



UNIVERSIDAD DE JAÉN

**ESCUELA POLITÉCNICA
SUPERIOR DE LINARES
INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN**

TESIS DOCTORAL

**INTEGRACIÓN DE INDICADORES
BORROSOS EN REDES DE SENSORES
INALÁMBRICOS. APLICACIÓN EN LA
MONOTORIZACIÓN DE CONTAMINACIÓN
ACÚSTICA**

**PRESENTADA POR:
JUAN ANDRÉS MARISCAL RAMÍREZ**

**DIRIGIDA POR:
DR. D. JOSÉ ÁNGEL FERNÁNDEZ PRIETO
DR. D. JOAQUÍN CAÑADA BAGO**

LINARES, 15 DE JUNIO DE 2017

ISBN 978-84-9159-215-0

*A mi familia y en especial a mis padres, Francisco y María del Carmen.
A Lorena, por su apoyo durante todos estos años.*

Agradecimientos

En primer lugar, agradecerles a mis tutores Dr. D. José Ángel Fernández Prieto y Dr. D. Joaquín Cañada Bago la ayuda prestada en el desarrollo de este trabajo de investigación. Han sido una gran fuente de inspiración, gracias a su apoyo y confianza durante estos años.

En segundo lugar, me gustaría dar las gracias al grupo de investigación TIC220 por el apoyo prestado en el desarrollo e implementación de dicha investigación.

Finalmente, un agradecimiento a mi familia, en especial a mis padres y a Lorena, que sin su apoyo incondicional esto no hubiera sido posible.

Resumen

Numerosos estudios ponen de manifiesto los riesgos que la exposición a entornos ruidosos puede ocasionar en las personas, como hipertensión, pérdidas auditivas, estrés, insomnio y baja productividad. Según la Unión Europea (UE), la contaminación acústica es un grave riesgo para la salud y la productividad. Por esta razón, la Comisión Europea aprobó varias políticas de reducción del ruido ambiental en 1996. Dichas políticas dieron lugar a la Directiva 2002/49/CE, que obliga a los Estados miembros a proporcionar mapas de ruido en todos los centros urbanos con más de 250.000 habitantes, principales aeropuertos, importantes vías ferroviarias y carreteras.

El método clásico para la generación de mapas de ruido se basa en la medida del nivel de presión sonora equivalente realizada por sonómetros. El principal inconveniente de este método es que los mapas de ruido no están basados en medidas en tiempo real. Por lo tanto, no puede obtener la evolución temporal de las medidas. Sin embargo, en los últimos años varios trabajos de investigación proponen el uso de Redes de Sensores Inalámbricos (WSNs).

Aunque, los indicadores de ruido pueden ser calculados por nodos sensores, la percepción del ruido se ve afectada por factores subjetivos y no existe una correlación directa entre los indicadores y la percepción subjetiva de ruido. En este sentido, esta tesis doctoral presenta un nuevo Indicador de Ruido Borroso del inglés *Fuzzy Noise Indicator* (FNI) para inferir el grado de molestia subjetiva de ruido, utilizando un nuevo algoritmo de dominio de frecuencia adaptado para su uso en dispositivos con recursos muy limitados. En cada nodo sensor se ejecuta un Sistema Basado en Reglas Borrosas (FRBS) especialmente adaptado, que dispone de dos entradas: a) el nivel de presión sonora equivalente ponderado (Tipo A) y b) su persistencia en el tiempo.

Por último, se han llevado a cabo una serie de experimentos que ponen de manifiesto el buen comportamiento del sistema, dado que las diferencias entre el método propuesto y las técnicas clásicas, son mínimas en un entorno urbano. Los resultados muestran, que el indicador borroso puede ser utilizado para distinguir situaciones de más o menos nivel de molestia subjetiva. Además, es factible el uso de indicadores de borrosos para la generación de nuevos mapas espaciales y temporales basados en la molestia de ruido subjetiva.

Abstract

Many studies have demonstrated that exposure to environmental noise can cause problems in people, such as hypertension, hearing loss, stress, insomnia and low productivity. According to the European Union (EU), noise pollution is a serious risk to public health and productivity. For this reason, the EC approved a policy to reduce environmental noise in 1996. This policy resulted in Directive 2002/49/EC, which requires member states to provide accurate mappings of noise levels throughout all urban centers with more than 250,000 inhabitants, main airports, major railways and roads.

Traditionally, noise mappings have been created using sound level meters, and the noise indicator used is the equivalent continuous sound pressure level. These devices have a number of inherent technological disadvantages, such as the lack of real-time data. Therefore, it is not possible to achieve a temporal evolution of the measured data. However, over the last few years, some studies have proposed the deployment of Wireless Sensor Networks for this task.

Although, the noise indicators can be calculated by sensor nodes, the noise perception is affected by subjective factors and there is not a direct correlation between the indicators and the subjective perception of noise. Accordingly, this Ph. P. Thesis presents a new Fuzzy Noise Indicator (FNI) to infer the degree of subjective noise annoyance, using a new frequency domain algorithm adapted for use in resource-constrained devices. Each device executes an adapted Fuzzy Rule-Based System which has two inputs: a) the A-weighting equivalent noise level value and b) its persistence in time.

Finally, several experiments have been carried-out and the results show the effectiveness of the system because the difference between our method and the traditional technique is very closed in streets of an urban area. The results show that the use of this Fuzzy Indicator helps to distinguish between situations with noise annoyance and other situations less annoying. Additionally, the Fuzzy Noise Indicators can be used for generating new noise subjective annoyance mappings in real time and space.

Índice General

I Planteamiento de la Investigación y Revisión de Conocimientos	1
1. Introducción	3
1.1 Contexto y localización de la investigación.....	3
1.2 Hipótesis	5
1.3 Objetivos.....	6
1.3.1 Diseño de un algoritmo para el cálculo del nivel de presión sonora	6
1.3.2 Diseño e integración de sistemas basados en conocimiento para la obtención de indicadores de ruido borrosos.....	7
1.3.3 Evaluación y comparación de los resultados	7
1.4 Metodología.....	8
1.4.1 Revisión del estado del arte	8
1.4.2 Diseño e implementación del sistema	8
1.4.3 Banco de pruebas.....	9
1.5 Estructura de la tesis	10
2. Contaminación Acústica.....	13
2.1 Introducción.....	13
2.2 Efectos sobre la Salud.....	14
2.3 Cuantificación del Ruido	17
2.3.1 Decibelio (dB)	17
2.3.2 Curvas Isofónicas	17
2.3.3 Filtros de Ponderación	20
2.3.4 Indicadores de Ruido.....	23
2.4 Instrumentación de medida.....	30
2.4.1 Micrófonos	31
2.4.2 Procesador de Señal.....	32
2.5.1 Análisis en el dominio del tiempo	33
2.5.2 Análisis en el dominio de la frecuencia.....	37
2.6 Subjetividad del Ruido.....	39
2.6.1 Factores Acústicos.....	39
2.6.2 Factores No Acústicos	40
2.6.3 Conclusiones.....	41
2.7 Mapas de Ruido	41
2.7.1 Sistemas Clásicos	43
2.7.2 Sistemas en Tiempo Real	44
3. Redes de Sensores Inalámbricos.....	47
3.1 Introducción.....	47
3.2 Arquitectura Hardware de un Nodo.....	48
3.3 Arquitectura Software de un Nodo	51
3.4 Arquitectura de Red.....	53
3.4.1 Tipos de Nodos.....	54
3.4.2 Redes Multi-salto.....	55
3.4.3 Movilidad	56

3.5 Topologías de Red	57
3.5.1 Estrella.....	57
3.5.2 Árbol.....	58
3.5.3 Malla.....	59
3.6 Estándares de comunicación	59
3.6.1 IEEE 802.15.4	60
3.6.2 Zigbee	65
3.6.3 Wireless-HART (IEC6259-1).....	67
3.6.4 ISA100.11a (IEC62734).....	69
3.6.5 6LoWPAN.....	71
3.7 Limitaciones en las Redes de Sensores.....	74
3.9 Aplicación en la Monitorización de la Contaminación Acústica.....	85
3.10 Plataformas hardware actuales de Redes de Sensores	86
3.10.1 IRIS.....	86
3.10.2 WiSense.....	87
3.10.3 Digi XBee ZigBee	87
3.10.4 Intel Mote 2	88
3.10.5 Mulle.....	88
3.10.6 iSense Core Module 3 (CM30x).....	89
3.10.7 Fleck3	89
3.10.8 Cricket	90
3.10.9 Shimmer	90
3.10.10 Advanticsys XM1000.....	90
3.10.11 SunSPOT.....	91
3.10.12 Arduino Due	91
4. Sistemas Borrosos Basados en Reglas (FRBS).....	94
4.1 Introducción.....	94
4.2 Conjuntos Borrosos.....	94
4.3 Arquitectura de FRBS.....	96
4.3.1 Base de conocimiento.....	96
4.3.2 Motor de inferencia	98
4.4 Ventajas y desventajas de los FRBS	99
4.4.1 Ventajas	99
4.4.2 Desventajas.....	100
4.5 Integración de los FRBS en redes de sensores.....	100
II Desarrollo de la Investigación.....	104
5. Algoritmo para el cálculo de los niveles de presión sonora	106
5.1 Introducción.....	106
5.2 Algoritmo matemático para el cálculo de los niveles de presión sonora en dBA.....	107
5.2.1 Muestreo y longitud de la DFT.....	107
5.2.2 Filtro de ponderación tipo A.....	108
5.2.3 Cálculo del nivel de presión sonora en dBA	110
5.3 Adquisición de datos.....	112
5.3.1 SunSPOT	112
5.3.2 Arduino Due	127
5.4 Algoritmo Software	128
5.4.1 Muestreo	129
5.4.2 FFT	130
5.4.3 Filtro de ponderación.....	132
5.4.4 Cálculo del nivel de presión sonora en dBA	132

5.4.5 Interfaz gráfico	133
5.4.6 Tiempo medio de ejecución.....	134
5.4.7 Proceso de calibración	135
5.4.8 Consumo de batería	136
5.5 Resultados	138
5.5.1 Arquitectura de red	139
5.5.2 Pruebas con tonos puros	140
5.5.3 Pruebas con ruido blanco.....	141
5.5.4 Pruebas con música	143
5.6 Conclusiones	153
6. Indicador de ruido borroso (FNI).....	156
6.1 Introducción	156
6.2 FRBS propuesto.....	157
6.3 Resultados	158
6.3.1 Superficie de entrada-salida del FNI	158
6.3.2 Obtención del FNI en una zona urbana	159
6.4 Conclusiones	160
III Conclusiones y Líneas Futuras.....	162
7. Conclusiones y Líneas de Futuro	164
7.1 Conclusiones	164
7.2 Líneas de Investigación Futuras.....	165
7.3 Publicaciones generadas	166
Bibliografía	168

Índice de Figuras

<i>Figura 2.1. Curvas de isofónicas de Fletcher y Munson.</i>	18
<i>Figura 2.2. Curvas de isofónicas de Robinson y Dadson.</i>	19
<i>Figura 2.3. Curvas isofónicas según la norma ISO 226:2003.</i>	20
<i>Figura 2.4. Tipos de filtros de ponderación.</i>	21
<i>Figura 2.5. Curva isofónica de 40 fonios ISO 226:2003 y curva de ponderación tipo A.</i>	22
<i>Figura 2.6. Comportamiento de las diferentes constantes de tiempo de un sonómetro para un ruido impulsivo.</i>	25
<i>Figura 2.7. Comportamiento de los distintos indicadores de ruido en un determinado intervalo temporal.</i>	27
<i>Figura 2.8. Diagrama de bloques funcionales de un sonómetro básico.</i>	30
<i>Figura 2.9. Micrófono de medida.</i>	31
<i>Figura 2.10. Sistema con Conversión Hardware.</i>	34
<i>Figura 2.11. Sistema con Conversión Software.</i>	34
<i>Figura 2.12. Sistema basado en análisis espectral.</i>	38
<i>Figura 2.13. Retícula con los puntos de medida.</i>	43
<i>Figura 2.14. Arquitectura de red básica de un Sistema en Tiempo Real.</i>	45
<i>Figura 3.1. Arquitectura Hardware de un nodo.</i>	48
<i>Figura 3.2. Arquitectura Software de un nodo.</i>	51
<i>Figura 3.3. Pila de protocolos básica para un nodo sensor.</i>	53
<i>Figura 3.4. Arquitectura básica de una WSN con los tipos de sumideros.</i>	54
<i>Figura 3.5. Red multi-salto.</i>	55
<i>Figura 3.6. Movilidad de un sumidero mientras este realiza peticiones a los diferentes nodos.</i>	56
<i>Figura 3.7. Topología en estrella.</i>	57
<i>Figura 3.8. Topología en árbol.</i>	58
<i>Figura 3.9. Topología en árbol.</i>	59
<i>Figura 3.10. Pila de protocolos IEEE 802.15.4.</i>	60
<i>Figura 3.11. Superframe en IEEE 802.15.4.</i>	64
<i>Figura 3.12. Pila de protocolos Zigbee.</i>	65
<i>Figura 3.13. Arquitectura de red 6LoWPAN.</i>	73
<i>Figura 3.14. Pila de protocolos 6LoWPAN.</i>	73
<i>Figura 4.1. Función de pertenencia trapezoidal.</i>	95
<i>Figura 4.2. Arquitectura básica de un FRBS.</i>	96
<i>Figura 5.1. Sistema para la obtención de los niveles de presión sonora en dBA.</i>	107
<i>Figura 5.2. Bloque de adquisición de datos para SunSPOT.</i>	112
<i>Figura 5.3. Tipos de transistores BJT: (a) npn; (b) pnp.</i>	114
<i>Figura 5.4. Circuito preamplificador para micrófono Electret.</i>	115

Figura 5.5. Prueba del circuito preamplificador mediante fuente externa sin compensación de alimentación.	116
Figura 5.6. Arquitectura utilizada para las pruebas con tonos, utilizando fuente de alimentación externa.	117
Figura 5.7. Respuesta en frecuencia en silencio.	118
Figura 5.8. Respuesta en frecuencia a tono puro de 1KHz.	118
Figura 5.9. Respuesta en frecuencia a tono puro de 2KHz.	119
Figura 5.10. Respuesta conjunta: silencio, tono de 1KHz y tono de 2KHz.	120
Figura 5.11. Arquitectura utilizada para las pruebas con tonos, utilizando la fuente de alimentación del SunSPOT sin compensación.	120
Figura 5.12. Arquitectura utilizada para las pruebas con tonos, utilizando la fuente de alimentación del SunSPOT con compensación.	121
Figura 5.13. Respuesta en frecuencia en silencio.	122
Figura 5.14. Respuesta en frecuencia tono puro a 1KHz.	122
Figura 5.15. Respuesta en frecuencia tono puro a 2KHz.	123
Figura 5.16. Respuesta en frecuencia en silencio.	124
Figura 5.17. Respuesta en frecuencia tono puro a 1KHz.	124
Figura 5.18. Respuesta en frecuencia tono puro a 2KHz.	125
Figura 5.17. Plantilla de circuito impreso para circuito de preamplificación.	126
Figura 5.18. SunSPOT con circuito de adquisición de datos integrado.	127
Figura 5.19. Arduino Due con circuito de adquisición de datos.	128
Figura 5.20. Componentes que conforman el algoritmo software.	128
Figura 5.21. Bloque de muestreo con variables de entrada y salida.	129
Figura 5.22. Bloque de FFT con variables de entrada y salida.	131
Figura 5.23. Bloque de filtrado de ponderación tipo A, con variables de entrada y de salida.	132
Figura 5.24. Bloque de cómputo SPL, con variables de entrada y de salida.	133
Figura 5.25. Interfaces gráficos: (a) SunSPOT; (b) Arduino Due.	134
Figura 5.26. Arquitectura de red para pruebas en interior.	139
Figura 5.27. Localizaciones de los puntos de sondeo para pruebas en exterior.	139
Figura 5.28. Medidas con tonos puros entre 1KHz y 7 KHz.	140
Figura 5.29. Medidas con ruido blanco: (a) SunSPOT; (b) Arduino Due.	142
Figura 5.30. Prueba con música en SunSPOT.	144
Figura 5.31. Prueba con música en Arduino Due.	146
Figura 5.32. Valores de L_{Aeq} en entorno urbano para una semana.	149
Figura 5.33. Valores de SPL_{max} en entorno urbano para una semana.	150
Figura 5.34. Valores de SPL_{min} en entorno urbano para una semana.	151
Figura 5.35. Patrón de frecuencia dominante en un entorno urbano para una semana.	152
Figura 5.36. Frecuencias máximas en un entorno urbano para una semana.	152
Figura 5.37. Frecuencias mínimas en un entorno urbano para una semana.	153
Figura 6.1. Conjuntos borrosos de entrada y conjunto borroso de salida.	158
Figura 6.2. Superficie de entrada-salida del FNI.	159
Figura 6.3. Niveles de presión sonora equivalente ponderada calculados cada segundo.	159
Figura 6.4. Valores de FNI para las medias de la Figura 6.3.	160

