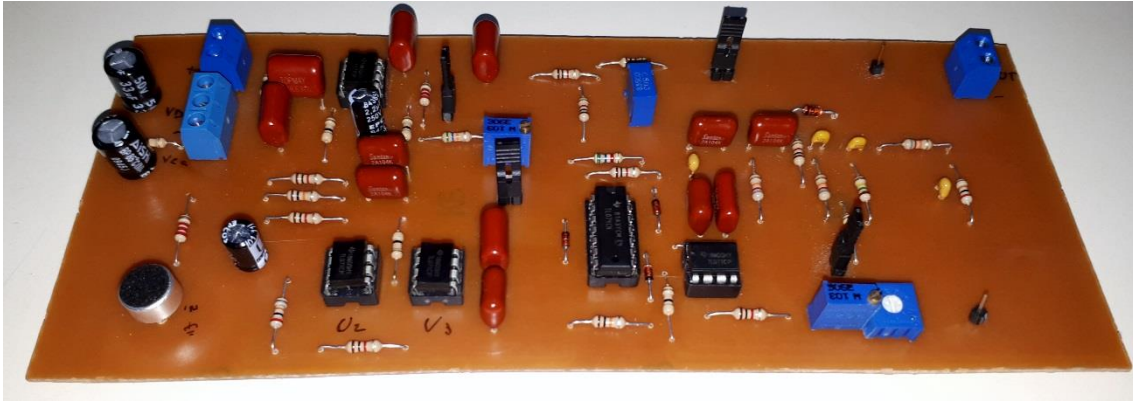


Figura 76 – Placa de monitoreo y acondicionamiento de la señal del micrófono

3.2 Software

En la presente sección se realizará la descripción del funcionamiento del software, que se encuentra cargado en el microcontrolador.

3.2.1 Enumeración de rutinas

En esta sección simplemente se van a enumerar todas las rutinas incluidas en el programa y la función que cumplen en el mismo en forma resumida.

- Rutina “main”: < Es la rutina principal y la que posee dentro todas las inicializaciones como el bucle principal en donde se encuentran todas las subrutinas >.
- Subrutina “HAL_Init”: < Inicialización y configuración de las funciones de la HAL >.
- Subrutina “SystemClock_Config”: < Configuración RCC >.
- Subrutina “MX_GPIO_Init”: < Inicialización GPIO >.
- Subrutina “MX_USB_DEVICE_Init”: < Inicialización del USB >.
- Subrutina “MX_I2C1_Init”: < Inicialización del I2C >.
- Subrutina “MX_USART6_UART_Init”: < Inicialización de la UART6 >.
- Subrutina “MX_ADC1_Init”: < Inicialización del ADC1 >.
- Subrutina “MX_USART2_UART_Init”: < Inicialización de la UART2 >.
- Subrutina “MH_Z19_init”: < Inicialización del sensor de dióxido de carbono (MHZ19) >.
- Subrutina “HAL_ADC_Start_IT”: < Habilita la interrupción e inicia la conversión ADC de canales regulares, no es bloqueante >.
- Subrutina “init_Lcd”: < Inicialización del DISPLAY >.
- Subrutina “MH_Z19_medicion”: < Efectúa la medición de dióxido de carbono >.
- Subrutina “TEM_HUM_medicion”: < Efectúa la medición de temperatura y humedad relativa >.
- Subrutina “MICROFONO_medicion”: < Efectúa la medición de ruido >.
- Subrutina “SW0_MODEM”: < Efectúa la medición del modem (subrutina con antirrebote) >.
- Subrutina “SW9_Task”: < Navegación en el DISPLAY (subrutina con antirrebote) >.
- Subrutina “SWTH”: < Levanta un flag de acuerdo con el botón seleccionado >.

- Subrutina “HAL_I2C_MasterTxCpltCallback”: < Interrupción de transmisión I2C >.
- Subrutina “HAL_I2C_MasterRxCpltCallback”: < Interrupción de recepción I2C >.
- Subrutina “HAL_UART_RxCpltCallback”: < Interrupción de recepción UART >.
- Subrutina “HAL_ADC_ConvCpltCallback”: < Interrupción por conversión del ADC >.
- Subrutina “HAL_GPIO_EXTI_Callback”: < Interrupción externa >.
- Subrutina “HAL_SYSTICK_Callback”: < Interrupción del systick >.

3.2.2 Descripción del funcionamiento de cada rutina

- Rutina “main”: < Es la rutina principal y la que posee dentro todas las inicializaciones como el bucle principal en donde se encuentran todas las subrutinas >.

En esta rutina se realiza las inicializaciones del microcontrolador, se inicializan los distintos periféricos a utilizar en el proyecto, como por ejemplo la UART, ADC, timer, etc. Además, luego de haber realizado la inicialización se ejecutará el bloque o la secuencia principal del programa. Se deja en claro, que antes de ejecutar el bucle principal, las variables y las funciones ya fueron declaradas previamente.

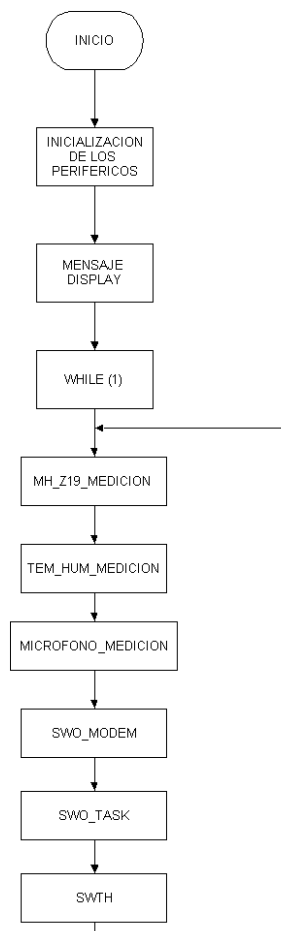


Figura 77 – Rutina “main”

Vale destacar que las interrupciones pueden saltar en cualquier momento de la ejecución del programa principal, estas serán de manera separada de modo de no complicar el esquema del bucle principal.

- Subrutina “HAL_Init”: < Inicialización y configuración de las funciones de la HAL >.

Esta subrutina restablece todos los periféricos, inicializa la interfaz de Flash y el SysTick. (SysTick se utilizará para generar retrasos).

- Subrutina “SystemClock_Config”: < Configuración RCC >.

Se realiza toda la configuración del RCC, “Reset and Clock Control”. Esto engloba a los osciladores internos, los externos (cristal o resonador) y los PLL (utilizado para generar una frecuencia de reloj mucho mayor o mucho menor a la de un oscilador que tiene por referencia. La ventaja que tiene esto, por ejemplo, es que con un oscilador de 32 KHz podría generar uno de 80 Mhz, programando la frecuencia que deseo en un registro).

- Subrutina “MX_GPIO_Init”: < Inicialización GPIO >.

Se configura la velocidad de los puertos, el nivel de salida de cada pin, los modos y la manera en que afectara las interrupciones externas sobre los pines que así fueron configurados, por ejemplo, la prioridad.

- Subrutina “MX_USB_DEVICE_Init”: < Inicialización del USB >.

Básicamente se inicializa el puerto micro usb que trae la placa Discovery, mas que nada las librerías asociadas a él, además de las configuraciones realizadas en el cubeMX.

- Subrutina “MX_I2C1_Init”: < Inicialización del I2C >.

En esta instancia se configura la inicialización del I2C1, lo datos más relevante de esta sección son:

Master Features	
I2C Speed Mode	Standard Mode
I2C Clock Speed (Hz)	100000
Slave Features	
Clock No Stretch Mode	Disabled
Primary Address Length selection	7-bit
Dual Address Acknowledged	Disabled
Primary slave address	0
General Call address detection	Disabled

Figura 78 – inicialización del I2C1

- Subrutina “MX_USART6_UART_Init”: < Inicialización de la UART6 >.

Al igual que I2C1, la UART6 tiene su configuración principal de parámetros, los cuales se distinguen:

Basic Parameters	
Baud Rate	9600 Bits/s
Word Length	8 Bits (including Parity)
Parity	None
Stop Bits	1
Advanced Parameters	
Data Direction	Receive and Transmit
Over Sampling	16 Samples

Figura 79 – inicialización de la UART6

- Subrutina “MX_ADC1_Init”: < Inicialización del ADC1 >.

En esta inicialización se definen los parámetros en como va a funcionar el ADC (sin utilizar el DMA, es decir sin “Acceso Directo a Memoria”):

ADC_Settings	
Clock Prescaler	PCLK2 divided by 2
Resolution	8 bits (11 ADC Clock cycles)
Data Alignment	Right alignment
Scan Conversion Mode	Disabled
Continuous Conversion Mode	Disabled
Discontinuous Conversion Mode	Disabled
DMA Continuous Requests	Disabled
End Of Conversion Selection	EOC flag at the end of single channel conversion
ADC_Regular_ConversionMode	
Number Of Conversion	1
External Trigger Conversion Source	Regular Conversion launched by software
External Trigger Conversion Edge	None
Rank	1
ADC_Injected_ConversionMode	
Number Of Conversions	0
WatchDog	
Enable Analog WatchDog Mode	<input type="checkbox"/>

Figura 80 – inicialización del ADC1

Vale destacar que, si bien en la imagen se configuro con 8 bits el ADC en un principio, esto fue modificado en el keil a 12 bits. Esto en virtud de empezar con una configuración baja (8 bits) e ir aumentando paulatinamente el valor a 10 y finalmente a 12 bits, y así visualizar como varia el dato obtenido del conversor.

- Subrutina “MX_USART2_UART_Init”: < Inicialización de la UART2>.