Índice de tablas

<i>Tabla 2.1. Filtros de ponderación.</i>	21
<i>Tabla 2.2. Constantes de tiempo o ventanas temporales.</i>	24
<i>Tabla 2.3. Relación de características físicas y su nivel de molestia.</i>	40
<i>Tabla 2.4. Relación de características no físicas y su nivel de molestia.</i>	40
<i>Tabla 3.1. Versiones del estándar 802.15.4.</i>	60
<i>Tabla 3.2. Características capa física IEEE 802.15.4-2003.</i>	62
<i>Tabla 3.3. Características capa física IEEE 802.15.4-2006.</i>	62
<i>Tabla 3.4. Versiones de Zigbee.</i>	65
<i>Tabla 5.1. Tiempos medios de ejecución en ambos sensores.</i>	134
<i>Tabla 5.2. Consumos de energía medios.</i>	137
<i>Tabla 5.3. Obtención del margen de error del SunSPOT con respecto al SLM, para los tres niveles de intensidad (60 dBA, 70 dBA y 85 dBA).</i>	141
<i>Tabla 5.4. Obtención del margen de error del SunSPOT con respecto al SLM, para ruido blanco.</i>	143
<i>Tabla 5.5. Obtención del margen de error del Arduino Due con respecto al SLM, para ruido blanco.</i>	143
<i>Tabla 5.6. Datos obtenidos por el SunSPOT y SLM para pruebas con música.</i>	144
<i>Tabla 5.7. Datos obtenidos por el Arduino Due y SLM para pruebas con música.</i>	146
<i>Tabla 5.8. Medidas de SunSPOT y SLM en entorno urbano.</i>	148
<i>Tabla 5.9. Medidas de Arduino Due y SLM en entorno urbano.</i>	148
<i>Tabla 5.10. Indicadores de ruido calculados por el Arduino Due.</i>	149
<i>Tabla 6.1. Configuración de las reglas utilizadas.</i>	158

Parte I

Planteamiento de la Investigación y Revisión de Conocimientos

Capítulo 1

1. Introducción

1.1 Contexto y localización de la investigación

Existen muchos tipos de contaminación en nuestro día a día, aunque hay un tipo de contaminación que en numerosas ocasiones nos afecta de manera significativa y tenemos tendencia a aceptar como algo inevitable. Este tipo de contaminación es la contaminación acústica, siendo uno de los mayores problemas, ya que afecta a millones de personas en todo el mundo. Lamentablemente los planes de reducción de ruido no son una prioridad para la mayoría de gobiernos, que están más centrados en la calidad del aire y del agua.

Numerosos trabajos de investigación ponen de manifiesto los riesgos que puede acarrear la exposición al ruido, pérdidas auditivas, insomnio, estrés, reducción de la productividad y desordenes en las relaciones sociales [1]. A raíz de estos estudios, surge la necesidad de controlar el ruido en áreas de especial sensibilidad como pueden ser colegios, hospitales y guarderías. Según Organización Mundial de la Salud la contaminación acústica es responsable cada año de 50.000 ataques al corazón en Europa. El 1,8 % de esos ataques han sido causados por niveles de ruido por encima de 60 decibelios. Además, uno de cada tres ciudadanos europeos admite que el ruido del tráfico durante el día le causa molestia, y uno de cada cinco tiene problemas para conciliar el sueño.

De acuerdo con la Comisión Europea (CE), la contaminación acústica es un serio riesgo para la salud y la productividad. Por este motivo, en 1996 la CE puso en marcha políticas para la prevención y reducción del ruido [1]. Dichas políticas derivaron en la Directiva 2002/49/EC [2], requiriendo a los estados miembros mapas precisos de ruido en zonas como: núcleos urbanos con una población mayor de 250.000 habitantes, carreteras con más de 6 millones de desplazamientos al año, vías ferroviarias que superen los 60.000 pasajeros al año y aeropuertos con más de 50.000 despegues o aterrizajes anuales.

En la actualidad, la elaboración de estos mapas se lleva a cabo principalmente mediante el uso de simuladores, que utilizan parámetros de tráfico, como el tipo de vía,

tipo de vehículo, patrón de propagación del ruido, densidad de población media, tipo de entorno, etc. Dichas simulaciones disponen de un coste muy reducido en comparación con sistemas de medición mediante sonómetros. Aunque la principal desventaja, reside en los datos proporcionados por este tipo de simulaciones, que carecen del grado de precisión necesario debido a que no se basan en medidas empíricas.

En este sentido, el grupo de trabajo de la comisión europea para la evaluación de la exposición al ruido (WG-AEN) redactó un artículo [3], en el cual se resalta la importancia de disponer de medidas precisas de ruido en las zonas de interés. La necesidad de disponer de estos mapas de ruido, se basa en su utilidad para llevar a cabo planes específicos de control en zonas con especial afectación. Una posible implementación, se basa en la utilización de sonómetros comerciales distribuidos por las diferentes zonas a monitorizar, mediante una arquitectura en malla. Aunque este tipo de soluciones poseen numerosas limitaciones derivadas de la tecnología utilizada, tales como falta de conocimiento de la situación en tiempo real, incapacidad para hacer previsiones de ruido en tiempo real y toma de acciones preventivas o correcciones en tiempo real. A todo esto, hay que añadir el coste de este tipo de sistemas, que es bastante elevado.

Numerosos autores han propuesto la utilización de redes de sensores inalámbricos o Wireless Sensor Networks (WSN), para monitorización la contaminación acústica y la generación de mapas de ruido [4-10]. Las redes de sensores inalámbricos pueden definirse como un gran número de nodos sensores, siendo como pequeñas computadoras con componentes e interfaces muy básicos [11]. Cada nodo sensor está compuesto por una unidad de procesamiento con capacidad de cómputo y memoria muy limitadas, sensores (temperatura, humedad, etc.), un dispositivo de comunicación y una fuente de alimentación, normalmente compuesta por una pequeña batería. Como se describe en [11], los nodos sensores pueden ser utilizados para monitorización ininterrumpida, detección de eventos, identificación de eventos, domótica, seguridad, localización y control de actuadores. Son dispositivos muy versátiles [12], pero a su vez suponen un reto a la hora de su implementación debido a sus limitaciones [13]. Es por ello, que surge la necesidad de hacer un uso eficiente de los recursos disponibles [14-16].

A la hora de cuantificar y evaluar el ruido, es necesario el uso de un indicador de ruido. El indicador de ruido más comúnmente utilizado para la generación de mapas de ruido, viene definido en el estándar ISO 1999 [17] y se define como el *nivel de presión acústica equivalente*, L_{eq} . Este indicador junto con otros definidos en la directiva CE, pueden ser calculados en cada uno de los nodos (sensores) que conforman una red de sensores inalámbricos. Adicionalmente es posible el tratamiento, análisis y filtrado de la señal acústica mediante diferentes técnicas tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. Lo que nos permite, obtener información detallada de la naturaleza del ruido.

La percepción del ruido está sujeta a factores subjetivos, por lo que no hay una correlación directa entre los indicadores y la percepción subjetiva del ruido. Por sí solos los niveles de ruido o presión sonora, no son indicadores adecuados para interpretar los efectos del ruido en los seres humanos. Hay otros factores a tener en cuenta y que son determinantes en el nivel de molestia en cada individuo, por ejemplo: la persistencia de ruido, frecuencia dominante, edad, hora del día, inteligibilidad, etc. En esta línea, en [18] los autores ponen de manifiesto el hecho de que la molestia de ruido es un concepto subjetivo. Por lo tanto, los modelos de molestia de ruido deben ser definidos por conjuntos borrosos de posibles efectos, en lugar de procurar una predicción muy exacta.

Un sistema basado en reglas difusas (FRBS), es un tipo de análisis matemático que permite la utilización de diferentes formas de conocimiento para la resolución de un determinado problema [19]. Este tipo de sistemas, se pueden definir como una evolución de los sistemas clásicos basados en reglas. Dado que hacen uso de reglas tipo “*IF THEN*” donde los antecedentes y consecuencias vienen definidas por una serie de sentencias basadas en lógica borrosa. A su vez, los FRBS permiten la utilización de valores lingüísticos asociados a conjuntos borrosos y de esta forma, simplificar su entendimiento.

En esta tesis doctoral se investiga la generación de indicadores de ruido mediante sistemas borrosos basados en reglas (FRBS) y su integración en redes de sensores inalámbricos. Se demuestra la eficacia de utilizar sistemas difusos para la cuantificación y simplificación de los modelos de molestia acústica en las personas. Todo ello, mediante la captación del ruido con una red de sensores y un procesamiento de la información en tiempo real. Realizado independientemente por cada sensor, haciendo uso de técnicas de análisis espectral para la obtención de parámetros característicos del ruido. Una vez que se obtiene dicha información se procesa mediante un FRBS completo, que calcula un indicador de ruido borroso (FNI).

1.2 Hipótesis

El trabajo de investigación propuesto en esta tesis doctoral, tiene como pilares fundamentales para su cumplimiento dos hipótesis, las cuales se presentan a continuación.

- **Hipótesis primera:** *si es factible la integración de un algoritmo adaptado a los dispositivos con limitaciones de cómputo, memoria, comunicaciones y batería. Se espera obtener el nivel de presión sonora en cada uno de los nodos, minimizando el margen de error.*
- **Hipótesis segunda:** *si es posible la integración de sistemas borrosos basados en reglas en los dispositivos con limitaciones, y el diseño de una base de conocimiento que tenga en cuenta los factores subjetivos de molestia de ruido.*

Con este tipo de sistemas, esperamos obtener mapas de ruido basados en diferentes indicadores borrosos mediante redes de sensores inalámbricos.

A continuación, se exponen los objetivos mediante los cuales poder llevar a cabo dichas hipótesis y que sirvieron como hoja de ruta para el presente trabajo de investigación.

1.3 Objetivos

En esta sección se avalan las hipótesis anteriores mediante una serie de objetivos. Se ha dividido en tres partes: 1) diseño de algoritmo para el cálculo del nivel de presión sonora, 2) diseño e integración de sistemas basados en conocimiento para la obtención de indicadores de ruido borrosos y, por último, 3) evaluación y comparación de resultados. Dentro de cada objetivo se detalla los pasos a seguir para su consecución, mediante una serie de objetivos específicos.

1.3.1 Diseño de un algoritmo para el cálculo del nivel de presión sonora

El primer objetivo de esta investigación, es la obtención del nivel de presión sonora mediante una red de sensores inalámbricos. De esta forma, y tras un estudio inicial de la literatura, se pueden obtener los procedimientos a seguir para la consecución de dicho objetivo. En este sentido, cada nodo debe ser capaz de procesar la información acústica de su entorno y mediante un algoritmo interno obtener el nivel de ruido o nivel de presión sonora. Para ello, este algoritmo tiene que ser desarrollado con las herramientas software disponibles, debiendo de cumplir con los requisitos necesarios para su correcto funcionamiento. Todo ello, en convivencia con un diseño eficiente que permita la optimización de los recursos disponibles en materia de capacidad de cómputo, memoria necesaria y batería.

1.3.1.1 Objetivos específicos

Para el diseño del algoritmo se requieren los siguientes objetivos específicos:

1. Diseño teórico del algoritmo matemático para la obtención del nivel de presión sonora en el dominio de la frecuencia.
2. Diseño teórico de un filtro tipo A (*A-weighting*), que simule la respuesta en frecuencia del oído humano.
3. Desarrollo a nivel software del algoritmo y del filtro tipo A.

4. Adaptación e integración del algoritmo y del filtro tipo A en los nodos de la WSN.
5. Calibración de cada sensor mediante la utilización de un sonómetro comercial.
6. Diseño de un interfaz gráfico que permita mostrar la información del nivel de presión sonora de los distintos nodos que componen la WSN.

1.3.2 Diseño e integración de sistemas basados en conocimiento para la obtención de indicadores de ruido borrosos

Dado que el nivel de molestia de ruido en las personas es subjetivo, el segundo objetivo de este proyecto de tesis es la obtención de indicadores de ruido borrosos como salida de un motor de inferencia de un FRBS. El cual inferirá el grado subjetivo de molestia, tomando como entradas los parámetros que definen dicha subjetividad, como pueden ser: nivel de presión sonora, persistencia en el tiempo, instante en el que se produce (día/noche), rango de frecuencia dominante, tipo de entorno, nivel de señal a ruido, etc. Para ello, será necesario realizar la integración de un FRBS adaptado a las características de los nodos de la WSN, haciendo un uso eficiente de los recursos internos de cada uno de los nodos.

1.3.2.1 Objetivos específicos

Para la obtención de indicadores de ruido borrosos se requiere la consecución de los siguientes objetivos específicos:

- a) Diseño teórico de bases de conocimiento para la generación de indicadores de ruido borrosos.
- b) Diseño, implementación y adaptación vía software de un FRBS para su ejecución en cada uno de los nodos de la WSN.

1.3.3 Evaluación y comparación de los resultados

En el tercer y último objetivo, se analizarán los resultados obtenidos y se evaluarán las ventajas e inconvenientes de utilizar WSNs en la medición de la contaminación acústica. Para ello, se contrastará la calidad de las mediciones de ruido haciendo uso del algoritmo desarrollado en una WSN, con respecto a las obtenidas por un sonómetro comercial.

1.3.3.1 Objetivos específicos

- a) Comparar los resultados obtenidos para los niveles de presión sonora por ambos dispositivos (sensor y sonómetro) y realizar su evaluación para determinar el margen de error en el sensor.
- b) Calcular el nivel de presión sonora y el indicador de ruido borroso en un nodo de la WSN, y en paralelo medir el nivel de presión sonora con un sonómetro comercial.
- c) Evaluar el rendimiento de inferencia del indicador de ruido borroso, haciendo uso de las medidas recogidas en a).

1.4 Metodología

A continuación, se exponen los diferentes aspectos que componen la metodología de la presente tesis doctoral: revisión del estado del arte, diseño e implementación del sistema y banco de pruebas.

1.4.1 Revisión del estado del arte

Un análisis del estado del arte que contemple posibles alternativas permite que se asienten las bases para el correcto desarrollo del proyecto. Este análisis se basa en un estudio previo sobre tecnologías de redes inalámbricas, redes de sensores inalámbricos, sistemas basados en conocimiento (sistemas de lógica borrosa basados en reglas) y acústica (monitorización de ruido acústico). La revisión proporcionará una base sólida de las diferentes tecnologías que se utilizarán en el desarrollo de la tesis.