Al igual que la UART6, la UART2 lleva su propia inicialización con distinto Baud Rate, como queda ejemplificado a continuación:

Basic Parameters	
Baud Rate	115200 Bits/s
Word Length	8 Bits (including Parity)
Parity	None
Stop Bits	1
Advanced Parameters	
Data Direction	Receive and Transmit
Over Sampling	16 Samples

Figura 81 – inicialización de la UART2

- Subrutina “MH_Z19_init”: < Inicialización del sensor de dióxido de carbono (MHZ19)>.

En esta subrutina se realiza la calibración del sensor de dióxido de carbono, donde se destacan la calibración de cero y la selección de rango del sensor. Si se usase este sensor con PWM no sería posible su calibración por lo que traería aparejado mayor error.

- Subrutina “HAL_ADC_Start_IT”: < Habilita la interrupción e inicia la conversión ADC de canales regulares, no es bloqueante >.

Es la rutina para poder comenzar a operar con el ADC, de manera no bloqueante, es decir para trabajar con interrupciones.

- Subrutina “init_lcd”: < Inicialización del DISPLAY >.

En la subrutina de inicialización del display 16x2, se realiza la escritura correspondiente tal lo detalla la hoja de datos del display, además se deben respetar los tiempos antes de realizar la escritura (debo esperar al menos 300ms antes de inicializarlo, también un delay busy de 1 ms es necesario entre cada instrucción a enviar al display, para mayor detalle visualizar anexo programación).

- Subrutina “MH_Z19_medicion”: < Efectúa la medición de dióxido de carbono >.

Una vez que el sensor realice la inicialización y se cumple el tiempo (tick), y la bandera de la UART se pone en 1 la cual procede del callback por recepción, se realiza la cuenta correspondiente para poder calcular el valor de dióxido de carbono. Una vez obtenido el mismo, el dato se envía a la unidad de control (PC local), en donde se visualiza la variable a través del terminal realterm (programa de terminal diseñado para capturar, controlar, y depurar flujos de datos), a través de la función CDC_Transmit_FS, la cual envía el array correspondiente de CO2. Luego de transmitir el dato, se alterna el estado de un led para observar de manera visual que esta subrutina se está llevando a cabo de manera exitosa. Por último, se vuelve a transmitir el array correspondiente para pedir el dato de dióxido de carbono al sensor.

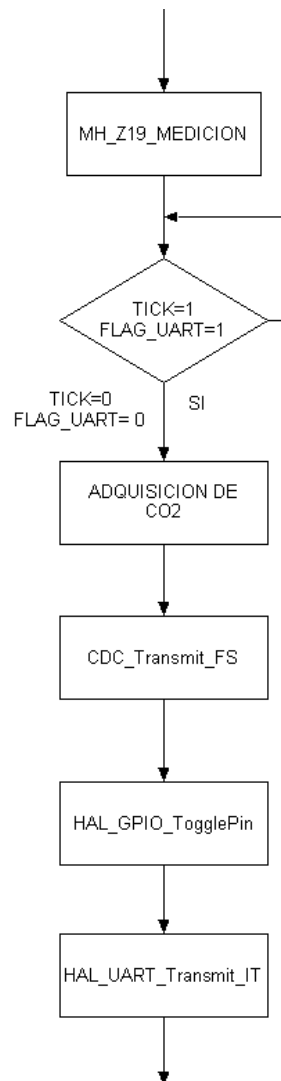


Figura 82 – Subrutina del sensor de dióxido de carbono

- Subrutina “TEM_HUM_medicion”: < Efectúa la medición de temperatura y humedad relativa >.

Una vez cumplido el tiempo definido (tick), se transmitirá el valor 0xF3 (que corresponde al valor de temperatura), posterior a esto se recibe el dato enviado por el sensor siempre y cuando la bandera flag_i2c=1, es decir que haya pasado por el callback de transmisión de I2C. De igual manera solo se procederá a pedir el valor de humedad (enviar el valor 0xF5) si el callback de recepción de I2C “levanta” la bandera. Una vez obtenidos los valores que arroja el sensor acerca de los parámetros pedidos, se realizarán las conversiones correspondientes para obtener el valor real de la temperatura y humedad relativa. Al igual que en el caso anterior se envía el dato al realterm a través de la función CDC_Transmit_FS y se alterna un led.

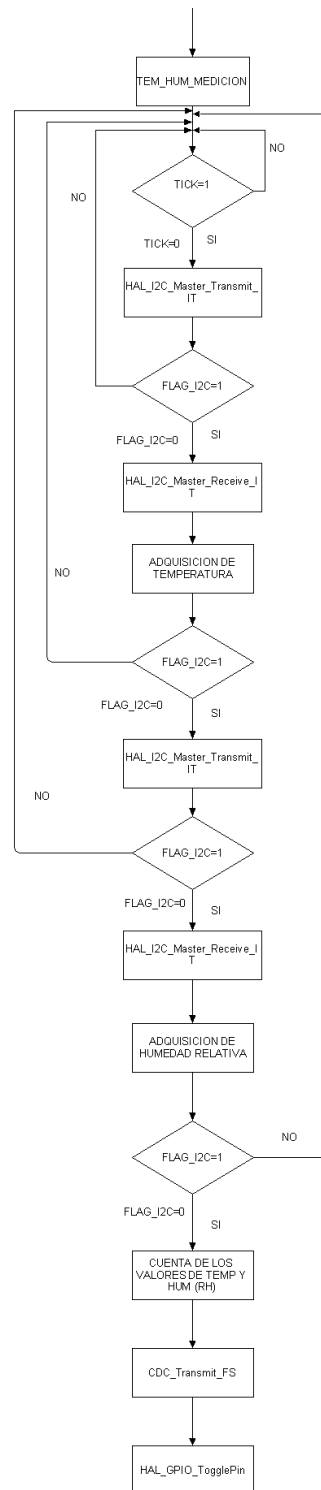


Figura 83 – Subrutina del sensor de temperatura y humedad

- Subrutina “MICROFONO_medicion”: < Efectúa la medición de ruido >.

Se espera el tiempo tick, para luego ejecutar la función HAL_ADC_Start_IT en virtud, de iniciar la conversión tal como se explicó anteriormente en la respectiva rutina. Una vez que se terminó la conversión salta la interrupción del ADC en donde dentro del callback “levanto” una bandera y se toma el dato actual del ADC. Una vez realizado esto, se

comienza a realizar este proceso diez veces para poder tomar un promedio en un lapso menor a 125 ms que es el tiempo de integración utilizado en el diseño del sonómetro. Una vez que el contador llega a 9 (cuenta de 0 a 9, es decir diez veces en intervalos de 10 ms por lo que el intervalo total de medición es de 100 ms), se realiza la cuenta del promedio de las diez muestras tomadas por el ADC, para obtener el valor en dBA aplicando la cuenta correspondiente (obtenida en la sección ensayos). Finalmente se repite el envío de datos y la señalización mediante un led como se hizo con el resto de los sensores.

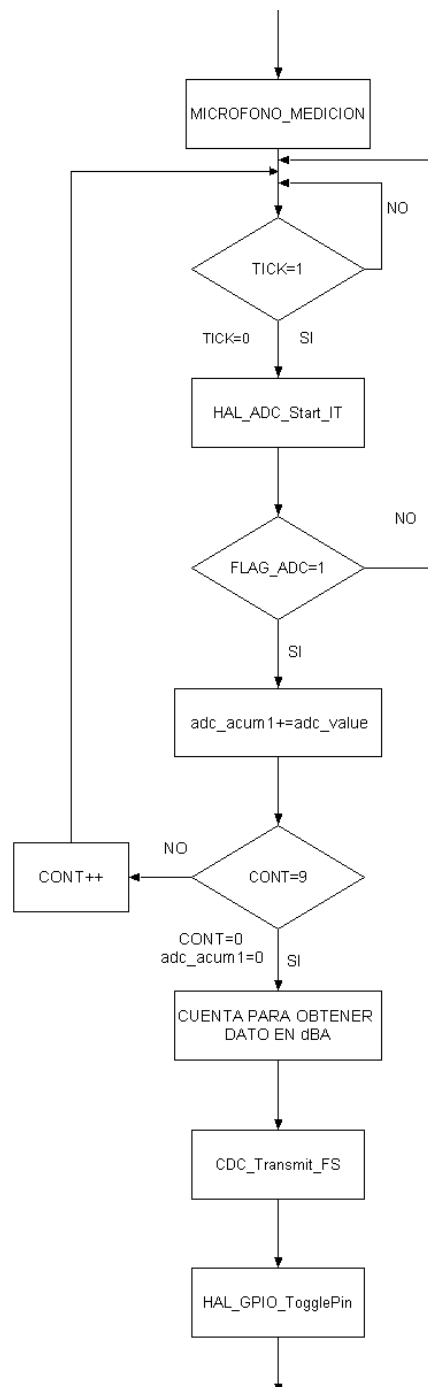


Figura 84 – Subrutina de presión sonora

- Subrutina "SW0_MODEM": < Efectúa la medición del modem (subrutina con antirrebote) >.

Esta es la subrutina del botón de usuario, que dispara la tarea del modem, aquí se tienen distintos estados por los que se pasa para poder validar el dato. Una vez validado, se ejecutan los comandos AT correspondientes a cada una de las instrucciones a ejecutar por el modem. Los estados que se tienen se detallan a continuación:

State=IDLE, mientras esta en cero (IDLE) no hubo cambio en la entrada

State= CHECK, me quedo en este estado esperando los 20ms. Es decir, se chequea el debouncing time que es un tiempo de 20 ms para eliminar cualquier señal espuria que no corresponda al pulsador (antirrebote).

State= PUSH, acá debo poner instrucciones de que hacer al presionar sw0. Lo que se hace en esta parte es prender primero un led, para tener confirmación visual de que la instrucción se ejecutó correctamente hasta este punto del código. Luego se ejecuta una única vez la instrucción del modem en la que se manda un mensaje de texto, automáticamente se prende el buzzer en el que se interpreta que se ha ejecutado una alarma (ver conclusiones de porque se hace esto). Finalmente, una vez que se ejecutó de esta manera, se pasa a enviar los datos al servidor Telit, una y otra vez cuando se presiones el botón sw0. Además, cuando se hace esto se apaga el buzzer.

State= NPUSH, acá debo poner las instrucciones de que hacer al soltar sw0, básicamente se apaga el led en esta tarea.

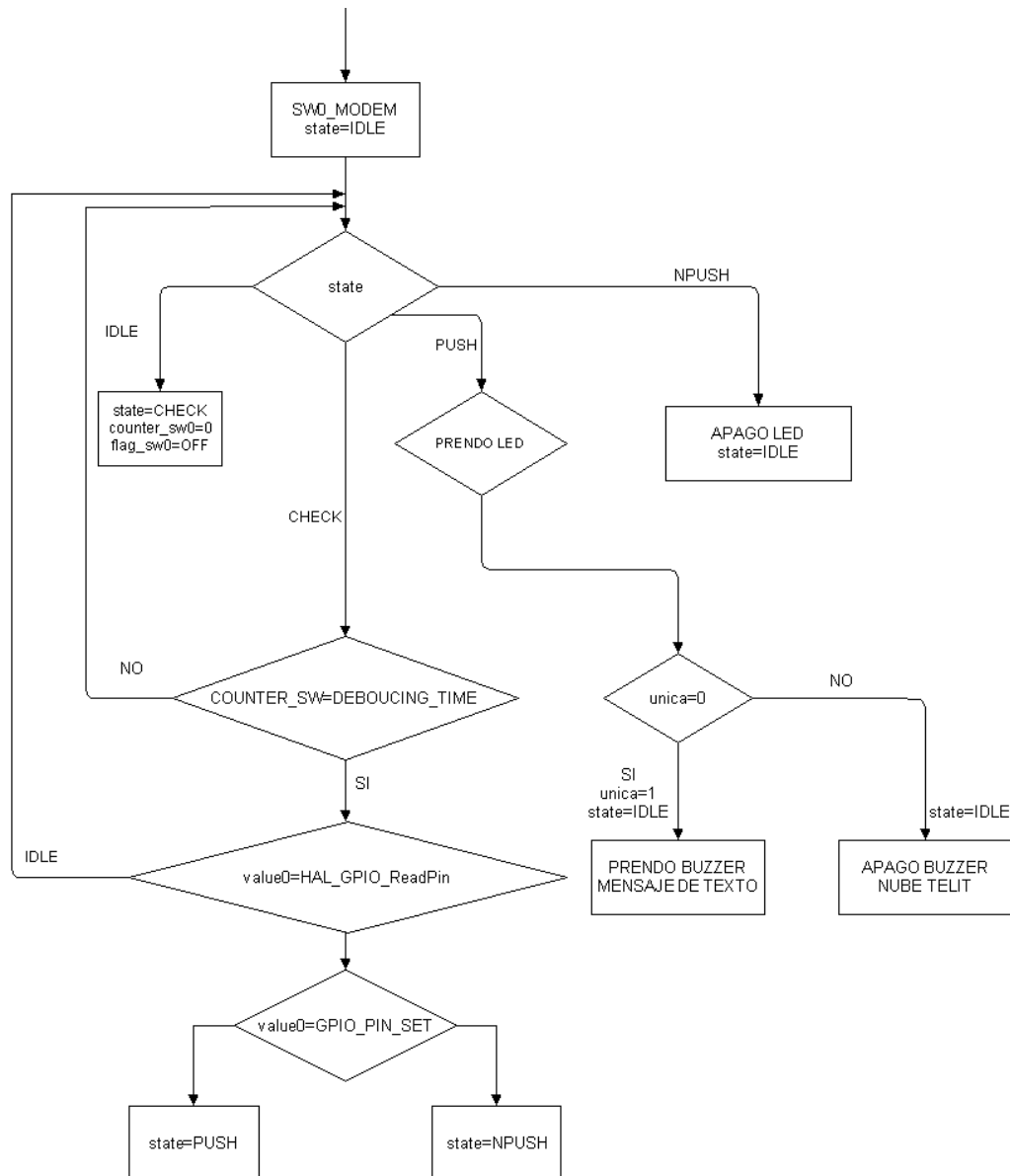


Figura 85 – Subrutina del modem

- Subrutina “SW9_Task”: < Navegación en el DISPLAY (subrutina con antirrebote)>.

La navegación en el display comienza de la misma manera que la subrutina anterior SW0_MODEM (porque es un antirrebote). Lo único que cambia de una a otra, es la tarea para ejecutar cuando se presiona el botón de menú. Por lo que solo se ejemplificara en el siguiente diagrama el estado de PUSH.

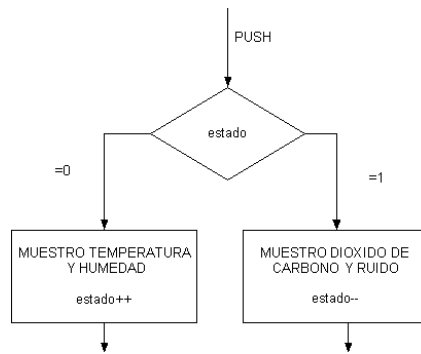


Figura 86 – Subrutina del display

- Subrutina “SWTH”: < Levanta un flag de acuerdo con el botón seleccionado >.

En esta subrutina se discrimina el botón pulsado, levantando una bandera de acuerdo con:

flag_sw0=ON, corresponde al botón de usuario asociado al microcontrolador (subrutina modem, EXTI0).

flag_sw9=ON, corresponde al botón de menú del display (EXTI9).

- Subrutina “HAL_I2C_MasterTxCpltCallback”: < Interrupción de transmisión I2C >.

Cuando termino de transmitir mediante I2C salta interrupción, lo único que se hace aquí es levantar una bandera flag_i2c=1.

- Subrutina “HAL_I2C_MasterRxCpltCallback”: < Interrupción de recepción I2C >.

Ahora vengo a este callback, cuando termino de recibir el dato enviado por el sensor, por lo que se pone flag_i2c=1, para saber que esto ha sucedido.

- Subrutina “HAL_UART_RxCpltCallback”: < Interrupción de recepción UART >.

Dentro de este callback se levanta una bandera como antes, pero solo si se cumple que el valor del “check value” corresponde con el dato recibido. Si esto es así flag_uart=1, y antes de dejar la función rehabilito la recepción de un byte, para seguir operando, usando la función HAL_UART_Receive_IT.

- Subrutina “HAL_ADC_ConvCpltCallback”: < Interrupción por conversión del ADC >.

En esta interrupción se copia a una variable el valor convertido a través de la función HAL_ADC_GetValue, la cual me devuelve una variable de 32 bits, pero solo me quedo con los bits configurados previamente en el ADC.

- Subrutina “HAL_GPIO_EXTI_Callback”: < Interrupción externa >.

Acá tengo el Callback (Subrutina de interrupción) asociada a la interrupción externa. Está configurada que entre por flanco ascendente o descendente. Lo que hago aquí es solamente leer los estados del pin del puerto A pin cero y del puerto D pin nueve.

- Subrutina “HAL_SYSTICK_Callback”: < Interrupción del systick >.

Uso la interrupción del systick, que viene configurada por default a 1 ms. Es decir, salto a la función callback del systick cada vez que se cumple la cuenta de 1ms. Se usa como base de tiempo para la variable tick, además se incrementa una variable counter_sw0 que me sirve para las subrutinas asociadas al antirrebote (para el debouncing_time de 20 ms).

3.3 Software en PC

Los datos captados por los sensores, y posteriormente analizados por el microcontrolador, serán enviados a un servidor dedicado a la recopilación de la información. Será utilizado el servidor del fabricante Telit debido a las facilidades que permite el mismo al contar con un modem cuyo módulo GPRS corresponde a dicha marca (UL-865).

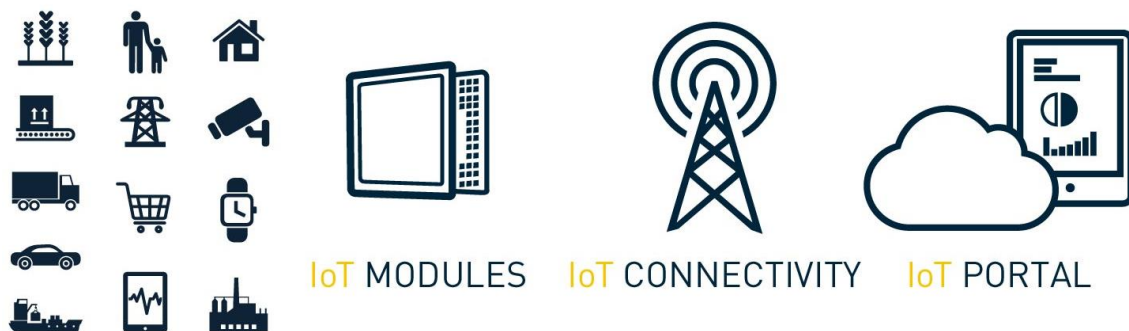


Figura 87 – Servicios IoT

La plataforma deviseWISE permite la administración de la aplicación dedicada al manejo de la información transmitida desde el equipo de monitoreo mediante el modem seleccionado. La interacción con el portal IoT de Telit se da a partir de una serie de comandos AT enviados desde el microcontrolador hacia el modem. El módulo GPRS empleado en el modem interpreta y ejecuta estos comandos para conectarse a la aplicación alojada en el portal y enviar los datos correspondientes.

Por otro lado, gracias al uso del portal, es posible reducir la posibilidad de cualquier riesgo y costo de implementar soluciones complejas IoT. Además, la aplicación cuenta con periódicas actualizaciones, soporte y mantenimiento continuo por parte de la empresa.