1.4.2 Diseño e implementación del sistema

El algoritmo para el cálculo de los niveles de presión sonora, hará uso de un análisis en el dominio de la frecuencia mediante la transformada de Fourier. Dicho algoritmo, se adaptará para su integración en dispositivos con recursos limitados, como son los nodos sensores. En este diseño, se ha de tener en cuenta el estándar ISO 1999 [17], que hace uso del nivel de presión sonora equivalente, L_{eq} . La elección del análisis en frecuencia se debe a que, en este dominio se puede obtener gran cantidad de información de la naturaleza de la señal acústica. De esta forma, es más eficiente y sencillo analizar las características principales de la señal acústica que en el caso de la utilización de un algoritmo basado en un análisis en el dominio temporal. Una vez que se

obtenga el algoritmo matemático a nivel teórico, se procederá a su adaptación e integración a nivel software en el nodo sensor.

Una vez que el nodo sensor sea capaz de medir el ruido acústico en el nodo sensor, se procederá a su calibración haciendo uso de un sonómetro comercial. A continuación, se realizarán un conjunto de pruebas destinadas a la verificación de la calidad de las medidas realizadas en el sensor: ruido blanco, tonos en diferentes frecuencias, evolución temporal del ruido acústico, etc. Para ello, se llevarán a cabo junto con el sonómetro comercial mediante su exposición bajo diferentes entornos.

Para alcanzar el segundo objetivo de esta tesis, se diseñarán e implementarán diversos indicadores de ruido basados en conocimiento. El conocimiento para la inferencia del indicador se expresará mediante reglas lingüísticas en un sistema FRBS. El objetivo inicial es incorporar en este conocimiento diversos antecedentes como son: nivel de presión sonora, persistencia de ruido, tonos de frecuencia dominantes, relación señal a ruido, diferenciación temporal (mañana, tarde, noche), entorno (núcleos urbanos, zona rural, zonas residenciales), etc.

1.4.3 Banco de pruebas

Una vez que se disponga de los elementos necesarios se realizará una serie de pruebas con el objetivo de verificar y analizar los datos recogidos y obtener las conclusiones de la tesis. El banco de pruebas constará de los siguientes experimentos:

- Determinación del tiempo de procesamiento mínimo y consumo de batería asociado por cada iteración del algoritmo para el cálculo del nivel de presión sonora.
- Calibración de los sensores.
- Pruebas con señales de audio de distinta naturaleza y comparación entre SunSPOT, Arduino Due y sonómetro.
- Obtención del margen de error de SunSPOT y Arduino Due con respecto al sonómetro.
- Determinación del tiempo máximo de funcionamiento por carga de batería, dependiendo de la frecuencia entre medidas.
- Prueba de los sistemas FRBS en los sensores para la obtención de indicadores de ruido borrosos.

1.5 Estructura de la tesis

La presente tesis doctoral dispone de una estructura de tres bloques principales, compuestos a su vez por una serie de capítulos.

- **Planteamiento de la Investigación y Revisión de Conocimientos.**

Este bloque está compuesto por los siguientes capítulos:

Capítulo primero, se compone de una introducción, la descripción de los objetivos y la estructura de la tesis.

Capítulo segundo, donde se realiza una revisión del estado del arte relacionado con la problemática de la contaminación acústica. Donde se abordan sus efectos sobre la salud, algoritmos y técnicas de medición de ruido, subjetividad de ruido y mapas de ruido.

Capítulo tercero, donde se lleva a cabo una revisión de las principales tecnologías en redes de sensores inalámbricos. Poniendo de manifiesto su viabilidad para su utilización en aplicaciones relacionadas con la monitorización de contaminación acústica.

Capítulo cuarto, donde se presentan los conceptos básicos de los sistemas borrosos basados en reglas, arquitectura y estructura de un controlador borroso. Asimismo, se realiza una revisión de los trabajos de investigación relacionados con la integración de sistemas borrosos en redes de sensores inalámbricos.

- **Desarrollo de la Investigación.**

Este bloque está compuesto por los siguientes capítulos:

Capítulo quinto, donde se describe el algoritmo propuesto para el cálculo de los niveles de presión sonora y su integración en los nodos. A su vez, se presentan los experimentos llevados a cabo y los resultados obtenidos en cada uno de ellos.

Capítulo sexto, comprende el diseño e integración de un sistema borroso basado en reglas en los nodos, para la obtención de indicadores de ruido borrosos. Asimismo, se presentan los experimentos llevados a cabo y los resultados obtenidos en cada uno de ellos.

- **Conclusiones y Líneas Futuras.**

El último bloque, está formado por un único capítulo, el *capítulo séptimo*, donde

se muestran las conclusiones extraídas durante el desarrollo del trabajo de investigación, las publicaciones generadas y las posibles nuevas líneas de investigación derivadas de la misma.

Capítulo 2

2. Contaminación Acústica

2.1 Introducción

La contaminación acústica se compone de un conjunto de sonidos que debido a sus características causan un determinado nivel de molestia a los seres vivos. Su ámbito no es específico, ya que puede darse en diferentes ambientes como pueden ser viviendas, hospitales, guarderías, eventos de diferente índole, parques, oficinas, etc. Este tipo de contaminante ambiental, dispone de una serie de características que lo hacen diferenciarse de otros tipos de contaminantes, debido principalmente a su fácil generación, propagación y percepción por parte de las personas. Lo que se traduce en una reducción significativa en su calidad de vida y salud.

Según la OMS [20], en la Unión Europea alrededor del 40% de la población sufre una exposición a niveles de ruido por encima de los 55 dBA durante el día y un 20% a niveles que superan los 65 dBA. Durante horario nocturno más del 30% de la población están expuestos a niveles superiores a 55 dBA, provocando problemas para conciliar el sueño. Por otro lado, en los países en desarrollo también es un problema grave debido principalmente al tráfico. Las carreteras más transitadas registraron niveles de presión sonora entre 75 y 80 dBA durante 24 horas.

Es por ello, que surge la necesidad de disponer de políticas de reducción de ruido, como la directiva europea 2002/49/EC 2002 [2] sobre evaluación y gestión del ruido ambiental. Dicha directiva, requiere que los estados miembros establezcan planes de acción para controlar y reducir los efectos nocivos de la exposición al ruido. Aún con toda esta legislación, en los últimos años no se ha considerado como una prioridad la evaluación del ruido. Debido a que los gobiernos y administraciones públicas se centran principalmente en otros tipos de contaminación, como la que afecta a la calidad del aire y del agua. Aunque cada vez más, la población está adquiriendo un mayor nivel de concienciación, dado que están expuestos diariamente al ruido y ven reducida su calidad de vida.

2.2 Efectos sobre la Salud

A continuación, se enumeran los efectos adversos más significativos y que tienen un mayor nivel de afectación en las personas [20]. Entre los que se encuentran, la deficiencia auditiva, la interferencia en la percepción del habla, trastornos de sueño, efectos sobre las funciones fisiológicas y comportamiento social y efectos en el rendimiento.

Deficiencia auditiva

La deficiencia auditiva se define como un incremento en el umbral de audición que puede estar acompañada de zumbido de oídos. La deficiencia auditiva puede darse para cualquier tipo de ruido, como el ruido continuo, ruido intermitente y de impulso. La banda de frecuencia con mayor afectación, es la comprendida entre 3.000 y 6.000 Hz, teniendo como pico los 4.000 Hz. Aunque si el nivel de presión sonora equivalente para 8 horas (L_{Aeq} 8h) [17] y el tiempo de exposición aumentan, la deficiencia auditiva puede aparecer incluso en bajas frecuencias, como las que se encuentran en la banda de 2000 Hz. Sin embargo, no se espera que ocurra en niveles de L_{Aeq} 8h de 75 dBA o menos, aun cuando la exposición al ruido ocupacional sea prolongada.

A la hora de cuantificar el grado de deficiencia auditiva en poblaciones expuestas al ruido ocupacional, este depende del valor de L_{Aeq} 8h, número de años de exposición al ruido y la sensibilidad del individuo. En cuanto al sexo, la propensión a este tipo de deficiencia se da por igual en hombres y mujeres. El ruido ambiental y de áreas recreativas con un L_{Aeq} 24h [17] de 70 dBA o menos no debería causar deficiencias auditivas, incluso después de una exposición durante toda una vida. El límite permisible de ruido para adultos expuestos al ruido ocupacional es de 140 dBA y se estima que el mismo límite se aplica al ruido ambiental y de áreas recreativas. Sin embargo, en el caso de niños la presión sonora máxima nunca debería exceder de 120 dBA. En cuanto a los ruidos de impulso, niveles de L_{Aeq} 24h por encima de 80 dBA pueden ocasionar un mayor riesgo de deficiencia auditiva.

Interferencia en la percepción del habla

La principal consecuencia social de la deficiencia auditiva es la incapacidad para escuchar lo que se habla en la conversación cotidiana. Esto supone una limitación social grave, incluso para los valores mínimos de deficiencia auditiva (10 dB en una frecuencia de 2.000 y 4.000 Hz y en ambos oídos) pueden perjudicar seriamente la comprensión del habla.

La mayor parte de energía acústica del habla se concentra en la banda de frecuencia de 100 a 6.000 Hz y se mantiene más constante entre 300 y 3.000 Hz. La interferencia del ruido en el habla es básicamente un proceso de enmascaramiento, en el cual el ruido simultáneo impide la comprensión. El ruido ambiental también puede enmascarar otras señales acústicas importantes para la vida cotidiana, tales como el timbre de la puerta o del teléfono, la alarma de los relojes despertadores o contra incendios, otras señales de advertencia y la música.

La dificultad para entender una conversación está influenciada por varios factores, como el nivel del habla, la pronunciación, la distancia entre el hablante y el oyente, las características del ruido circundante, la agudeza auditiva y el nivel de atención. En interiores, el tiempo de reverberación de más de un 1 segundo produce una pérdida en la discriminación del habla y hace que la percepción sea más difícil. A su vez, para que los oyentes con audición normal entiendan la conversación, es necesario que la relación de la señal en relación con el ruido (es decir, la diferencia entre el nivel del habla y el nivel del ruido que interfiere) debe ser al menos 15 dBA. En cambio, para grupos vulnerables como la tercera edad y niños, en la mayoría de los casos son necesarios niveles de ruido de fondo inferiores, y tiempos de reverberación por debajo de 0,6 segundos.

Trastornos del sueño

El sueño ininterrumpido es un prerequisite para el buen funcionamiento fisiológico y mental. El ruido produce trastornos del sueño importantes, como dificultad para conciliar el sueño, interrupción del sueño, alteración en la profundidad del sueño, cambios en la presión arterial y en la frecuencia cardíaca, incremento del pulso, vasoconstricción, variación en la respiración, arritmia cardíaca y mayores movimientos corporales. Los efectos secundarios o posteriores en la mañana o día(s) siguiente(s) son percepción de menor calidad del sueño, fatiga, depresión y reducción del rendimiento. Durante el horario nocturno, el nivel de señal a ruido adquiere una mayor importancia que el nivel de ruido absoluto. A su vez, la probabilidad de ser despertado aumenta con el número de eventos de ruido por noche.

Para descansar apropiadamente, el nivel de sonido equivalente no debe exceder 30 dBA para el ruido continuo de fondo y se debe evitar el ruido individual por encima de 45 dBA. Para fijar límites de exposición al ruido durante la noche, se debe tener en cuenta la intermitencia del ruido. Esto se puede lograr al medir el número de eventos de ruido y diferenciar entre el nivel de sonido máximo y el nivel de sonido de fondo. Es por ello que se debe prestar atención especial a las fuentes de ruido en entornos con bajos niveles de sonido de fondo; combinaciones de ruido y vibraciones, y fuentes de ruido con componentes de baja frecuencia.

Efectos sobre las funciones fisiológicas

La exposición al ruido puede tener un impacto permanente sobre las funciones fisiológicas de los trabajadores y personas que viven cerca de aeropuertos, industrias y calles ruidosas o en de forma genérica en entornos ruidosos. Tras una exposición prolongada, los individuos susceptibles pueden desarrollar efectos permanentes, como hipertensión y cardiopatías. La magnitud y duración de los efectos se determinan en parte por las características individuales, estilo de vida y condiciones ambientales. Los sonidos también provocan respuestas reflejo, en particular cuando son poco familiares y aparecen súbitamente.

La presión arterial y el riesgo de hipertensión suelen incrementarse en los trabajadores expuestos a altos niveles de ruido industrial durante periodos entre 5 y 30 años. Una exposición prolongada al ruido del tráfico con valores de L_{Aeq} 24h de 65-70 dBA, puede aumentar el riesgo de padecer problemas cardiovasculares. Si bien las asociaciones son débiles, el efecto es más fuerte en el caso de cardiopatía isquémica que en hipertensión. Estos pequeños incrementos de riesgo son importantes, debido a la gran cantidad de personas expuestas a niveles de ruido por encima de los límites recomendados.

Comportamiento social y efectos en el rendimiento

Los efectos del ruido ambiental, se pueden determinar al evaluar su interferencia en el comportamiento social y otras actividades. Los ruidos urbanos que interfieren el descanso y la recreación parecen ser los más importantes. Existen pruebas consistentes de que el ruido por encima de 80 dBA reduce la actitud cooperativa y aumenta el comportamiento agresivo en individuos predispuestos a la agresividad. También existe la preocupación de que los altos niveles de ruido crónico, contribuyan a sentimientos de desamparo entre los jóvenes en edad escolar. Es por ello, que se requiere de mayor investigación para elaborar guías sobre este tema y sobre los efectos cardiovasculares y mentales.

Numerosos estudios han demostrado que el ruido puede perjudicar el rendimiento de los procesos cognitivos, principalmente en trabajadores y niños. En las escuelas alrededor de focos de ruido, los niños expuestos crónicamente al ruido tienen problemas en la adquisición y comprensión de la lectura, en la persistencia para completar rompecabezas difíciles y en la capacidad de motivación. Los niños que viven en áreas más ruidosas presentan alteraciones en el sistema nervioso simpático, lo que se manifiesta en mayores niveles de la hormona del estrés y presión sanguínea más elevada en estado de reposo. El ruido también puede producir deficiencias y errores en el trabajo, lo que puede incrementar la probabilidad de sufrir un accidente laboral.

2.3 Cuantificación del Ruido

El ruido es una señal acústica compuesta por una serie de señales sonoras con diferentes componentes frecuenciales que varían su energía en función del tiempo. Esto se traduce en una significativa variabilidad temporal. Por lo que, a la hora de evaluar el ruido es necesario utilizar distribuciones estadísticas, parámetros acústicos que muestren valores promedio, valores máximos o mínimos, valores que se han sobrepasado durante un determinado tiempo (percentiles), etc.

2.3.1 Decibelio (dB)

El sonido se compone de ondas mecánicas que viajan por el aire, lo que se traduce en pequeños cambios de presión en el aire. El oído humano es capaz de percibir estos distintos cambios de presión con una sensibilidad de unos $20 \mu\text{Pa}$ (20×10^{-6} Pascales. Si se tiene en cuenta que la presión estática media del aire es de 10^5 Pa, el oído humano dispone de un rango significativamente amplio de presiones audibles. Es por ello, que el oído se comporta de forma logarítmica más que lineal. Por lo que, para cuantificar los niveles de presión sonora se hace uso de una relación logarítmica entre un valor medio y un valor de referencia. En este caso, el valor de referencia es el valor de sensibilidad del oído y a dicha relación se le denomina decibelio o dB. El rango de niveles de presión sonora audibles por el oído humano va desde 0 dB (umbral de audición) hasta unos 140 dB (umbral del dolor).

2.3.2 Curvas Isofónicas

La mayor parte de sonidos ambientales están compuestos por una mezcla compleja de diferentes componentes frecuenciales. La frecuencia se refiere al número de vibraciones por segundo en el aire en el cual se propaga el sonido y se mide en Hertz (Hz). Por lo general, la banda de frecuencia audible es de 20 Hz a 20.000 Hz para oyentes jóvenes con buena audición. Sin embargo, nuestros sistemas auditivos no perciben todas las frecuencias con la misma intensidad, es por ello que surge la necesidad de representar los niveles de presión sonora de igual sonoridad para cada una de las frecuencias del rango audible. En este sentido, las curvas isofónicas son unas funciones que permiten relacionar la intensidad (dB) y frecuencia de dos sonidos sinodales para que puedan ser percibidos igual de fuertes por el oído humano. Es decir, los sonidos que se encuentren a lo largo de cada curva poseen la misma sonoridad. La dependencia con la frecuencia se basa principalmente en la respuesta del oído externo y medio.