Figura 88 – Configuración IoT utilizada

La presentación de las variables sensadas, puede ser totalmente configurada por el administrador del portal. De esta manera es posible disponer de la información en distintos formatos, en virtud de que el usuario final, pueda elegir la manera más adecuada para el tratamiento de los datos. Una forma de observar la información es en forma gráfica, así se obtiene una visión simplificada de la variación de los datos a lo largo del tiempo (Ilustración 89). Vale destacar que el trazado del grafico también es configurable.

Propiedades

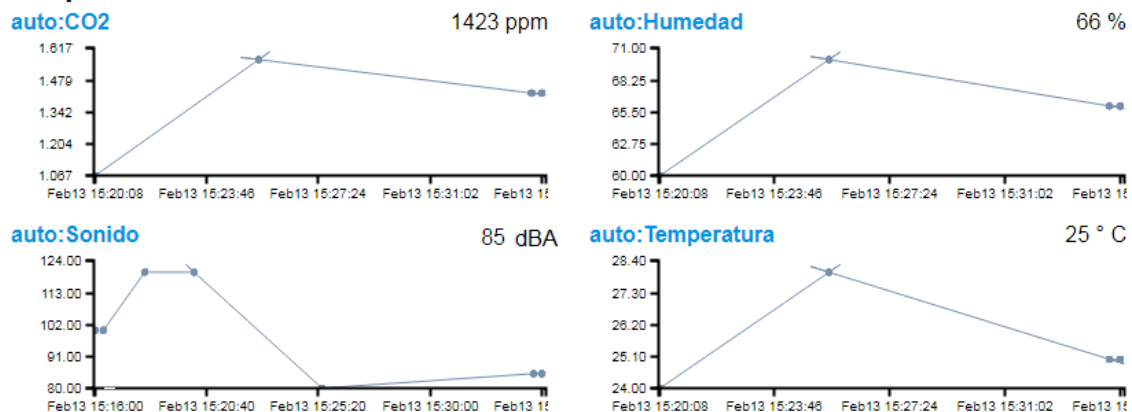


Figura 89 – Presentación de datos en el portal de telit

Por otro lado, se puede de manera gráfica observar el historial de las mediciones a través del tiempo en distintas fechas poniendo los rangos horarios correspondientes. La siguiente ilustración ejemplifica esto mismo.

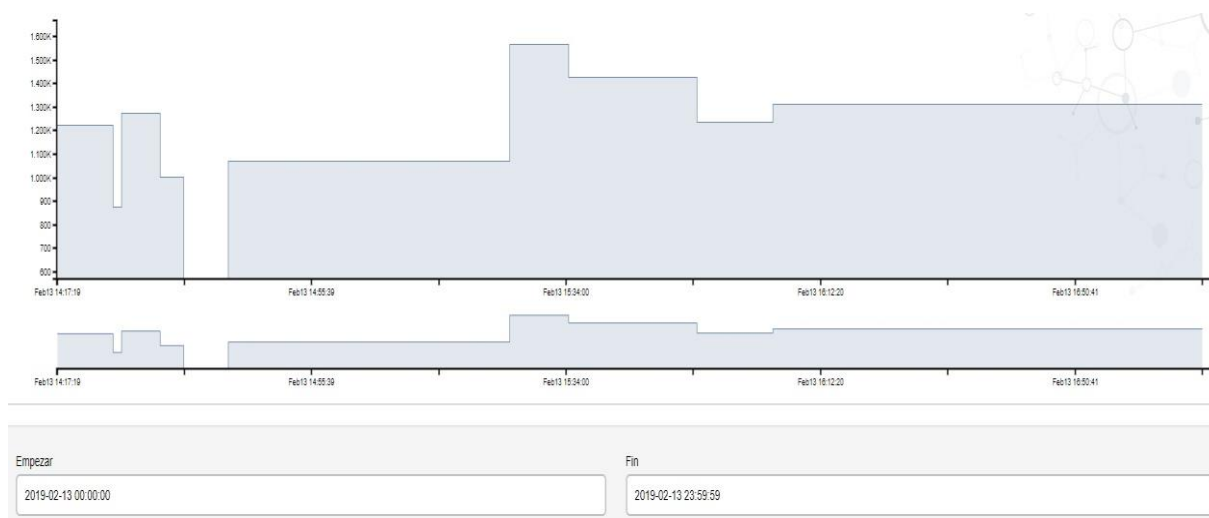


Figura 90 – Histórico de datos en el portal de telit

Por último, también es posible visualizar la información en una tabla con la correspondiente fecha, valor y horario, tal como se ejemplifica en la figura 91. Además, es posible exportarla en formato Excel en virtud de manipular la información fuera de la aplicación de Telit (ver detalle en la figura 91).

auto:CO2

Gráfico Mesa

Descarga en formato .xls

Descarga CSV

Fecha & amp; Hora	Corrid	Valor
2019-02-13 14:17:19		1222
2019-02-13 14:17:19		1222
2019-02-13 14:25:42		872
2019-02-13 14:25:42		872
2019-02-13 14:26:59		1272
2019-02-13 14:27:00		1272
2019-02-13 14:32:48		1000
2019-02-13 14:32:48		1000
2019-02-13 14:36:24		567
2019-02-13 14:36:24		567
2019-02-13 14:36:24		567
2019-02-13 14:37:01		567
2019-02-13 14:37:02		567
2019-02-13 14:37:02		567
2019-02-13 14:43:09		1067
2019-02-13 14:43:10		1067

Figura 91 – Histórico de datos en el portal de telit

4 Modo de operación

El modo de operación es simple, una vez conectado a la red de alimentación monofásica (220v), el display pedirá que se presione el botón de menú para poder comenzar a operar el equipo. Inmediatamente después, se comenzarán a visualizar las distintas variables presentadas en grupos de a dos datos. Es decir, se podrá observar por ejemplo temperatura y humedad, y por otro lado ruido y dióxido de carbono, al presionar nuevamente el botón de menú. Desde la unidad de control (PC), se podrán visualizar en todo momento los resultados de los distintos contaminantes, representados en la pantalla haciendo uso del Realterm.

El equipo está configurado de tal manera que mediante el botón de usuario integrado en la placa del microcontrolador actué como alarma. Una vez pulsado, se activará este modo, con lo cual el usuario primero recibirá en su móvil personal un mensaje de texto, donde podrá observar de manera automática los niveles de contaminación en donde se encuentra alojado el equipo (ver figura 92). Además, de manera local se activará la alarma sonora (buzzer), para que el personal o las personas que se encuentren alrededor del equipo tengan conocimiento de que se encuentran expuestos a niveles nocivos de contaminantes. Por otro lado, luego de enviar el mensaje de texto queda interrumpida esta acción y si se pulsa nuevamente el botón de usuario, se comenzarán a transmitir los datos al servidor de Telit. Es decir, en virtud de utilizar los costos de manera eficaz, ya que el modem utiliza datos (internet) y crédito (por los mensajes), se ha decidido solo enviar información si es requerido, a través del botón de usuario.

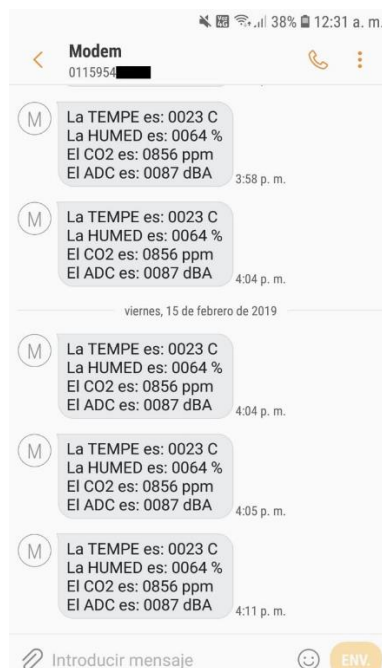


Figura 92 – Mensaje de texto en donde informa los niveles de contaminación

Finalmente, los cuatros leds que se encuentran en la placa del microcontrolador, corresponden a la comunicación de cada uno de los sensores más el modem. Es decir, cada vez que se mande un dato se iluminara el led correspondiente. De esta manera existe un control visual rápido para saber si el dispositivo funciona correctamente.

5 Ensayos

En esta sección se hará hincapié en los ensayos del medidor de presión sonora, ya que el sensor de CO2 tiene una calibración mediante software ya planteada en el presente informe, al igual que el de humedad relativa que existe compensación por temperatura la cual dentro del rango de medición planteado no tiene gran variación (sin embargo, se muestra y se calcula en la programación para ver el contraste de una y otra sin compensar).

El ensayo del medidor de intensidad sonora se realizó en un entorno cerrado, muestreando a la salida del amplificador logarítmico (última etapa del conjunto del bloque de medición sonora) el valor de tensión en dicho punto. Este fue comparado con el nivel de presión sonora obtenido a partir de las mediciones con un instrumento tomado como patrón. En virtud, de obtener la relación entre entre las unidades dBA y tensión.

Como instrumento patrón se utilizó el siguiente decibelímetro:

- Marca: UNI-T
- Modelo: UT353
- Número serie: 110400802809X



Figura 93 – Decibelímetro UNI-T UT353.

Para la medición del valor de tensión se utilizó un osciloscopio digital:

- Marca: RIGOL
- Modelo: DS1052E
- Número serie: DS1ET164468309



Figura 94 – Osciloscopio digital RIGOL DS1052E

Durante el ensayo se reprodujo una señal de ruido rosa para la calibración a través de los siguientes parlantes:

- Marca: EDIFIER
- Modelo: R1000TC

- Número serie: 100121924909



Figura 95 – Parlantes EDIFIER R1000TC

Durante el ensayo se reprodujo una señal de ruido rosa para la calibración a través de los siguientes parlantes:

- Marca: EDIFIER
- Modelo: R1000TC
- Número serie: 100121924909

El procedimiento implementado se describe a continuación:

1. Se reproduce una señal de ruido rosa a un determinado volumen.
2. Se toma nota de la medición de tensión de la señal muestreada por el osciloscopio y el nivel de presión sonora medido por el decibelímetro en modo SLOW, ambas en un mismo instante de tiempo.
3. Las mediciones se repiten un total de 15 veces.
4. A partir de los puntos obtenidos se los relaciona en una gráfica de dispersión para eliminar los puntos más alejados en la misma.
5. Los valores restantes se utilizan para calcular el promedio de tensión y de presión sonora y que se relacionaran entre sí, correspondiendo para un determinado nivel de presión sonora el valor de tensión obtenido.
6. Aumentamos el volumen de entre 3 a 5 dB por encima de la anterior (contrastados con el decibelímetro).
7. Se reiteran los pasos anteriores nuevamente para una nueva toma de mediciones a un volumen mayor respecto al anterior.

A partir del procedimiento citado los valores obtenidos y sus graficas de dispersión fueron:

Medición A:

Número de medición	Tensión [V]	Presión sonora [dBA]
1	0,530	57,00
2	0,526	57,00
3	0,516	54,70
4	0,522	56,60
5	0,516	56,40
6	0,517	58,10
7	0,505	59,20
8	0,505	55,10
9	0,498	56,10
10	0,506	58,80
11	0,500	54,80
12	0,500	55,20
Promedio	0,51175	56,58

Tabla 10 – Datos de medición, presión sonora – tensión. Medición A

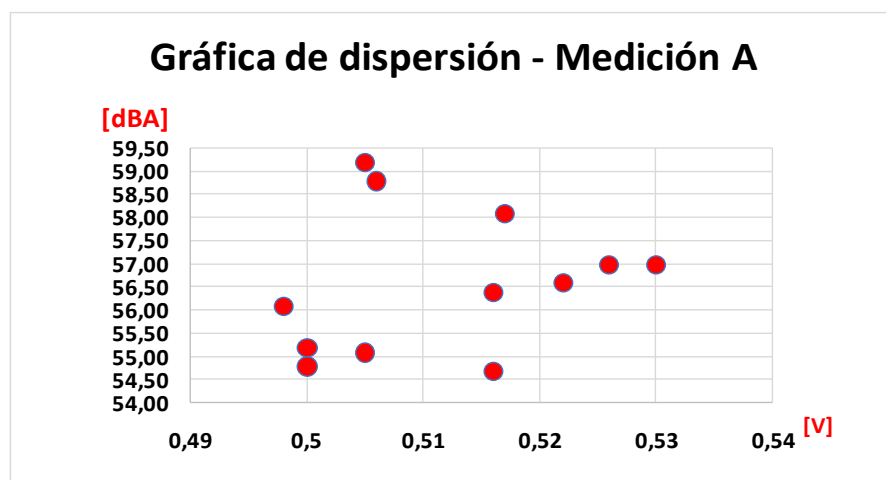


Figura 95 – Gráfica de dispersión, presión sonora – tensión. Medición A

Medición B:

Número de medición	Tensión [V]	Presión sonora [dBA]
1	0,59	58,20
2	0,61	58,40
3	0,60	58,30
4	0,63	58,60
5	0,62	59,40
6	0,60	59,70
7	0,62	59,40
8	0,63	58,70
9	0,61	58,50
Promedio	0,6131	58,80

Tabla 11 – Datos de medición, presión sonora – tensión. Medición B

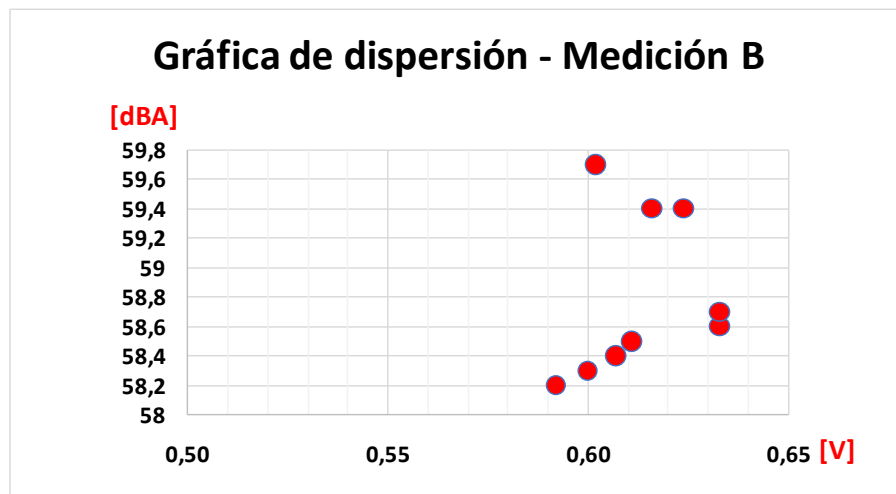


Figura 96 – Gráfica de dispersión, presión sonora – tensión. Medición B

Medición C:

Número de medición	Tensión [V]	Presión sonora [dBA]
1	0,966	65,50
2	0,968	65,30
3	0,943	65,20
4	0,967	65,70
5	0,936	65,60
6	0,970	65,40
7	0,945	65,70
8	0,927	65,20
Promedio	1,212	65,45

Tabla 12 – Datos de medición, presión sonora – tensión. Medición C

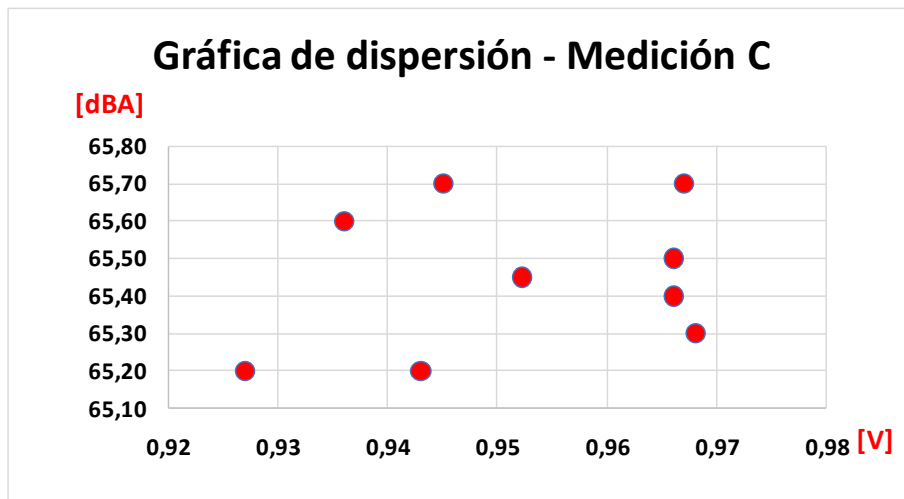


Figura 97 – Gráfica de dispersión, presión sonora – tensión. Medición C

Medición D:

Número de medición	Tensión [V]	Presión sonora [dBA]
1	1,21	69,60
2	1,20	69,30
3	1,20	69,10
4	1,20	69,00
5	1,22	69,10
6	1,21	69,30
7	1,22	69,10
8	1,21	69,60
9	1,23	69,30
10	1,22	69,10
Promedio	0,51175	69,25

Tabla 13 – Datos de medición, presión sonora – tensión. Medición D

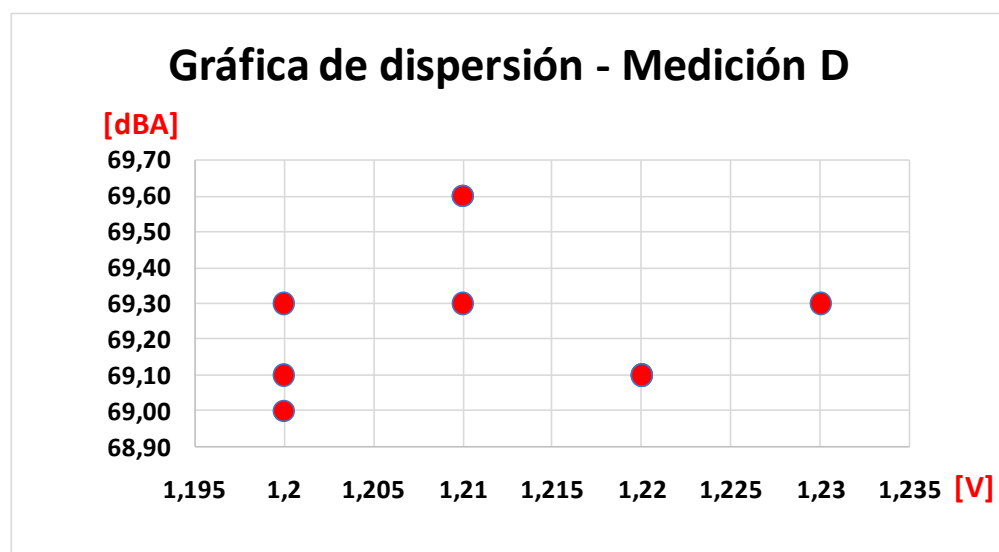


Figura 98 – Gráfica de dispersión, presión sonora – tensión. Medición D

Medición E:

Número de medición	Tensión [V]	Presión sonora [dBA]
1	1,43	72,60
2	1,43	72,40
3	1,43	72,70
4	1,44	72,80
5	1,44	72,50
6	1,44	72,90
7	1,43	72,60
8	1,43	72,50
9	1,43	72,50
10	1,44	72,50
Promedio	1,434	72,60