Curvas de Fletcher-Munson

Las primeras curvas de isofónicas fueron calculadas por Fletcher y Munson (Figura 2.1) experimentalmente [21]. Los experimentos llevados a cabo hicieron uso de un gran número de sujetos, a los que mediante unos auriculares se les hacía escuchar dos tonos puros (señal sinusoidal) al mismo tiempo. El sujeto en cuestión, tenía que comparar ambos tonos y determinar en qué momento tenían un nivel de sonoridad equivalente. Para ello, se utilizó un tono de referencia a 1 KHz que se comparaba con el resto de tonos a lo largo de toda la banda audible. Las mediciones se tomaban en intervalos de 10 dB por encima del tono de referencia.

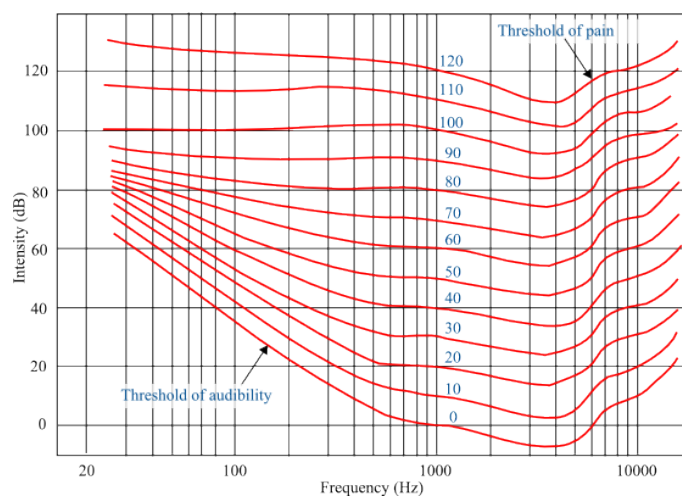


Figura 2.1. Curvas de isofónicas de Fletcher y Munson.

Una vez que se generaron las curvas de sonoridad, Fletcher y Munson pudieron definir con gran detalle el comportamiento del oído humano en la banda audible e inferir su respuesta. Se dieron cuenta que el oído adquiere la máxima sensibilidad en la banda comprendida entre 3 y 4 KHz, y que es poco sensible en baja y muy alta frecuencia. Es decir, tonos por debajo o por encima de dicho rango tienen que tener una mayor sonoridad para poder igualarse al tono de referencia. Por otro lado, los resultados también pusieron de manifiesto el alto grado de subjetividad de los sujetos durante el estudio.

Curvas de Robinson-Dadson

Años más tarde, dos investigadores Robinson y Dadson [22] recalcularon de nuevo las curvas de igual sonoridad haciéndolas más precisas (Figura 2.2).

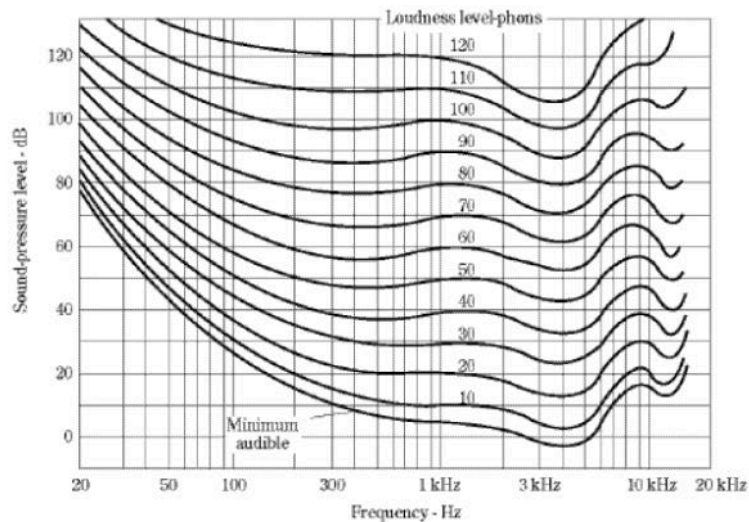


Figura 2.2. Curvas de isofónicas de Robinson y Dadson.

Los experimentos llevados a cabo hicieron uso de cámaras anecoicas donde metían a los sujetos y generaban el sonido mediante unos altavoces. Esto fue criticado por la comunidad científica, por el hecho de que la exposición frontal de sonido se veía enmascarado por la cabeza. También el hecho de utilizar un sonido estéreo, acrecentó las diferencias de cada uno de los sujetos a la hora de localizar las fuentes de sonido.

En las curvas existen grandes diferencias con las anteriores curvas (Fletcher-Munson) sobre todo en bajas frecuencias debido principalmente a la calibración de los equipos, diferencias de raza entre los sujetos del experimento, criterios para juzgar la igualdad sonora y sobre todo las subjetividades de los propios sujetos a la hora de llevar a cabo las pruebas.

Es por ello, que tanto las curvas de Fletcher-Munson como las de Robinson-Dadson son válidas únicamente para un campo sonoro directo. Debido a que estos métodos no tuvieron en cuenta las variaciones existentes en la recepción de los sonidos que provienen de diferentes direcciones (campo sonoro difuso).

Estándar ISO 226:2003, “Equal Loudness Level Contour Signal”

La norma ISO 226 (Figura 2.3) se creó a partir de numerosos resultados basados en curvas con igual sonoridad o isofónicas. La primera revisión de la norma se realizó en 1961 y se hizo uso de las curvas de Robinson-Dadson [22] calculadas en 1956. Durante años se han ido publicando diversos trabajos de investigación [23-32] que han permitido caracterizar con un mayor nivel de detalle las curvas isofónicas.

Todo ello derivó en la norma ISO 226:2003 [33], donde las mejoras se centraron principalmente en un mayor nivel de detalle en las frecuencias inferiores a 1 KHz. En la Figura 2.3 se pueden apreciar las curvas isofónicas obtenidas en de dicha norma.

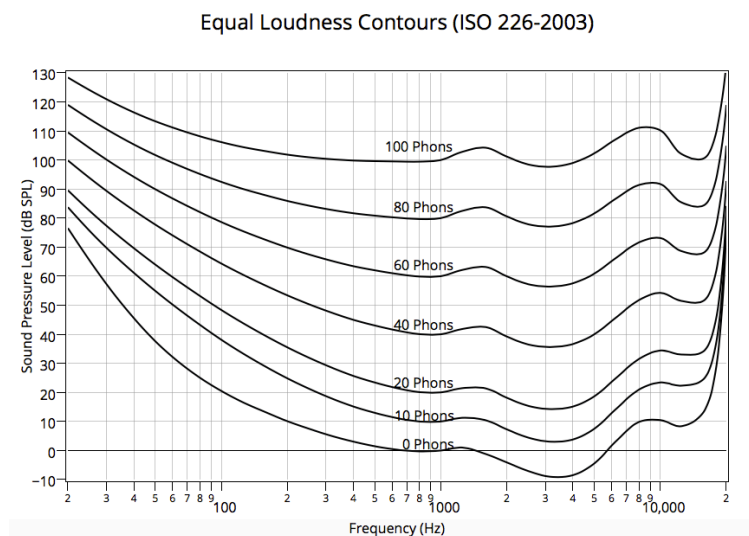


Figura 2.3. Curvas isofónicas según la norma ISO 226:2003.

2.3.3 Filtros de Ponderación

A la hora de realizar medidas de ruido en un determinado entorno, es necesario tener en cuenta los parámetros psicoacústicos de la sonoridad. Es decir, tener en cuenta la respuesta del oído humano y de esta forma la percepción por parte de las personas. Dado que los niveles de ruido en dB (SPL) por sí solos, no son capaces de medir los niveles de sonoridad existentes.

En este sentido, las mediciones acústicas utilizan ponderaciones frecuenciales para poder asemejar los datos reales de campo a lo que realmente experimenta el oído humano. Por lo que, hay varios tipos de filtros de ponderación que pueden ser aplicados en los sistemas de medición de ruido, como por ejemplo sonómetros. Dependiendo del tipo de aplicación se suele hacer uso de un filtro de ponderación u otro, aunque el

comúnmente utilizado es el filtro de ponderación tipo A. La clasificación de los filtros viene determinada por lo niveles de ruido que se quieren medir, en este sentido se tienen niveles bajos, medios, altos y muy altos. En la Tabla 2.1 se muestra los principales tipos de filtros de ponderación.

Tabla 2.1. Filtros de ponderación.

Tipo	SPL	Descripción
A	Bajo	Curva de isofónica de Fletcher-Munson de 40 fonios.
B	Medio	Curva de isofónica de Fletcher-Munson de 70 fonios.
C	Alto	Curva de isofónica de Fletcher-Munson de 100 fonios.
D	Muy Alto	Aplicaciones para la medición de ruido aeronáutico. Existe una mayor atenuación en alta frecuencia.

En la Figura 2.4, se puede apreciar la respuesta en frecuencia de los cuatro tipos de filtros de ponderación más utilizados.

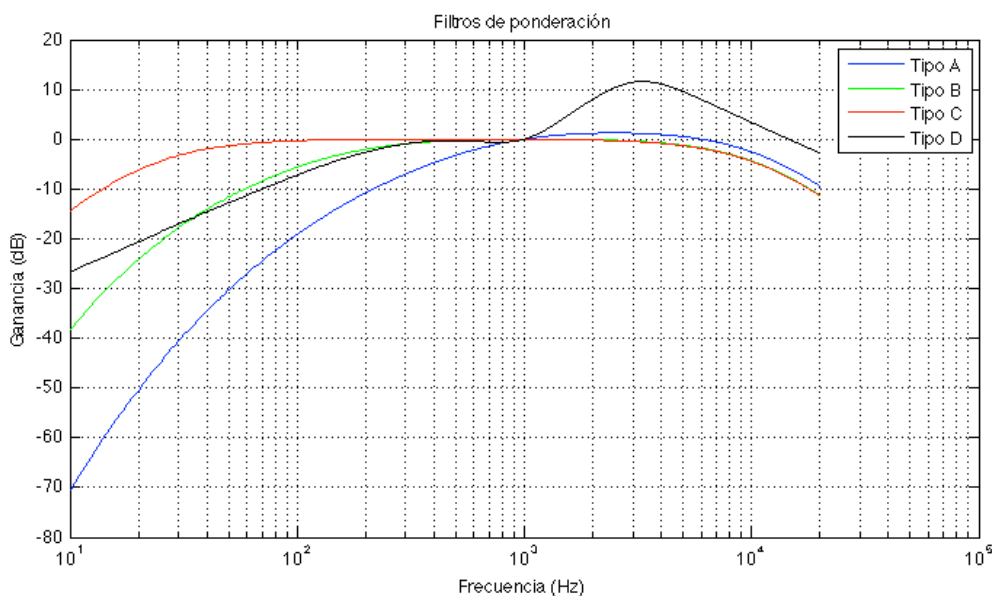


Figura 2.4. Tipos de filtros de ponderación.

Estos filtros de ponderación a excepción del tipo D, se basan en las curvas de Fletcher-Munson que utilizan como referencia un tono puro de 1KHz. En la Figura 2.4,

se puede apreciar como para esta frecuencia de referencia se tiene una ganancia de 0 dB, es decir, el valor de SPL y el SPL ponderado tendrían el mismo valor. Se tiene que tener en cuenta que estos filtros de ponderación son realmente válidos para sonidos de naturaleza estacionaria y tonos puros. En ocasiones es necesario medir los niveles de presión sonora sin aplicar ningún filtro de ponderación, lo que se denomina ponderación Z.

Filtro de Ponderación Tipo A

El filtro de ponderación más utilizado en mediciones acústicas es el filtro tipo A, definido por el estándar internacional IEC 61672-1:2013 [34]. Inicialmente estaba destinado para sonidos de bajo nivel de presión sonora, aunque hoy en día se ha generalizado su uso en multitud de mediciones, como:

- Medición de ruido industrial.
- Medición de ruido ambiental.
- Medición de ruidos de fondo.

Tal y como se ha descrito anteriormente, surge de la curva de isofónica de Fletcher-Munson de 40 fonios (Figura 2.5). Lo que penaliza mucho en baja frecuencia (Figura 2.4), en torno a los -40 dB para frecuencias de 30 Hz o -30dB para frecuencias de 50 Hz; y en menor medida, aunque de forma significativa en frecuencias altas. Esto se debe principalmente al hecho de que el oído humano tiene una mala respuesta en frecuencias bajas, necesitando un mayor nivel de presión sonora en comparación con sonidos con frecuencias altas.

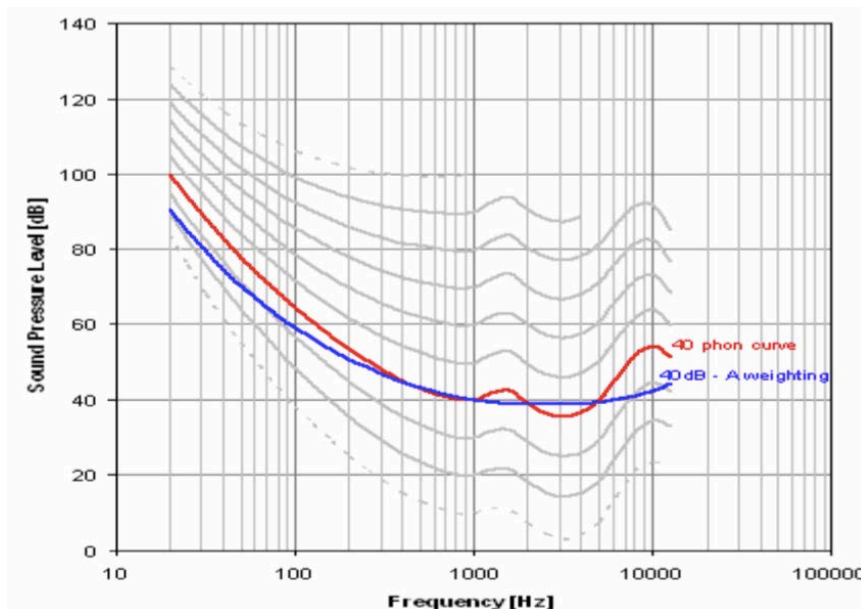


Figura 2.5. Curva isofónica de 40 fonios ISO 226:2003 y curva de ponderación tipo A.

La expresión utilizada para poder ponderar las diferentes componentes en frecuencia de una señal acústica es la siguiente:

$$A(f) = 10 \log \left[\frac{1,562339^2 \cdot f^4}{(f^2 + 107,65265^2)(f^2 + 737,86223^2)} \right] + 10 \log \left[\frac{2,242881 \cdot 10^{16} \cdot f^4}{(f^2 + 20,598997^2)(f^2 + 12194,22^2)} \right] \quad (2.1)$$

donde f es la frecuencia en Hz y $A(f)$ es el nivel de ganancia que se tiene que aplicar a esa frecuencia.

2.3.4 Indicadores de Ruido

A continuación, se van a describir en detalle los principales indicadores de ruido utilizados para la evaluación de la contaminación acústica, basados en el nivel de presión sonora.

Nivel de Presión Sonora (NPS o SPL en inglés)

El nivel de presión sonora (NPS o SPL en inglés) permite obtener los niveles de intensidad del sonido que genera una onda de presión instantánea y se define como:

$$NPS = 10 \log_{10} \frac{p^2}{p_0^2} \quad (dB) \quad (2.2)$$

donde p es la presión sonora y p_0 la variación de presión mínima que es capaz de percibir el oído humano a 1 KHz ($p_0 = 20 \mu\text{Pa}$).