Tabla 14 – Datos de medición, presión sonora – tensión. Medición E

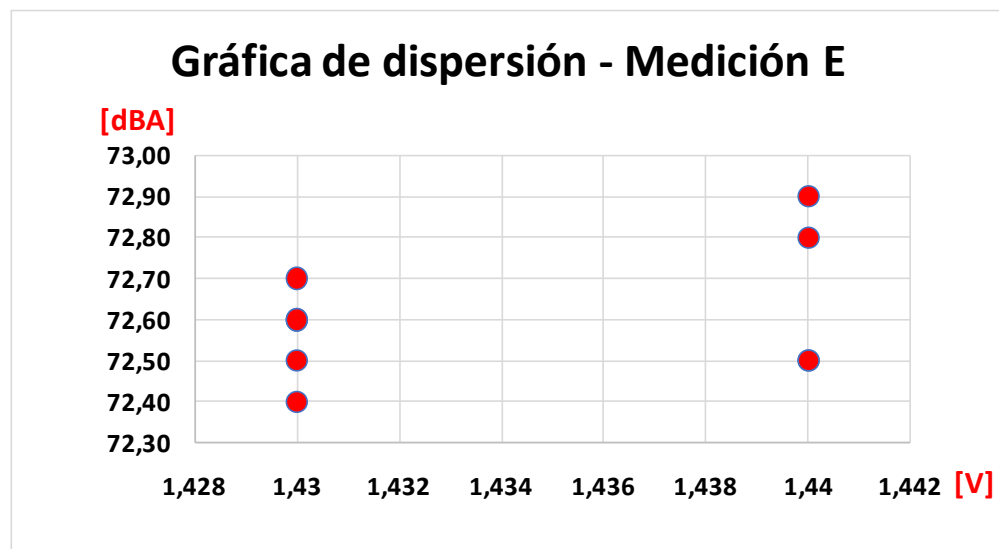


Figura 99 – Gráfica de dispersión, presión sonora – tensión. Medición E

Medición F:

Número de medición	Tensión [V]	Presión sonora [dBA]
1	1,57	75,10
2	1,57	75,20
3	1,58	75,40
4	1,57	75,20
5	1,57	75,10
Promedio	1,572	75,20

Tabla 15 – Datos de medición, presión sonora – tensión. Medición F

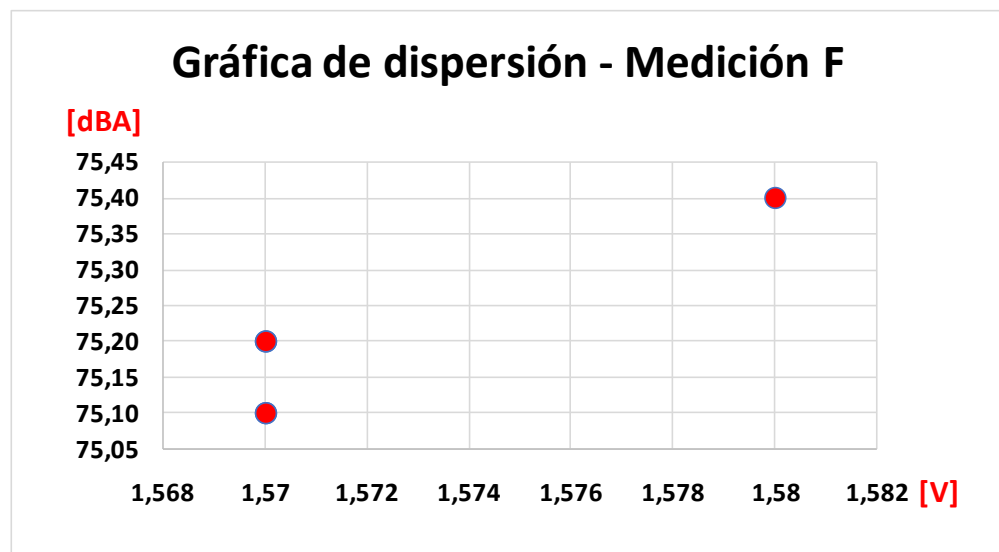


Figura 100 – Gráfica de dispersión, presión sonora – tensión. Medición F

Medición G:

Número de medición	Tensión [V]	Presión sonora [dBA]
1	1,64	76,70
2	1,64	76,80
3	1,64	77,20
4	1,64	76,80
5	1,64	76,90
Promedio	1,64	76,88

Tabla 16 – Datos de medición, presión sonora – tensión. Medición G

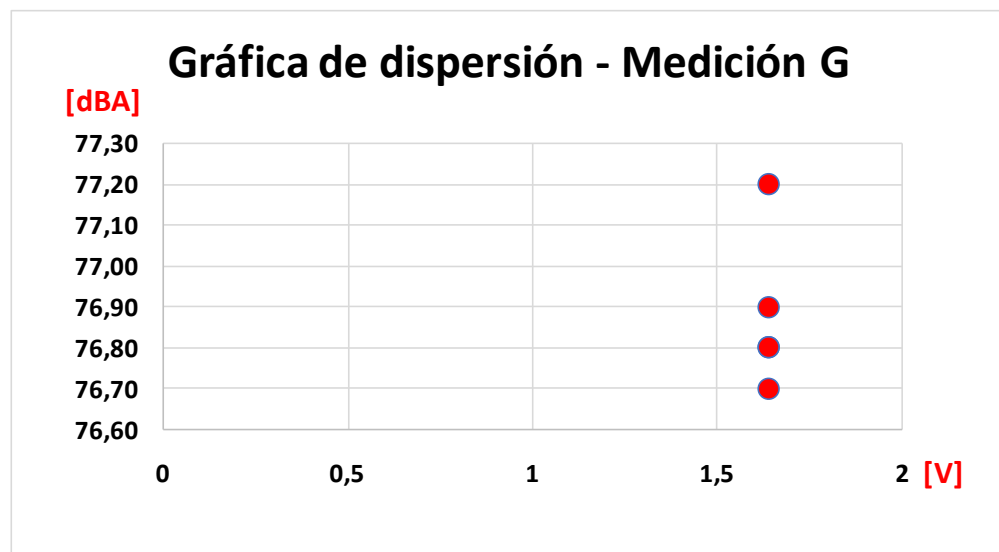


Figura 101 – Gráfica de dispersión, presión sonora – tensión. Medición G

Medición H:

Número de medición	Tensión [V]	Presión sonora [dBA]
1	1,73	80,20
2	1,73	80,20
3	1,73	80,30
4	1,73	80,20
5	1,73	80,20
Promedio	1,73	80,22

Tabla 17 – Datos de medición, presión sonora – tensión. Medición H

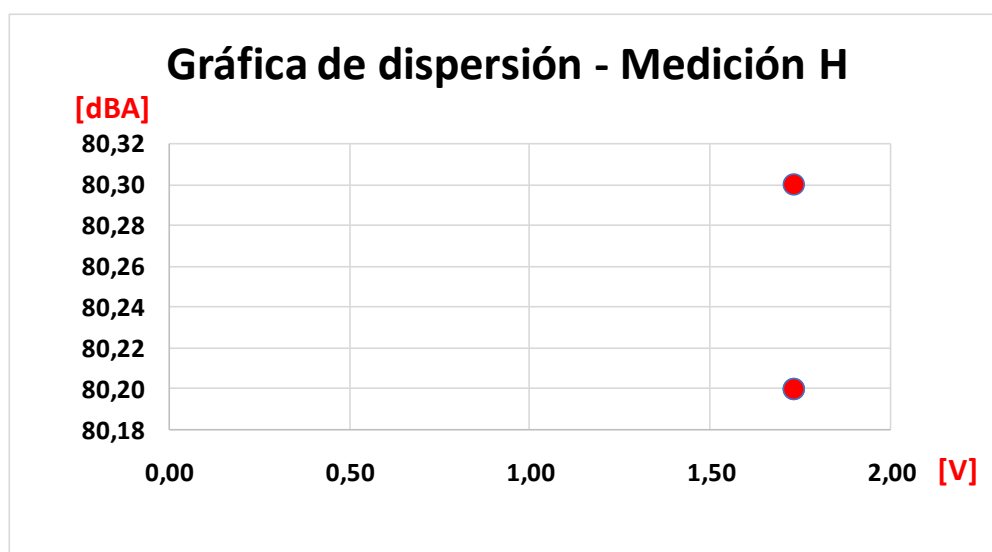


Figura 102 – Gráfica de dispersión, presión sonora – tensión. Medición H

En los últimos tres ensayos se optó por tomar un número menor de valores debido a la despreciable variación entre los datos obtenidos.

Luego de tener una determinada cantidad de puntos a partir del promedio de las muestras, según el volumen seteado en la reproducción de sonido, se traza la gráfica lineal. Posteriormente se traza la línea de tendencia que deberá de ser lo más próxima posible a la gráfica obtenida por los puntos resultantes de las mediciones realizadas para asegurar una respuesta del instrumento lo más lineal posible. Entre más próximas resulten ambas gráficas, menor será el margen de error asociado.

Número de medición	Promedio tensión [V]	Promedio presión sonora [dBA]
1	0,51175	56,58
2	0,61311	58,80
3	0,95225	65,45
4	1,212	69,25
5	1,434	72,60
6	1,572	75,20
7	1,64	76,88
8	1,73	80,22

Tabla 18 – Promedio de mediciones, presión sonora – tensión

A partir de la figura 103, puede verse que la línea de respuesta trazada (línea continua azul) resulta aproximada a la línea de tendencia (línea punteada).