Debido a que es un valor instantáneo posee una variabilidad temporal alta, lo que dificulta su utilidad como indicador, aunque si es útil como base para su uso en redes de ponderación o filtros de ponderación como ya se analizó en la sección 2.3.3. También, puede utilizarse para determinar los niveles máximos y mínimos de presión sonora en un determinado periodo de tiempo.

Nivel de presión sonora continuo equivalente (L_{eq})

Los niveles de presión sonora instantáneos (SPL) en un determinado periodo

temporal, permiten caracterizar y evaluar la energía de la señal acústica de forma precisa. Aunque debido a su variabilidad, individualmente no son útiles para la evaluación del nivel de ruido. Es por ello, que surge la necesidad de promediar dichos niveles durante determinados periodos temporales y de esta forma facilitar su entendimiento.

En este sentido, existe un indicador definido en el estándar ISO 1999 [17], el *nivel de presión sonora continuo equivalente* (L_{eq}). Se define mediante la expresión:

$$L_{eq,T} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{T} \int_0^T \frac{p(t)^2}{p_0^2} dt \right) \quad (2.3)$$

donde $p(t)$ representa la media de la raíz cuadrada del nivel de presión sonora instantáneo producido por la onda acústica, p_0 , es el valor de referencia correspondiente a la mínima variación que es capaz de detectar el oído humano a 1KHz, 2×10^{-5} Pa y T es el intervalo temporal.

Este indicador permite obtener la energía del ruido media en un determinado intervalo temporal, dado que hace uso de una ponderación temporal con promediación exponencial. Es decir, el ruido continuo que tendría el mismo contenido de energía acústica que todas la componentes reales y variables en el mismo intervalo de tiempo. Dando una mayor importancia a las últimas señales registradas en el equipo de captación con respecto a señales más antiguas. Debido a esto, se hace uso de diferentes constantes de tiempo o ponderaciones temporales que vienen definidas en el estándar IEC 651:1979 [35]. En la Tabla 2.2, se pueden ver las ponderaciones temporales disponibles.

Tabla 2.2. Constantes de tiempo o ventanas temporales.

Tipo de Ventana	Duración (ms)
Impulsive (I)	35
Fast (F)	125
Slow (S)	1000

La ponderación temporal I (*impulsive*) fue definida originalmente para su uso a la hora de cuantificar la sonoridad de los sonidos impulsivos. En la actualidad, se ha demostrado que los valores de los niveles sonoros obtenidos con la ponderación temporal I , no están correlacionados con la sonoridad percibida para sonidos impulsivos, por lo que se ha perdido su utilidad original.

Para señales continuas en el tiempo, las ponderaciones F, S e I producen resultados análogos. Sin embargo, para señales impulsivas la ponderación temporal I arroja niveles muy superiores a los obtenidos con las ponderaciones F y S , tal y como se aprecia en la Figura 2.6, obtenida de [36]. Esta característica se aplica en algunas normativas con el fin de detectar impulsividad en el sonido medido.

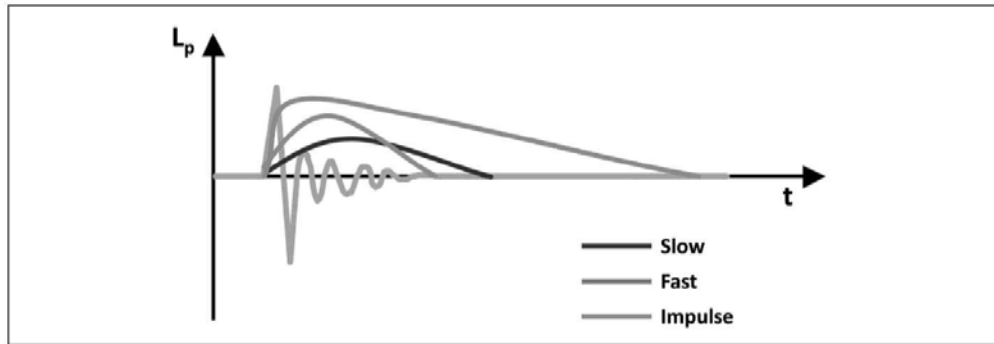


Figura 2.6. Comportamiento de las diferentes constantes de tiempo de un sonómetro para un ruido impulsivo.

Nivel de presión sonora continuo equivalente ponderado (L_{Xeq})

Basado en el indicador Leq y haciendo uso de un filtro de ponderación, existe otro indicador para la evaluación y creación de mapas de ruido, que también responde al estándar ISO 1999 [17] y se denomina “*nivel de presión sonora continuo equivalente ponderado*”, L_{Xeq} . Se define como:

$$L_{Xeq,T} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{T} \int_0^T \frac{p_X(t)^2}{p_0^2} dt \right) \quad (2.4)$$

donde $p_X(t)$ representa la media de la raíz cuadrada del nivel de presión sonora instantáneo ponderado producido por la onda acústica, p_0 , es el valor de referencia correspondiente a la mínima variación que es capaz de detectar el oído humano a 1KHz, $2 \times 10^{-5} Pa$ y T es el intervalo temporal. Su unidad de medida es el dBX , donde X es el tipo de filtro de ponderación utilizado. En este sentido, el filtro de ponderación con un uso más extendido es el filtro tipo A, dado que permite caracterizar la respuesta en frecuencia del oído humano en toda la banda audible (20 – 20.000 Hz).

El efecto de una combinación de sucesos de ruidos está relacionado con la energía sonora combinada de esos sucesos (principio de energía constante). La suma de la energía total durante un período tiempo da como resultado un nivel equivalente a la energía

sonora promedio en ese período. Así, L_{AeqT} es el nivel equivalente de la energía promedio del sonido con ponderación A en un período T . Se debe usar L_{AeqT} para medir sonidos continuos, tales como el ruido del tránsito en carreteras o ruidos industriales más o menos continuos.

Índice de ruido máximo (L_{Amax}), mínimo (L_{Amin}) y Nivel de Exposición Sonora (L_{AE} , NES o SEL en inglés)

Sin embargo, en suceso distintivos, como son los casos: ruido de aviones o ferrocarriles, también se deben obtener medidas de sucesos individuales como el nivel máximo de ruido (L_{Amax}), mínimos de ruido (L_{Amin}) y el nivel de exposición sonora L_{AE} (NES o SEL en inglés) con ponderación A. El nivel máximo de ruido, se define como el más alto nivel de presión sonora ponderado A, con ponderación temporal tipo Fast, definido en la norma ISO 1996-1:2003 [37] y registrado en el periodo temporal de evaluación. De forma análoga, se define el valor mínimo en el mismo periodo temporal. En cuanto al nivel de exposición sonora, L_{AE} , este representa el nivel continuo equivalente que para el tiempo de 1 segundo tiene la misma energía que el ruido considerado en un periodo de tiempo determinado. Se define mediante la siguiente expresión:

$$L_{AE} = NES = SEL = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{t_0} \int_0^T \frac{p_A(t)^2}{p_0^2} dt \right) \text{ dBA} \quad (2.5)$$

donde t_0 es el periodo de referencia (1 segundo), $p_A(t)$ representa la media de la raíz cuadrada del nivel de presión sonora instantáneo ponderado A producido por la onda acústica, p_0 es el valor de referencia correspondiente a la mínima variación que es capaz de detectar el oído humano a 1KHz, $2 \times 10^{-5} Pa$ y T es el intervalo temporal.

Para un determinado evento, en un determinado intervalo temporal T , la relación entre el nivel de presión sonora continuo equivalente ponderado L_{AeqT} y el nivel de exposición sonora L_{AE} viene definido por la siguiente expresión:

$$L_{AeqT} = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{t_0}{T} \cdot \sum_{i=1}^n 10^{\frac{L_{AE(i)}}{10}} \right] \quad (2.6)$$

donde T es el intervalo de evaluación, t_0 es el periodo de referencia (1 segundo), n el número de sucesos en el intervalo T y $L_{AE(i)}$ el nivel de presión sonora de cada suceso.

En la Figura 2.7, se puede apreciar las diferencias entre los indicadores SPL , L_{AeqT} , L_{max} , L_{min} y L_{AE} .

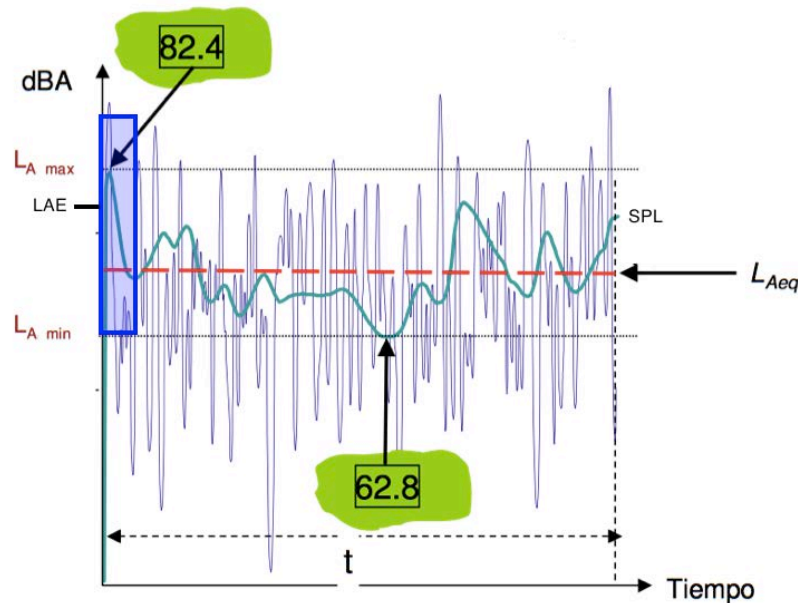


Figura 2.7. Comportamiento de los distintos indicadores de ruido en un determinado intervalo temporal.

Indicadores de larga duración

La directiva 2002/49/EC [2] dicta qué a la hora de realizar una evaluación del ruido ambiental, se deben de utilizar indicadores de niveles de presión sonora medios a largo plazo. Lo que permite disponer de una planificación y aplicación de proyectos integrales en diferentes zonas, como zonas residenciales, zonas urbanas, interiores, aunque no serían apropiados para evaluar situaciones a corto plazo.

Los indicadores más importantes vienen definidos por el estándar ISO 1996-2:1987 [38] y se resumen en: L_d , L_e y L_n . Son indicadores de ruido asociados a los distintos periodos comprendidos los periodos de día, tarde y noche. A continuación, se van a definir en mayor detalle.

L_d

Es un indicador de ruido asociado al día, y se define como el nivel sonoro medio a largo plazo determinado a lo largo de todos los periodos diurnos de un año. Donde al día le corresponden 12 horas, en el intervalo horario entre las 7 am y las 19 pm.

L_e

Es un indicador de ruido durante la tarde, y se define como el nivel de presión medio a largo plazo determinado a lo largo de todos los periodos vespertinos de un año. Donde a la tarde le corresponden 4 horas, en el intervalo horario entre las 19 pm y las 23 pm.

L_n

Es un indicador de ruido durante la noche, este período adquiere una mayor importancia, debido a que comprende las horas de descanso. Es por ello, que los límites máximos durante este período son siempre inferiores a los de los periodos día y tarde. Se define como el nivel de ruido medio a largo plazo determinado a lo largo de todos los períodos nocturnos de un año. Donde a la noche le corresponden 9 horas, en el intervalo horario comprendido entre las 23 pm y las 7 am.

L_{den}

Es un indicador del nivel de ruido que engloba todo el día, es decir, el día, la tarde y la noche, comúnmente utilizado para determinar el nivel de molestia vinculada a la exposición al ruido. Lo que permite obtener una visión a lo largo de las 24 horas del día, dado que durante la noche las personas son más sensibles al ruido, lo que produce que este indicador adquiera una alta importancia relativa. Se basa en el cálculo de L_{Aeq} para un período de 24 horas, con una penalización de 5 dBA para los niveles de presión sonora equivalentes correspondientes a los periodos de tarde y 10 dBA para lo de la noche. Es por ello, que cada período de 24 horas se divide en 3 partes, día (7 am – 19 pm), tarde (19 pm – 23 pm) y noche (23 pm – 7 am). Este indicador viene definido por la siguiente expresión:

$$L_{den} = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{1}{24} \left(12 \cdot 10^{\frac{L_d}{10}} + 4 \cdot 10^{\frac{L_e+5}{10}} + 8 \cdot 10^{\frac{L_n+10}{10}} \right) \right] \quad (2.7)$$

Niveles estadísticos o percentiles

Dado que en las mediciones se suelen registrar diferentes valores instantáneos durante el tiempo de medición, se suele recurrir al cálculo de los niveles estadísticos o percentiles. Esto permite conocer las características acústicas del ruido medido, como el número de veces que se da un valor, cuantas veces se supera un determinado nivel, o qué valor solamente es superado un determinado número de veces.

Utilizan una nomenclatura del tipo $L_{AN,T}$ e indican que el nivel de presión sonora L_A ha sido sobrepasado en un porcentaje N del tiempo o periodo de medición T . Los principales percentiles son los siguientes:

- $L_{A1,T}$ es el nivel excedido solamente durante un 1% del tiempo de medición. Suele representar el ruido máximo durante el intervalo de medida.
- $L_{A10,T}$ es el nivel excedido solamente durante un 10% del tiempo de medición. Es buen indicador para los valores más altos de la señal.
- $L_{A50,T}$ es el nivel excedido durante el 50 % del periodo de medición, se utiliza como un valor medio de nivel de presión sonora.
- $L_{A90,T}$ es el nivel excedido durante el 90% del tiempo de medición y se utiliza como indicador del nivel de ruido de fondo.
- $L_{A99,T}$ es el nivel excedido durante el 99% del tiempo de medición y se utiliza como indicador del nivel de ruido de fondo o incluso los valores mínimos de ruido.

En este sentido, en una medición sonora durante un determinado intervalo de tiempo donde se recogen los niveles de presión sonora instantáneos, siempre se cumple la siguiente expresión:

$$L_{A1,T} > L_{A5,T} > L_{A10,T} > L_{A50,T} > L_{A90,T} > L_{A99,T} \quad (2.8)$$

Conclusiones

En la actualidad, se recomienda suponer que el principio de energía constante es válido para la mayoría de tipos de ruido y que una medida simple de L_{AeqT} indicará adecuadamente los efectos esperados del ruido. Aunque este indicador no es un indicador fácilmente entendible por las personas, tampoco es excesivamente complejo. Es el recomendado porque permite cuantificar la energía acústica en un determinado intervalo de tiempo. En cambio, cuando el ruido consta de un número pequeño de eventos discretos, el nivel máximo (L_{Amax}) es el mejor indicador del trastorno del sueño y otras actividades. Asimismo, en la mayoría de casos el nivel de exposición al sonido con ponderación A (NES), proporciona una medida más uniforme de los eventos individuales de ruido porque integra el evento de ruido completo.

De forma general, si no existe una razón para usar otras medidas, se recomienda usar L_{AeqT} para evaluar los ruidos ambientales continuos. También se recomienda usar adicionalmente L_{Amax} o NES si el ruido está compuesto por un número reducido de eventos discretos. Aunque estos indicadores tienen algunas limitaciones, también disponen de muchas ventajas prácticas, incluida la economía y los beneficios de un enfoque estandarizado [20]. Las principales ventajas que ofrecen este tipo de indicadores son las siguientes:

1. Son relativamente sencillos de entender.
2. Permiten calcular la energía acústica en un determinado intervalo de tiempo, sobre diferentes periodos de tiempo.
3. Es posible añadir diversas fuentes de ruido.
4. Usado en todas las principales normativas europeas sobre evaluación de ruido.
5. Permiten comparar los niveles originados por una determinada fuente o fuentes con los niveles de fondo ambientales existentes en una determinada zona.

2.4 Instrumentación de medida

Los dispositivos para la medición de los niveles de ruido se denominan sonómetros y permiten medir el nivel de presión sonora ponderado en frecuencia y tiempo. Un sonómetro se compone de un micrófono, un procesador de señal y una pantalla o indicador para poder presentar los resultados. El micrófono es un elemento transductor sensible a las variaciones de presión sonora que normalmente dispone de un sistema de preamplificación integrado. El procesador de señal dispone de un amplificador de entrada, filtro de banda audible (20 - 20.000 Hz), un filtro de ponderación y un integrador que permite rectificar, promediar y realizar la conversión logarítmica de la señal acústica. La pantalla o indicador muestra el nivel de presión sonora en decibelios. La Figura 2.8, ilustra el diagrama de bloques de un sonómetro básico [36].



Figura 2.8. Diagrama de bloques funcionales de un sonómetro básico.

Además de los sonómetros, numerosos autores resaltan la importancia de las redes de sensores y la capacidad de esta tecnología para sobreponerse a las limitaciones de los actuales sistemas de monitorización acústica [4-6]. En la Sección 3, se describe con un mayor detalle las características y potencial de este tipo de dispositivos en aplicaciones relacionadas con la medición de los niveles de ruido.

2.4.1 Micrófonos

El micrófono es el elemento encargado de convertir los niveles de presión generados por las ondas sonoras en una señal eléctrica analógica. Es por ello que las variaciones instantáneas de la señal eléctrica que proporciona el micrófono deben ser iguales que las variaciones de presión sonora existentes en el mismo punto de medida. Esta es una de las razones por la cual no todos los tipos de micrófonos son utilizables para mediciones acústicas. En este sentido, los micrófonos de medida de uso más extendido pertenecen al tipo denominado micrófonos de condensador. Este tipo de micrófono está compuesto por una carcasa metálica cilíndrica, dentro de la cual se monta un aislador eléctrico unido a una pieza metálica cuya parte superior presenta una superficie plana circular, llamada placa posterior. La carcasa se cierra en su parte superior con una membrana metálica, denominada diafragma, tensada como si se tratase de un parche de un tambor, de manera que queda paralela a la placa trasera y a una distancia de unas cuantas micras de la misma. El diafragma y la parte superior de la placa trasera conforman un condensador al que se somete a una tensión de polarización, y que será el que realice la conversión entre presión sonora y tensión eléctrica (Figura 2.9) [36].

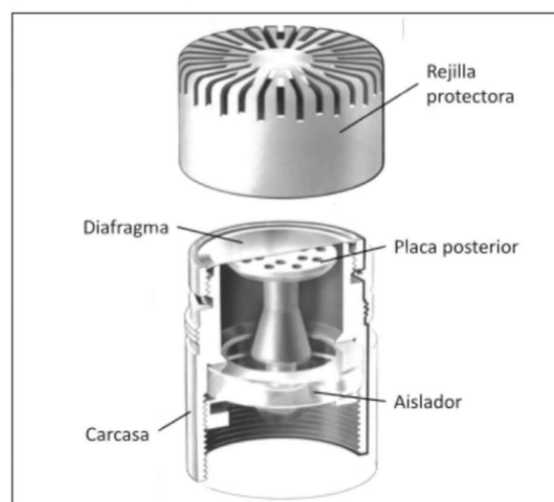


Figura 2.9. Micrófono de medida.

El diafragma dispone de una gran sensibilidad a las pequeñas oscilaciones producidas por los cambios de presión en el aire, provocando alteraciones instantáneas de la distancia entre las dos placas del condensador. Lo que se traduce en variaciones de

los niveles de capacitancia y que a su vez se convierten en valores de tensión eléctrica proporcionales a las oscilaciones de los niveles de presión sonora. Normalmente, un micrófono de medida debe de tener una respuesta plana en todo el rango de frecuencias audible, es decir, entre 20 – 20.000 Hz. Otra característica importante es que tienen que ser omnidireccionales, es decir, que su sensibilidad sea la misma para cualquier ángulo de incidencia de las ondas sonoras.

Debido a su naturaleza capacitiva, la señal eléctrica que proporciona el micrófono no es apta para ser transmitida por medios físicos (cables) ni para ser tratada por el procesador de señal. Para ello es necesario el uso de un elemento intermedio denominado preamplificador, que permite adaptar las impedancias entre la salida del micrófono y la entrada del siguiente bloque funcional, el procesador de señal.

2.4.2 Procesador de Señal

Este bloque funcional se encarga de recoger la señal eléctrica producida por el micrófono y la convierte en niveles de presión sonora (decibelios), que posteriormente se enviará a la pantalla para que pueda ser mostrado. Está compuesto de un amplificador de entrada, un filtro de banda audible, una etapa de filtrado de ponderación y luego un integrador/promediador.

Amplificador de entrada

Es un amplificador de ganancia variable que permite modular el rango de medida a los niveles eléctricos producidos por el micrófono. Los sonómetros más modernos poseen un rango de medida similar al rango lineal de los micrófonos, por lo que no necesitan de este tipo de elementos de amplificación.

Etapa de Filtrado

Debido a que el oído humano tiene una respuesta particular ante los sonidos de baja, media y alta frecuencia, es necesario adecuar la lectura de los sonómetros a dicha respuesta subjetiva. Esto se consigue mediante la implementación de filtros o redes de ponderación (2.3.3), denominadas A, B, C y D. También existe la posibilidad de no utilizar filtro de ponderación, es decir ponderación Z (2.3.3). Aunque generalmente, el filtro de ponderación más extendido en la actualidad para realizar medidas de ruido es el tipo A.

Integrador/promediador

En esta etapa se produce la ponderación temporal de la señal, que consiste en calcular la presión cuadrática media en decibelios (expresión 2.4). Tal y como se vio en la sección 2.3.4, los valores de la constante de tiempo están normalizados.

Adicionalmente, hay sonómetros que son capaces de realizar un análisis en el dominio de la frecuencia utilizando filtros que permiten obtener los niveles de energía en diferentes bandas de frecuencia. Este tipo de filtros se denominan filtros de tercio de octava y sus características vienen definidas en la norma UNE-EN 61260 [39].

2.5 Algoritmos

A la hora de calcular los niveles de presión sonora, se puede hacer uso de dos tipos de algoritmos. El primero de ellos es el más comúnmente utilizado y se basa en el análisis de la señal acústica en el dominio temporal. El segundo tipo, es el más completo y se basa en técnicas de análisis en el dominio de la frecuencia. A continuación, se van a describir en detalle las principales características de cada uno de ellos.

2.5.1 Análisis en el dominio del tiempo

Este tipo de algoritmo hace uso de un análisis de la señal acústica en el dominio del tiempo, es decir, mediante técnicas de análisis temporal se obtienen los niveles de presión sonora en dB. En este sentido, se puede utilizar dos tipos de implementación: sistemas de conversión hardware y sistemas de conversión software.

Sistema de Conversión Hardware

Este tipo de implementación se basa en la utilización de un hardware específico que comprende las etapas de amplificación, filtrado de banda audible, filtrado de ponderación e integrador/promediador. Entregando directamente los niveles de presión sonora a la salida del circuito, por lo que el destino no tiene que realizar ningún tipo de cómputo o tratamiento de la señal acústica (Figura 2.10). En cuanto a los filtros de ponderación, en el caso de utilizar más de uno se tendría que diseñar por separado, lo que añade complejidad a nivel hardware. A su vez, en el caso del bloque integrador/promediador, sería necesario incluir en el diseño hardware el número de ponderaciones o ventanas temporales a utilizar. Con todo este procesamiento analógico, simplemente sería necesario muestrear la señal de salida (señal analógica) vía software (mediante el conversor A/D) a una frecuencia de muestreo mínima de 8 Hz en el caso de utilizar una ventana temporal de respuesta rápida y máxima de 1 Hz para una ventana temporal de respuesta lenta. Por lo que, únicamente se puede controlar vía software el conversor A/D.

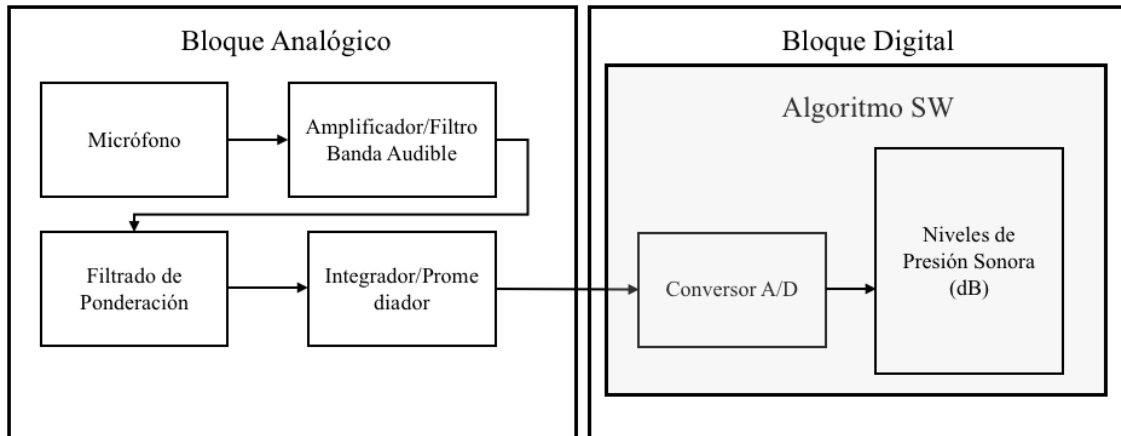


Figura 2.10. Sistema con Conversión Hardware.

Sistema con Conversión Software

Este tipo de sistema se diferencia del sistema anterior por el nivel de control que se tiene de algunos bloques funcionales vía software (Figura 2.11). Los bloques controlados vía software son el conversor A/D, el bloque de filtrado y el bloque de integración-promediación, en cambio el bloque de amplificación sigue siendo hardware.

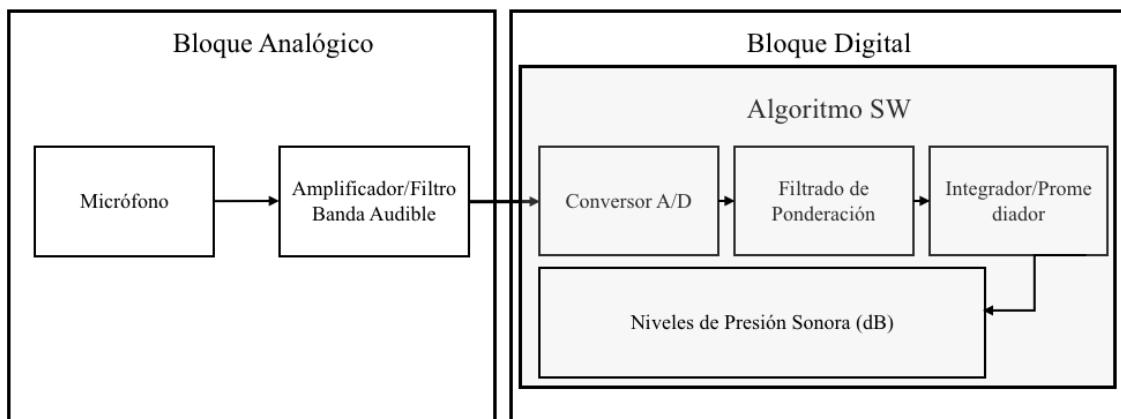


Figura 2.11. Sistema con Conversión Software.

Tal y como se puede ver en la Figura 2.11, con este tipo de implementación es posible controlar todo el procesado de señal vía software, mediante un análisis en el dominio del tiempo. Una vez que el conversor A/D muestrea la señal de audio a una frecuencia de muestreo que según la normativa [40] tiene que ser mayor o igual a 16 KHz, las muestras son enviadas al siguiente bloque funcional para que se le aplique el correspondiente filtro de ponderación.

En el bloque de filtrado de ponderación, es posible aplicar varios filtros de

ponderación en el dominio del tiempo vía software, mediante la utilización de filtros digitales [41]. Básicamente existen dos tipos de filtros digitales, los de respuesta finita al impulso (FIR en inglés) y los de respuesta infinita al impulso (IIR en inglés). Este tipo de filtros digitales permiten modificar la respuesta tanto en frecuencia como en fase de una señal mediante una serie de multiplicaciones y sumas en el dominio del tiempo [42-43].

Los filtros FIR se basan en la multiplicación del valor actual con el valor anterior de las muestras por una serie de coeficientes para luego sumar los resultados. El valor de salida, $y[n]$, viene definido por:

$$y[n] = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x[n - k] \quad (2.9)$$

donde b_k es el coeficiente de pre-alimentación k-ésimo del filtro, $x[n-k]$ es la muestra previa de entrada y M es el orden del filtro.

Los filtros IIR hacen uso de coeficientes de recursión, por lo que la salida en cada instante tiene en cuenta tanto las muestras de entrada como las muestras previas de salida. La expresión de recursión utilizada se define mediante:

$$y[n] = \frac{1}{a_0} \left[\sum_{j=0}^M b_j \cdot x[n - j] - \sum_{k=0}^N a_k \cdot y[n - k] \right] \quad (2.10)$$

donde b_j es el coeficiente de pre-alimentación j-ésimo del filtro, a_k es el coeficiente de realimentación k-ésimo del filtro, $x[n-j]$ es la muestra previa de entrada, $y[n-k]$ es la muestra previa de salida y el máximo entre M y N es el orden del filtro.

Los filtros FIR siempre son estables y se pueden diseñar de tal forma que siempre tengan fase lineal, aunque para conseguir que la respuesta coincida con la de los filtros de ponderación, es necesario un gran número de coeficientes (miles). Esto supone que su diseño es más costoso, menos flexible y requiere de un mayor coste computacional. En cambio, mediante el uso de filtros IIR es posible obtener una buena aproximación haciendo uso de unos 20 coeficientes para el filtro de ponderación tipo A y de 40 para el filtro de ponderación tipo C [41], lo que reduce el coste computacional. Aunque los filtros IIR por su naturaleza recursiva pueden llegar a ser inestables aún con un diseño correcto y no disponen de fase lineal, por lo que se debe de controlar una posible inestabilidad. En cuanto al tema de que no disponen de fase lineal, existen técnicas que permiten corregirla,

como el filtrado bidireccional. A su vez, el oído humano no es demasiado sensible a los cambios de fase [44], por lo que pequeñas distorsiones de fase pueden pasar desapercibidas por el oído humano.

Por último, una vez que se tiene la señal acústica filtrada en el dominio del tiempo, las muestras son enviadas al siguiente bloque funcional (integrador/promediador) para calcular los diferentes indicadores de ruido (sección 2.3).

Ventajas e inconvenientes del análisis en el dominio del tiempo

Ambas implementaciones (con conversión Hardware y con conversión Software) tienen una serie de ventajas y desventajas, derivadas del tipo del propio análisis en el dominio del tiempo y de los bloques utilizados a nivel hardware. Las ventajas e inconvenientes son las siguientes:

1. Sistemas con Conversión Hardware:

a. Ventajas:

- i. Menor coste computacional y de memoria.
- ii. Reducción significativa de la complejidad software.
- iii. Mayor relación frecuencia de muestreo / Coste computacional + memoria.
- iv. Facilidad de captura continua de los niveles de ruido en tiempo real.
- v. Alta seguridad con respecto a las muestras de audio, dado que no son accesibles vía software.

b. Inconvenientes:

- i. Pérdida de información de la señal acústica original en el dominio del tiempo.
- ii. No es posible analizar la señal acústica en el dominio de la frecuencia.
- iii. Mayor complejidad y coste hardware a la hora de aplicar varios filtros de ponderación y ventanas o ponderaciones temporales.

- iv. Muy baja flexibilidad a nivel software.
- v. Alta dependencia del hardware.