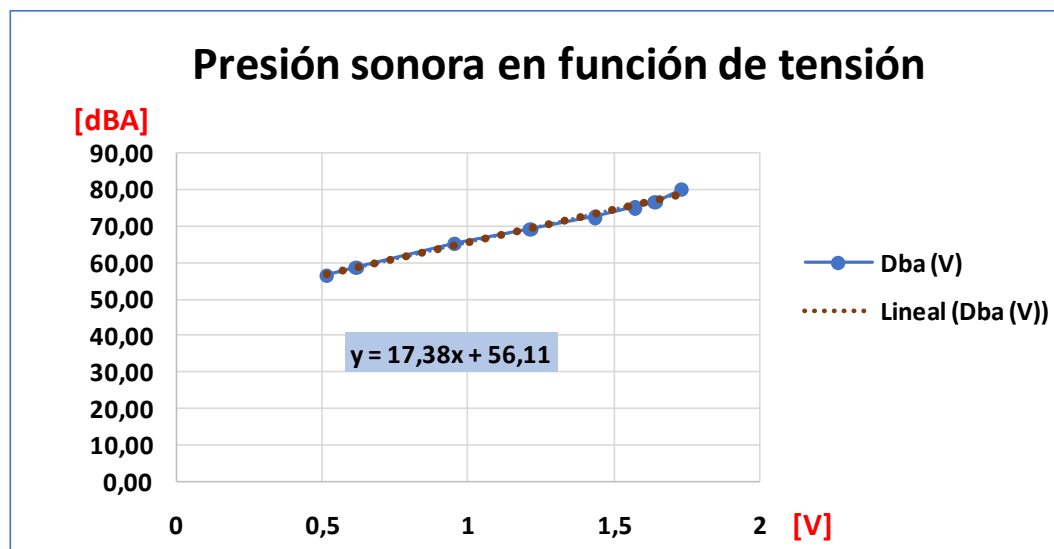


Figura 103 – Gráfica de presión sonora – tensión y línea de tendencia

Por lo anterior, se toma el ensayo como exitoso, obteniendo a partir de la línea de tendencia el polinomio $y(x)$ que representa la respuesta del sonómetro siendo:

$$y(x) = 17,38 * x + 56,11$$

Donde:

- Y: Presión sonora [dBA]
- X: Tensión [V]

El polinomio resultante fue implementado en el código del microcontrolador para definir la salida en dBA según la tensión presente a la salida del bloque de medición de ruido.

6 Conclusiones

Se ha desarrollado un medidor de distintos contaminantes en general de bajo costo, basado en hardware y software libre. El proyecto podría dividirse en dos partes por un lado lo que respecta al monitoreo de dióxido de carbono, temperatura y humedad, y por el otro el de presión sonora ponderado A. En referencia al monitoreo de ruido, la mayor parte del proceso de la señal se hace de manera analógica, mediante distintas etapas como se vio en el apartado correspondiente, para acondicionar la señal para su posterior digitalización. Los resultados obtenidos han sido muy satisfactorios teniendo en cuenta que una parte del objetivo principal era desarrollar un medidor de bajo costo. Con lo cual como el sonómetro fue de elaboración propia se hizo un diseño cuidando a raja tabla esta condición. Entre las principales características se detallan:

- Excelente prestación entre los 40 dBA hasta los 82 dBA inclusive (diferencia menor a 1 dBA), luego para presiones sonoras más grandes (arriba de los 82dBA) el micrófono empieza a saturar, con lo cual no se consigue el comportamiento lineal deseado y las mediciones empiezan a presentar mayor error a medida que se aumenta el ruido (ver imagen 104). Este inconveniente se resuelve cambiando el micrófono por uno de mejores prestaciones. El inconveniente que se ha tenido a la hora de elegir el micrófono, es que en el mercado argentino la mayoría de estos no tienen un código o una hoja de datos asociada para poder tener una exactitud a la hora de realizar el diseño. El que se ha adquirido cuenta con ella, pero con escasa información. Con lo cual el proceso de calibración ha sido determinante a la hora de obtener un sonómetro de características aceptables.



Figura 104 – Saturación del micrófono a partir de que se aumenta el sonido más allá de 82 dBA

- La etapa de amplificador logarítmico tiene una fuerte dependencia con la temperatura, debido a que esta realizado con un diodo. Por ello, para minimizar este efecto se podría haber recurrido a diferentes alternativas. Una de ellas es utilizar algún diodo de un material alternativo a los de silicio, que presente mejor comportamiento. Otra solución, es utilizar un transistor en lugar de un diodo como se muestra en la siguiente figura.

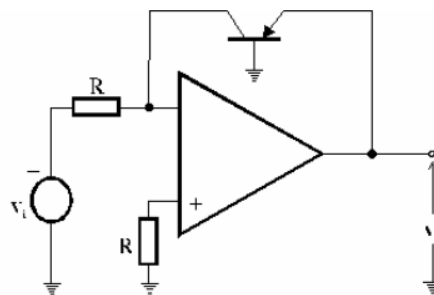


Figura 105 – Amplificador logarítmico basado en transistor bipolar

En la figura se muestra el amplificador logarítmico básico, basado en las características del transistor bipolar. La salida es siempre V_{be} , y el bucle de realimentación de alta ganancia introducido a través del amplificador operacional, obliga que la intensidad de colector en el transistor sea igual que la intensidad de entrada [11].

Por ultimo por mencionar otra alternativa, una posible solución es cambiar hardware por el uso de software. Esta alternativa, permite una calibración más

del dispositivo ya que se pueden usar distintos coeficientes aplicados al logaritmo.

- La calibración del sonómetro propio varia de la estipulada por la norma. Principalmente porque no se tiene la misma por la que la información disponible es parcial, y además es difícil de conseguir los materiales necesarios para realizarla, por ejemplo, una fuente acústica que se aproxime a un radiador isotrópico esférico o un sonómetro patrón como lo recomienda la norma. Sin embargo, si se han tomado distintas consideraciones como lo son las distancias y el ruido patrón (ruido rosa). El proyecto se ha desarrollado para un ámbito educativo o de investigación, cumpliendo con el objetivo principal propuesto al inicio del mismo.

En lo que respecta a las mediciones de los demás contaminantes los sensores se comportaron dentro de los rangos tal como especifican los fabricantes.

En el cálculo de la humedad relativa si bien se ha compensado por temperatura, se ha decidido mostrar la variable sin compensar (en el código están hechas las dos formas), ya que no presentan grandes diferencias dentro de los rangos utilizados.

El sensor de dióxido de carbono, ha presentado un excelente comportamiento sin necesidad de acudir a sensores que se basan en un principio químico para su funcionamiento.

En el caso del modem, se ha observado un buen comportamiento, además el mismo posibilita al uso de la aplicación de Telit, con lo que no ha sido necesario desarrollar una aplicación. En este punto es importante remarcar, que los temas de costos asociados a la prestación del modem pueden ser optimizados si se realizan ciertos cambios:

- El modem opera con un chip de la compañía de Movistar, el plan asociado a este es un prepago sin factura, con lo cual él envío de mensajes y datos se hace elevado si se utiliza el mismo de manera continua, con lo cual es alto el costo. Una manera de resolver este inconveniente es usar un plan pospago con factura, en virtud de reducir el precio y obtener más GB para poder navegar de manera libre.
- Ante una eventual alarma recibir en el móvil un correo electrónico en vez de usar un mensaje de texto, para reducir significativamente el uso de crédito del servicio de telefonía móvil. La figura a continuación es una prueba que se hizo mediante el servidor de Telit y el modem.

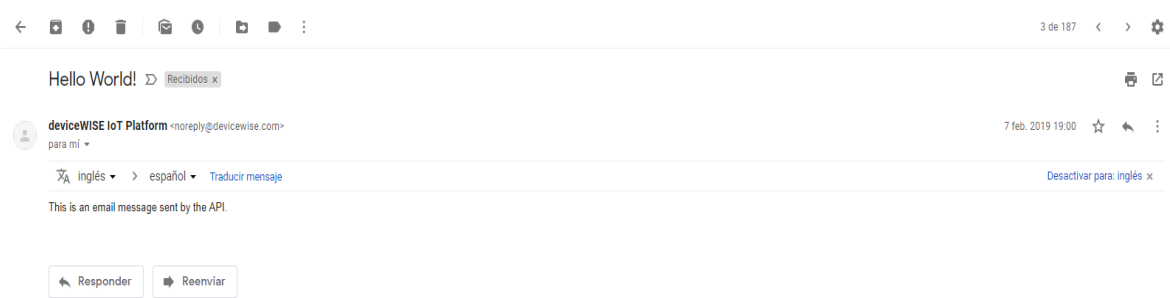


Figura 105 – Prueba de mail

A lo que respecta del equipo en el mercado actual, si bien existen medidores de distintos contaminantes, no existe uno que mande los datos a través de un servidor para poder ser visualizados, sin necesidad de estar físicamente frente al equipo. También no cuentan con la personificación del envío de mensajes de texto a un celular particular como alternativa a los datos enviados al portal de Telit, como si lo hace el equipo desarrollado en el presente informe. Las alarmas presentadas en el portal de telit pueden ser totalmente configurables, pudiendo cambiar según los distintos entornos a los que se encuentra sometido el equipo.

Para mejoras futuras, el equipo podría contar con una implementación de alarmas, que permita informar al usuario el estado de los parámetros medidos, comunicando en forma “amigable” al usuario si la calidad del aire es adecuada o no de acuerdo a cada uno de los parámetros muestreados. En la siguiente imagen se muestra algunas de las pruebas que se hicieron sobre el servidor de Telit.

Alarmas

	Nombre	Estado	Mensaje
	Alarma de CO2	Bueno	286
	Alarma de sonido	Malo	106.3
	Alarma de Temperatura	Regular	36.5

Figura 106 – Prueba de estado de alarmas de contaminantes medidos. Imagen de portal IoT Telit

La condición es mostrada en la columna de Estado como “Bueno”, “Regular” o “Malo”, adicionando en la columna de Mensaje el valor muestreado por el dispositivo en el momento, si el mismo se encuentra en conexión con el servidor.