2. Sistemas con Conversión Software:

a. Ventajas:

- i. Mayor control a nivel software.
- ii. Implementación a nivel software de diferentes tipos de filtros de ponderación y de ventanas o ponderaciones temporales.
- iii. Análisis de la señal acústica original en el dominio del tiempo.
- iv. Menor dependencia del hardware.

b. Inconvenientes:

- i. Mayor coste computacional y de memoria.
- ii. Mayor complejidad a nivel software.
- iii. Mayor complejidad en el diseño e implementación de filtros de ponderación digitales.
- iv. No es posible analizar la señal acústica en el dominio de la frecuencia.
- v. Necesarios mecanismos de seguridad para proteger las muestras de audio.

2.5.2 Análisis en el dominio de la frecuencia

Este tipo de algoritmo hace uso de un análisis de la señal acústica en el dominio de la frecuencia, es decir, mediante técnicas de análisis frecuencial es posible obtener los niveles de presión sonora en dB. Dicho análisis se basa en la utilización de la transformada rápida de Fourier (FFT). Con este tipo de implementación es posible tener el control de cada uno de los bloques funcionales (bloque digital) vía software (Figura 2.12). Dichos bloques son: el conversor A/D, el bloque de cálculo de la FFT, el bloque de filtrado de ponderación y el bloque de integración-promediación. Por otro lado, a nivel

hardware se sigue haciendo uso de un circuito de amplificación (pre-amplificador del micrófono) y de un filtro para la banda audible (opcional), para de esta forma adaptar correctamente la señal proveniente del micrófono al convertor A/D.

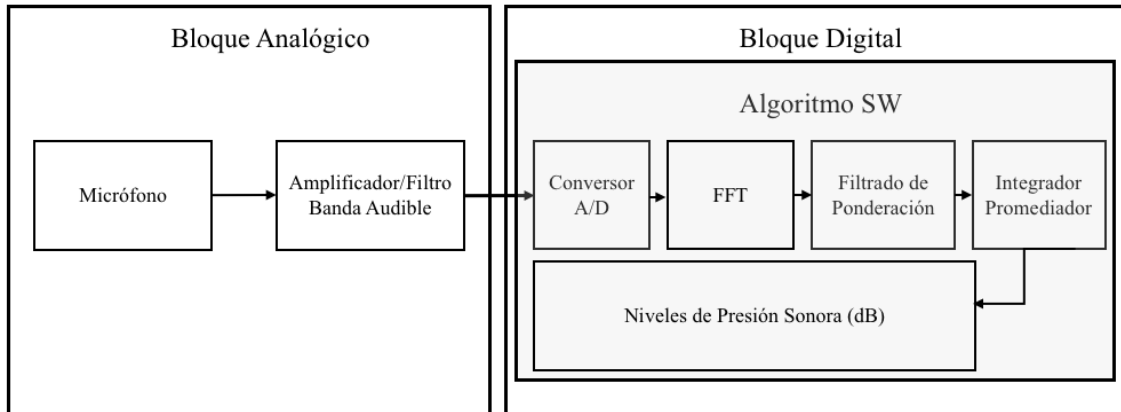


Figura 2.12. Sistema basado en análisis espectral.

Una vez que el convertor A/D muestrea la señal de audio a una frecuencia de muestreo suficiente [40], las muestras son enviadas al siguiente bloque funcional, que es el encargado del cálculo de la FFT. En este bloque, las muestras de la señal acústica en el tiempo son procesadas para poder convertirlas en muestras en el dominio de la frecuencia, es decir, obtener su respuesta en frecuencia. Las muestras de la FFT son enviadas al siguiente bloque, donde se le aplicará el correspondiente filtrado de ponderación (sección 2.3.3). Las muestras ya ponderadas son enviadas al bloque final (integrador/promediador) donde se calculará el nivel de presión sonora en dB.

Ventajas e inconvenientes del análisis en el dominio del tiempo

Este tipo de análisis, posee un gran número de ventajas con respecto al análisis en el dominio del tiempo. Las ventajas e inconvenientes de la utilización de algoritmos basados en un análisis en el dominio de la frecuencia se resumen en:

- Ventajas:
 - Control total a nivel software.
 - Implementación a nivel software de diferentes tipos de filtros de ponderación y de ventanas o ponderaciones temporales con una mayor facilidad.

- Análisis de la señal acústica original en el dominio del tiempo y de la frecuencia.
- Detección de picos y patrones frecuenciales.
- Mayor resolución en frecuencia.
- Menor dependencia del hardware.
- Inconvenientes:
 - Mayor coste computacional y de memoria.
 - Mayor complejidad a nivel software.
 - Necesarios mecanismos de seguridad para proteger las muestras de audio.

2.6 Subjetividad del Ruido

Analizar los efectos nocivos que produce el ruido en las personas es una tarea compleja, ya que hay numerosos factores que poseen un alto grado de subjetividad. Mediante la utilización de encuestas, numerosos investigadores han conseguido extraer información de suma utilidad para un mejor entendimiento de la respuesta del oído humano ante diferentes tipos y factores de ruido. En este sentido, existen estudios que analizan las diferentes características del ruido y su implicación a la hora de evaluar su nivel de molestia en las personas [45-50]. Dichas características o factores, se pueden dividir en dos grandes grupos que sirven como modelos para la estimación de los niveles de molestia de ruido:

- **Factores Acústicos:** hace uso de los factores subjetivos de ruido directamente relacionados con las características físicas del ruido.
- **Factores No Acústicos:** se encarga de los factores subjetivos de ruido que no guardan relación directa con las características físicas del ruido.

2.6.1 Factores Acústicos

Las características o factores acústicos se basan en parámetros de la propia señal acústica, es decir, el nivel de presión sonora en dBA, la frecuencia dominante, si posee o no tonos puros, el grado de variabilidad temporal, la relación señal a ruido, etc. En este

sentido, mediante la combinación de dichos parámetros se podría obtener información de gran utilidad para realizar estimaciones del nivel de molestia. De esta forma, partiendo de un nivel de molestia alto se puede determinar su relación con cada tipo de parámetro físico asociado. La Tabla 2.3 muestra este tipo de relación entre los distintos parámetros físicos.

Tabla 2.3. Relación de características físicas y su nivel de molestia.

Característica de Ruido	Descripción	Nivel de Molestia Alto cuando la característica es:
Nivel de Presión Sonora	Nivel de presión Sonora en dBA	Alta
Frecuencia	Frecuencia dominante o rango de frecuencia con mayor energía	Muy Alta o Muy Baja
Tonalidad	Señal Acústica con tonos puros	Alta
Variabilidad Temporal	Grado de fluctuación de los niveles de ruido en un determinado intervalo temporal	Alta
Relación S/N	Relación del nivel de ruido con respecto al nivel de ruido de fondo	Alta

2.6.2 Factores No Acústicos

En contraposición a los factores acústicos, están las características o factores no físicos que guardan una estrecha relación con lo que cada persona percibe de manera subjetiva. A su vez, existen personas que disponen de una gran sensibilidad ante el ruido por lo que es otro factor a tener en cuenta a la hora de realizar cualquier tipo de estimación. En general, las características no físicas más relevantes a la hora de estimar el nivel de molestia se muestran en la Tabla 2.4. Donde partiendo de un nivel de molestia alto, se muestra su relación con cada parámetro no físico asociado.

Tabla 2.4. Relación de características no físicas y su nivel de molestia.

Característica de Ruido	Descripción	Incrementa el nivel de molestia cuando la característica es:
Inteligibilidad	Inteligibilidad ante un contenido irrelevante	Alta

Previsibilidad	Nivel de previsibilidad del ruido	Baja
Actitud o disposición ante el ruido	Conocer los efectos adversos para la salud	Baja
Reducibilidad	Percepción de que el ruido se puede reducir por parte de las autoridades	Alta
Experiencia ante el ruido	Experiencia ante ruidos estridentes o muy molestos	Alta
Control del ruido	Capacidad percibida de controlar el nivel de ruido	Baja
Sensibilidad	Sensibilidad ante el ruido	Alta
Adaptación al ruido	Capacidad de adaptación al ruido	Baja
Beneficio o intereses personales	Ejemplo: uso intensivo de autopistas o carreteras	Baja
Miedo	Miedo de algún tipo con respecto a la fuente de ruido	Alta

2.6.3 Conclusiones

Según los estudios comentados anteriormente, los modelos que hacen uso de factores acústicos son los que guardan una relación más estrecha con el nivel de molestia percibido por las personas. Esto se traduce en que el nivel de ruido en dBA es el indicador que mayor nivel de molestia aporta, aunque otro tipo de factores pueden incrementar también dicho nivel de molestia. Este tipo de factores subjetivos, son los que provienen de la percepción del sujeto en cuestión y se han visto reflejados en algunos estudios basados en encuestas, como en [45]. Por lo tanto, aunque los factores acústicos guardan un alto grado de correlación con los niveles de molestia subjetiva, se tienen que tener en cuenta los factores no acústicos para poder estimar bien posibles desviaciones en los modelos de molestia.

2.7 Mapas de Ruido

En los últimos años la Unión Europea está llevando a cabo políticas para la protección del medio ambiente y la salud, entre las que se encuentra la lucha contra el ruido. Según la Comisión Europea, el ruido es uno de los mayores problemas medioambientales que se dan en los países desarrollados. Se puso de manifiesto la necesidad de establecer medidas e iniciativas específicas sobre la reducción del ruido

ambiental en distintos tipos de entornos y para diferentes fuentes de ruido. Lo que supone el uso de metodologías que hagan uso de indicadores de ruido estandarizados, y de esta forma unificar los criterios en cada estado miembro. Aunque dejando libertad para que cada país pueda disponer de sus propios criterios específicos para la evaluación del ruido.

En este sentido, la Comisión Europea redactó la directiva 2002/49/EC [2] que impone a los estados miembros la obligación de disponer de mapas específicos de ruido. Esta directiva tiene como objetivo establecer una serie de especificaciones para evitar, prevenir y reducir en la medida de lo posible los efectos nocivos producidos por la exposición al ruido. Asimismo, determina las principales fuentes de ruido que deben ser objeto de estudio, siendo las siguientes:

- Núcleos urbanos con una población mayor de 250.000 habitantes.
- Principales carreteras con más de 6 millones de desplazamientos al año.
- Vías ferroviarias que superen los 60.000 pasajeros al año.
- Aeropuertos con más de 50.000 despegues o aterrizajes anuales.

En cuanto a los indicadores de ruido, dicha directiva recomienda la utilización de L_{den} , L_d , L_e y L_n . Lo que permite articular los métodos de evaluación para la elaboración de los mapas de ruido y los planes de acción.

Los mapas de ruido o mapas estratégicos de ruido son una herramienta fundamental para conocer la situación acústica tanto de grandes áreas como de zonas de menor extensión o incluso para interiores. Estos mapas proporcionan información acerca de los niveles de presión sonora, con la posibilidad de utilizar varios tipos de indicadores de ruido en diferentes periodos de tiempo. A la hora de mostrar la información, estos mapas hacen uso de superficies isofónicas (normalmente coloreadas) que permiten determinar las zonas con mayores niveles de exposición a cierta altura del suelo. El indicador de ruido comúnmente utilizado es el nivel de presión sonora equivalente ponderado, L_{Aeq} . Asimismo, disponen de una serie de características básicas que deben definirse a la hora de su elaboración y son las siguientes:

- Zona geográfica del mapa y altura sobre el suelo (normalmente 4 m).
- Mapa general o específico para una determinada fuente.
- Técnica/s utilizada/s y precisión de los datos.
- Indicadores de Ruido utilizados.

Otro aspecto de vital importancia y que define el tipo de mapa de ruido, está relacionado con la técnica utilizada a la hora de obtener los datos de ruido. La elección

entre una técnica u otra puede variar dependiendo de las propias características del mapa. En este sentido, existen tres técnicas que se resumen en:

- Mediciones.
- Simulaciones.
- Combinación de ambas.

2.7.1 Sistemas Clásicos

Los mapas de ruido basados en sistemas clásicos, se generan mediante la utilización de las técnicas basadas en mediciones mediante sonómetro o simulaciones con modelos matemáticos. También es común hacer uso de técnicas mixtas, complementando las mediciones puntuales con sonómetros y modelos de simulación.

Mediciones con sonómetros

Esta técnica se basa en mediciones puntuales (no permanentes), mediante arreglo de sonómetros distribuidos por las zonas de interés, realizándose interpolaciones en zonas donde no se realizaron medidas. La selección de los puntos de medida, se realiza mediante una malla o retícula que se extiende por la zona de interés (Figura 2.13). Los puntos de sondeo se sitúan en los vértices o en los centros de la cuadrícula.



Figura 2.13. Retícula con los puntos de medida.

Este tipo de técnica es costosa tanto en número de dispositivos como en tiempo, por lo que se suele utilizar varios tamaños de retícula dependiendo de la zona. Esto se consigue reduciendo su tamaño para mayor precisión en zonas con mayor población y aumentándolo en zonas poco pobladas. Aunque a veces no es suficiente, por lo que se realizan medidas en determinados puntos cercanos a fuentes de ruido, como carreteras, aeropuertos, etc.

Las ventajas inherentes de las mediciones se basan en la fidelidad de los datos obtenidos. Por el contrario, cumplir con los requisitos de las normativas (indicadores promedio anuales) hacen que este tipo de mediciones puntuales sean inabordables en la práctica, debido principalmente a los costes asociados [51].

Simulaciones

Este tipo de mapas de ruido se basan en modelos de simulación, que hacen uso de algoritmos matemáticos que permiten estimar los niveles de ruido de una determinada zona. Estos modelos tienen la capacidad de caracterizar la topografía y absorción acústica del terreno, modelos de propagación, condiciones ambientales, tipo de vía, tipo de tráfico, edificios y fuentes de ruido del entorno. Una vez recopilados todos estos datos, se llevan a cabo una serie de cálculos computacionales que generan los mapas de ruido en un plazo de tiempo relativamente corto. Lo que permite realizar una serie de simulaciones sucesivas para ajustar o mejorar el modelo, así como estimar en dicho modelo las acciones a llevar a cabo en los futuros planes de acción.

No obstante, las mediciones siempre serán necesarias debido principalmente a que los modelos de simulación tienen que ser contrastados continuamente para su mejora. Para ello, deben de incorporar bases de datos cada vez más extensas y complejas para poder estimar los niveles de ruido en los diferentes tipos de entornos. Por otro lado, pueden existir denuncias por incumplimiento de los niveles de ruido máximos, por lo que sería necesario realizar mediciones.

2.7.2 Sistemas en Tiempo Real

Al contrario que los sistemas clásicos basados en medidas puntuales, los sistemas en tiempo real permiten disponer de los niveles de ruido de forma ininterrumpida y sin restricciones temporales. Por lo que los distintos dispositivos de sondeo poseen la capacidad de enviar la información acústica en tiempo real o en intervalos de tiempo relativamente cortos. Aunque esta información no es realmente útil a la hora de ser mostrada en un mapa de ruido, debido a que se necesitan intervalos temporales mayores para poder calcular los indicadores realmente útiles como L_{den} , L_n , L_e y L_n . Para ello, es necesario un sistema con unos requerimientos hardware, software y de transmisión de datos que disponga de una arquitectura eficiente para cumplir con las restricciones

temporales.

En este sentido, es necesario una arquitectura de red que sea capaz de disponer de los recursos hardware y software necesarios para poder recolectar la información de los diversos nodos de la red. En la Figura 2.14, se muestra una arquitectura de red básica donde se puede apreciar los distintos elementos de red.