En lo que respecta a la programación se ha tenido que cambiar la comunicación con la Unidad de Control. Esto fue consecuencia directa, de una comunicación errónea cuando se utilizaba de forma conjunta 2 UARTS más la salida USB. Por lo que la solución más rápida fue utilizar la UART1 restante. Sin embargo, esta tampoco funcionaba como debería, a grandes velocidades de baud rate (superiores a 9600 baudios) no se podía establecer una correcta comunicación. Por lo que, se decidió bajar la velocidad de transmisión paulatinamente y verificar los datos con el Real Term. Por lo tanto, se llegó

a la determinación que una correcta visualización de los datos, se puede llevar a cabo a una velocidad de 1100 baudios. Por esta razón, la función CDC_Transmit_FS, fue reemplazada por la función de transmisión de la UART1.

Finalmente, como se vio anteriormente, el actual diseño está abierto a nuevas posibilidades, además de poder incluir más sensores sin que esto sea un problema, ya sea físicamente en el microcontrolador como en el portal de Telit.

7 Proyecto finalizado

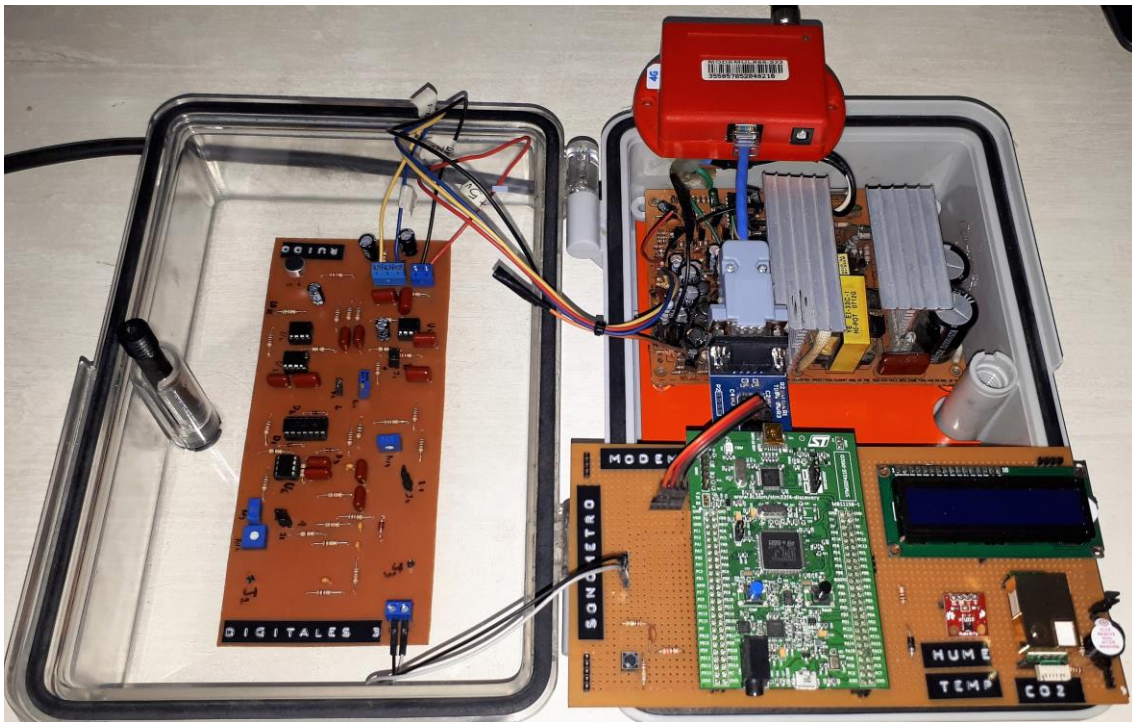


Figura 107 – Sistema de monitoreo de calidad de aire

8 Referencias

A continuación, se detalla documentación de referencia utilizada para el desarrollo del proyecto

1. Link: Departamento de Salud Pública, Medio Ambiente y Determinantes Sociales de la Salud -
<https://www.who.int/phe/breathe-life/about/es/>
2. Link: CO2 y el cambio climático -
<http://www.homohominisacrares.net/sec/ecologia/co2/co2.htm>
3. Link: Dióxido de carbono: efectos en la salud, usos y beneficios -
http://www.ccsso.ca/oshanswers/chemicals/chem_profiles/carbon_dioxide/health_cd.html
4. Dr. Ing. Miguel Ángel Gantuz y Ing. Ignacio Peacock. Sonómetro de tiempo real. Facultad de Ingeniería. Universidad de Mendoza.
<http://www.um.edu.ar/ojs-new/index.php/FAI/article/download/798/787>.
5. Hoja de datos: Intelligent Infrared CO2 Module (Model: MH-Z19)
6. Hoja de datos: HTU21D(F) Sensor, Digital Relative Humidity sensor with Temperature output
7. Hoja de datos: MODEMUL865-232 Sensor, Módulo GSM/GPRS Telit UL865.
8. Hoja de datos: MAX3232, 3-V to 5.5-V Multichannel RS-232 Line Driver/Receiver With ± 15 -kV ESD Protection
9. Link: STM32F411 -
<https://www.st.com/en/microcontrollers/stm32f411.html?querycriteria=productId=LN1877>
10. Link: STM32F411 DISCOVERY - <https://www.st.com/en/evaluation-tools/32f411ediscovery.html>
11. Link: Acondicionamiento de señales analógicas
https://www.ctr.unican.es/asignaturas/instrumentacion_5_IT/IEC_7.pdf.

9 Anexos

9.1 Anexo A: Comparativa de sensores para la selección de componentes

Sensor	Temperatura			Humedad			Alimentación	Protocolo de comunicación
	Rango de operación	Exactitud	Resolución	Rango de operación	Exactitud	Resolución		
BME680	0 a 65 °C	± 1 °C	0.01 °C	10 a 90 %RH	± 3 %RH	0.008 %RH	1.71 a 4.25 V	I2C -SPI
SI7005	5 a 70 °C	± 1 °C	0.03 °C	20 a 80 %RH	± 4.5%RH	0.0244%RH	2.1 a 3.6 V	I2C
SI7021	-10 a 85 °C	± 0.4°C	0.01 a 0.08 °C	0 a 80 %RH	± 3 %RH	0.0025 a 0.2 %RH	1.9 a 3.6 V	I2C
HTU21D	5 a 60 °C	± 0.3°C	0.01 a 0.04 °C	5 a 95 %RH	± 2 %RH	0.04 a 0.7 %RH	1.5 a 3.6 V	I2C
BME280	0 a 65 °C	± 1 °C	0.01 °C	20 a 80 %RH	± 3 %RH	0.008 %RH	1.71 a 3.6 V	I2C-3 and 4 wire

Sensor	Gases			Alimentación	Protocolo de comunicación
	Rango de operación	Exactitud	Resolución		
SGP30 (CO ₂)	400 a 60000 PPM	No informa	1 a 31 PPM (dependiendo del rango)	1.62 a 1.98 V	I2C
SGP30 (VOC)	0 a 60000 PPB	No informa	1 a 6 PPB (dependiendo del rango)		
CCS811 (CO ₂)	400 A 8192 PPM	No informa	No informa	1.8 3.6 v	I2C
CCS811 (VOC)	0 A 1187 PPB	No informa	No informa		
MiCS-5524(CO)	1 a 1000 PPM	No informa	Analógico	5V	Analógico
MH-Z19B(CO ₂)	0 a 5000 PPM	±50ppm +3% del valor leído	Depende de la salida	4.5 a 5.5V	UART-PWM wave- Analógica



Corresponde al sensor seleccionado.

9.2 Anexo B: Normativa vigente

En el desarrollo del prototipo se recurrió a las siguientes normativas con el fin de plantear una base en las especificaciones técnicas que debe de cumplir el mismo:

- IRAM 4074-1: Medidor de nivel sonoro: Especificaciones generales.
- Define el concepto de decibel A (dBA), que difiere del decibel a secas (dB) en que este último mide el nivel físico del sonido (nivel de presión sonora o nivel de presión acústica), mientras que el dBA tiene en cuenta el hecho de que los sonidos muy graves y muy agudos son percibidos con menor sensación de sonoridad o fuerza que los medios, para lo cual interpone un filtro que atenúa los graves y los muy agudos, en forma similar a la respuesta del oído. Esta escala ha sido universalmente adoptada en todas las reglamentaciones porque brinda una medida correlacionada con el daño auditivo, con la molestia causada por un ruido y con la interferencia que ocasiona a la palabra hablada.
- ISO 1996-1: Acústica - Descripción, medición y evaluación del ruido ambiental: Cantidades básicas y procedimientos de evaluación.
- Define las cantidades a utilizar para la descripción del ruido en entornos comunitarios y describe procedimientos de evaluación básicos. También especifica métodos para evaluar y brinda orientación para predecir la posible respuesta de molestia de una comunidad a la exposición a largo plazo de varios tipos de ruidos ambientales.
- ISO 1996-2: Acústica - Descripción, medición y evaluación del ruido ambiental: Determinación del ruido ambiental.
- Describe como los niveles de presión de sonido pueden ser determinados por medición directa, por extrapolación de resultados de medidas mediante cálculos, o exclusivamente por cálculos, sirviendo como base para evaluar el ruido ambiental.
- Normas EPA: Metodologías y procedimientos de calibración establecidos por la Agencia de Protección Ambiental (Environmental Protection Agency) de Estados Unidos.
- La Agencia de Protección Ambiental de Estados Unidos fija normas de calidad del aire para el ozono, material particulado, dióxido de nitrógeno, dióxido de sulfuro, monóxido de carbono, y plomo, las cuales han servido de referencia para la metodología y los procedimientos de calibración para los sistemas desarrollados

en la actualidad (como es el caso de las estaciones de medición implementadas en la Ciudad de Buenos Aires).