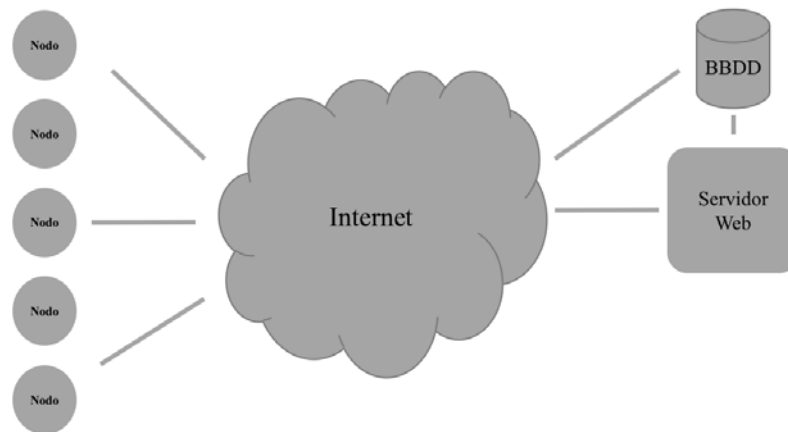


Figura 2.14. Arquitectura de red básica de un Sistema en Tiempo Real.

Los nodos realizan mediciones y envían los datos a través de internet a una base de datos (arquitectura básica) donde son almacenados. Para ello y en el caso de no disponer de una red cableada, se puede hacer uso de conexiones inalámbricas mediante redes móviles [52], redes Wifi [53], redes Wimax [54], etc. En la actualidad las redes móviles disponen de una cobertura más que aceptable, son robustas y tienen un coste reducido. En cuanto a la información a transmitir por cada uno de los nodos, sólo es necesario enviar el nivel de presión sonora y la marca temporal cada cierto periodo de tiempo. Una vez que los datos son almacenados en la base de datos, se simplifica tanto el acceso como su uso para calcular otro tipo de indicadores de ruido, como pueden ser los indicadores a largo plazo. De esta forma, se reduce de forma significativa el consumo de recursos en los diferentes nodos.

En cuanto al acceso a la información, el servidor Web será el encargado de proveer acceso a los datos y el mapa de ruido. Su dimensionado a nivel hardware y software dependerá del número de usuarios y del número de peticiones. A su vez, tiene que hacer uso de un Sistema de Información Geográfica (SIG) para poder generar el mapa de ruido. Un sistema SIG es un conjunto de herramientas hardware, software y de procesos que permiten gestionar, manipular, analizar, modelar y representar gran cantidad de información espacialmente referenciada de forma gráfica. Facilitando su entendimiento y análisis visualmente principalmente mediante el uso de mapas basados en capas.

Capítulo 3

3. Redes de Sensores Inalámbricos

3.1 Introducción

En las últimas décadas se han producido grandes avances en materia de redes de computación y microelectrónica. Lo que ha permitido la fabricación de dispositivos electrónicos de menor tamaño con una significativa capacidad cómputo y con un coste reducido. Asimismo, se han llevado a cabo importantes mejoras en el campo de la microelectrónica relacionada con los transductores. Todo ello, ha permitido el continuo desarrollo de nuevos dispositivos que son capaces de realizar medidas de gran precisión, con un tamaño y coste reducido en comparación con los sistemas clásicos basados en sondas.

En este sentido, las redes de sensores inalámbricos (WSN – Wireless Sensor Network) son infraestructuras compuestas por pequeños dispositivos de bajo coste con capacidad de cómputo y de comunicación (normalmente inalámbrica) limitadas, que proporcionan al administrador herramientas de configuración y monitorización [11-12]. A estos pequeños dispositivos inteligentes se les denomina sensores, nodos o motas de polvo (*motés* en inglés), debido a su pequeño tamaño y facilidad de instalación en cualquier entorno. Cada nodo tiene la capacidad de obtener información de su entorno, procesarla localmente y transmitirla a otro nodo o estación base con unas restricciones temporales flexibles. Dichas restricciones temporales variarán dependiendo de la arquitectura de red utilizada, del tipo de aplicación, del entorno, etc. Normalmente los nodos hacen uso de sondas que permiten medir los niveles de temperatura, húmedas, CO₂, luminosidad, etc. También pueden utilizar actuadores, lo que les permite interactuar con su entorno.

Los nodos sensores pueden hacer uso de dos tipos de fuente de alimentación, la primera mediante la conexión a una red eléctrica convencional y la segunda mediante baterías. Aunque normalmente, se alimentan mediante pequeñas baterías que pueden ser recargadas periódicamente o ininterrumpidamente, con la ayuda de placas solares. La elección de un sistema de alimentación u otro dependerá del tipo de aplicación, y de la arquitectura de red y entorno.

Los sistemas clásicos basados en sondas hacían uso de dispositivos de elevada complejidad hardware y software, así como de complejas redes de comunicaciones, lo que suponía una gran desventaja desde el punto de vista de optimización de recursos y de instalación en determinados entornos. Por el contrario, mediante el uso de WSN es relativamente sencillo disponer de redes de monitorización en cualquier tipo de entorno gracias al uso de arquitecturas de red flexibles. Lo que permite mantener la red en funcionamiento aún bajo circunstancias donde determinados nodos hayan quedado fuera de servicio, ya sea por averías o por temas de alimentación. Esto se logra mediante la utilización de rutas de encaminamiento alternativas para poder seguir transmitiendo los paquetes de datos. A su vez, disponen de la capacidad de realizar diagnósticos, configuraciones y/o reparaciones para poder solventar determinados problemas de forma autónoma.

3.2 Arquitectura Hardware de un Nodo

Un nodo sensor está normalmente compuesto por cinco unidades funcionales (Figura 3.1), un procesador o microcontrolador, una unidad de memoria, una unidad de comunicaciones o transceptora, una serie de sensores y actuadores, y una fuente de alimentación con capacidad limitada [11] [55]. A continuación, se presentan las diferentes características de cada unidad funcional.

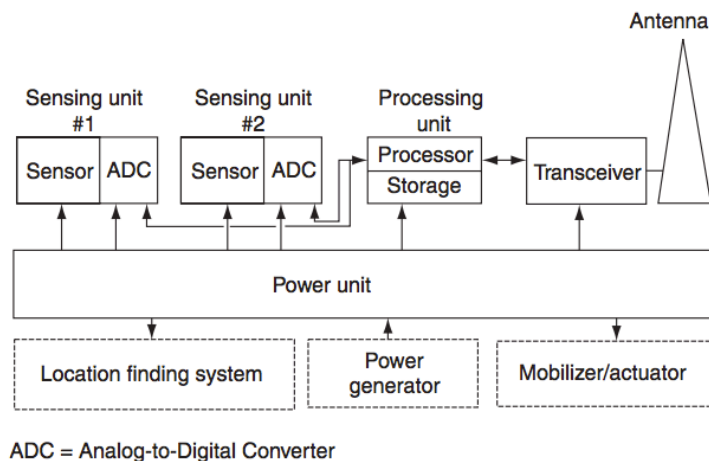


Figura 3.1. Arquitectura Hardware de un nodo.

Unidad de Procesamiento

La unidad de procesamiento se encarga de la recolección y tratamiento de datos, gestionar la recepción y envío de información con otros nodos, así como de la ejecución de diferentes programas mediante el uso de un sistema basado en microcontrolador. Se caracterizan por ser de bajo consumo, es decir especialmente diseñados para ser lo más eficientes energéticamente. Los microcontroladores disponen de procesos de gestión de

interrupciones orientada a eventos, lo que permite a determinadas partes del procesador entrar en modo de bajo consumo o incluso desactivados según se requiera. A su vez, dependiendo del tipo de microcontrolador pueden activarse varios modos de bajo consumo o también denominados modos de sueño, que tienen asociados distintos niveles de consumo de energía. En este sentido y dependiendo del tipo de aplicación, es necesaria una planificación y gestión inteligente del tiempo de sueño, para un uso eficiente de la energía disponible [56].

Por otro lado, el procesador hace uso de un elemento de vital importancia para poder obtener los datos de los distintos sensores, el conversor analógico digital (ADC). De forma genérica, un ADC es un dispositivo que sirve como interfaz entre el microcontrolador y los diferentes periféricos como sensores o sondas, que normalmente disponen de interfaces analógicos.

Unidad de Memoria

La unidad de memoria es la encargada de almacenar los bloques de código fuente a ejecutar por la unidad de procesamiento. Asimismo, tiene que ser capaz de almacenar los datos recolectados por los diferentes sensores o paquetes de datos de otros nodos. Para ello, cada nodo dispone de dos tipos de memoria, una volátil y una no volátil. Las memorias volátiles se suelen utilizar para el almacenamiento de los datos provenientes de los sensores o de otros nodos, y las no volátiles para el almacenamiento de los distintos programas.

Las volátiles suelen ser de acceso aleatorio (RAM), debido a que este tipo de memoria dispone de velocidades rápidas de lectura y escritura. Por el contrario, son memorias que en caso de no ser alimentadas los datos almacenados se pierden y poseen un consumo de energía significativo. Para el almacenamiento de los programas, se pueden utilizar memorias programables y borrables eléctricamente (EEPROM) o memorias flash. Opcionalmente las memorias flash pueden ser utilizadas como complemento a la memoria RAM, en el caso de que no se pueda hacer uso de ella debido a temas de capacidad. Aunque hay que tener en cuenta, que las memorias flash disponen de velocidades de lectura y escritura más lentas, y su consumo de energía es alto. En cuanto al tema de capacidades, el tamaño de las memorias suele ser del orden de unos pocos Kbytes hasta unos cuantos Mbytes.

En resumen, la elección de un tipo de memoria u otro dependerá de los requerimientos del sistema y del tipo de aplicación, buscando siempre el equilibrio entre el coste y el consumo de energía. Aunque debido a su pequeño tamaño y su ámbito de aplicación, las memorias no suelen ser un componente crítico en términos de coste de los nodos utilizados en redes de este tipo.

Unidad de Comunicaciones

La unidad de comunicaciones, se basa en un módulo radio que permite el envío y recepción de datos entre el nodo y otros nodos de la red. Lo que a un nivel más básico se traduce en convertir una secuencia de bytes o tramas generados en el microcontrolador, en ondas de radio y viceversa. Normalmente, en este tipo de redes el medio radio está orientado a soportar envío de pequeños paquetes de datos, que son transmitidos entre los distintos nodos de forma periódica o impulsiva [57], mediante la utilización de transmisores de bajo consumo y potencia.

Sensores y Actuadores

Los sensores se basan en una serie de componentes o sondas que permiten realizar mediciones de diferentes magnitudes físicas como temperatura, humedad, luminosidad, CO₂, gas, ruido, geolocalización, etc. En cambio, los actuadores son dispositivos que permiten interactuar con el propio entorno, como relés, servos, conmutadores, pequeños motores eléctricos, etc. Las sondas o sensores se pueden dividir en tres grandes grupos, dependiendo del consumo de energía asociado: baja energía, media energía y alta energía. Los dispositivos de baja energía se engloban principalmente en sensores ambientales (temperatura, humedad, luminosidad, etc.), acelerómetros. Los de media potencia se utilizan en aplicaciones relacionadas con audio, mediciones de gases, campo magnético, niveles de radiación, geolocalización mediante GPS, etc. Por último, están los de alta demanda de energía que se relacionan con aplicaciones de audio, video, análisis de imágenes, etc.

Fuente de Alimentación

Los nodos sensores se alimentan mediante el uso de pequeñas baterías, por lo que se trata de un recurso limitado y debe de gestionarse lo más eficientemente posible. En este sentido, existen numerosos trabajos de investigación relacionados con la optimización de sistemas de alimentación basados en pequeñas baterías en WSNs [58-62]. Asimismo, se suelen utilizar baterías recargables que pueden ser alimentadas mediante sistemas de carga auxiliares, prolongando la vida útil de la red. Estos sistemas de recarga o “*scavenging*” (en inglés) permiten recargar la batería de forma recurrente o puntual por medio de dispositivos de captación y generación que obtienen la energía del propio entorno. Para ello, se pueden utilizar sistemas basados en energías renovables como pequeños molinos de viento, micro-generadores alimentados por vibraciones, y placas solares o generadores termoeléctricos [60] [62-65]. Por lo que dependiendo del tipo de aplicación y del sistema de alimentación utilizado, el tiempo de vida de la red de sensores podría variar de unos pocos meses a varios años o incluso indefinidamente (mediante mantenimiento un adecuado).

3.3 Arquitectura Software de un Nodo

Un nodo sensor está normalmente compuesto por cinco subsistemas de software (Figura 3.2): un sistema operativo, controladores de sensores, procesadores de comunicación, controladores de comunicaciones y mini aplicaciones de procesamiento de datos [55]. A continuación, se exponen las principales características de cada subsistema y adicionalmente se revisará el modelo o pila de protocolos comúnmente adoptado por las WSNs.

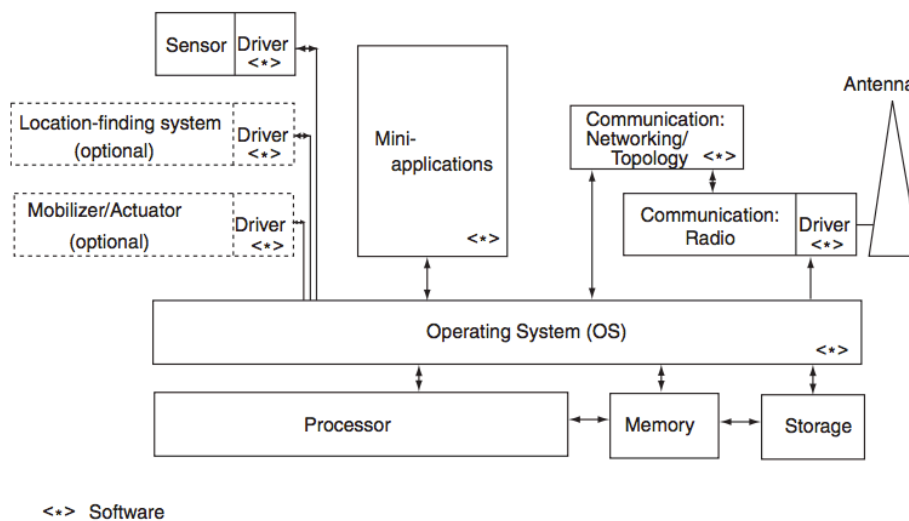


Figura 3.2. Arquitectura Software de un nodo.

Sistema Operativo (OS)

Es el microcódigo que sirve como base para que programas software de alto nivel, puedan ejecutarse y acceder o realizar distintas funciones. De forma general, el propósito de un sistema operativo es el de ofrecer una serie de servicios basados en hardware a funciones software de alto nivel. Para ello, se puede hacer uso sistemas especialmente diseñados para WSNs, basados en software libre y que con una arquitectura que permita una rápida implementación con un tamaño de código mínimo.

Controladores de sensores

Se basan en una serie de módulos software, encargados de administrar las funciones básicas de cada uno de los sensores o periféricos conectados. Existe la posibilidad de que, de manera autónoma, el controlador sea capaz de configurar automáticamente el sensor o incluso adaptar algunas funciones del propio nodo para

adaptarse a los requerimientos hardware del sensor. Aunque dependerá del nivel de complejidad en el interfaz de interconexión entre el nodo y los sensores.

Procesadores de comunicación

Son bloques de código que se encargan de administrar las funciones de: comunicación, enrutamiento, retransmisión y almacenamiento de paquetes, mantenimiento de la topología de red, control de acceso al medio, cifrado, corrección de errores, mecanismos de contención, gestión del espectro, etc.

Controladores de comunicación

Estos módulos software realizan funciones relacionadas con la gestión de la capa física, es decir, del canal de radio. Entre las funciones se incluyen la sincronización, codificación de señales, recuperación de errores, control de los niveles de señal y modulaciones.

Mini aplicaciones de proceso de datos

Son aplicaciones que se encargan del procesado, manipulación y almacenamiento de datos a nivel de nodo en la red.

Pila de protocolos

Los subsistemas controladores y procesadores de comunicación son unidades funcionales básicas, que dotan al nodo de herramientas software para la interconexión de datos entre otros nodos. Para ello, se suele hacer uso de un modelo o pila de protocolos genérico, que conforma los elementos de comunicación (Figura 3.3) [55].

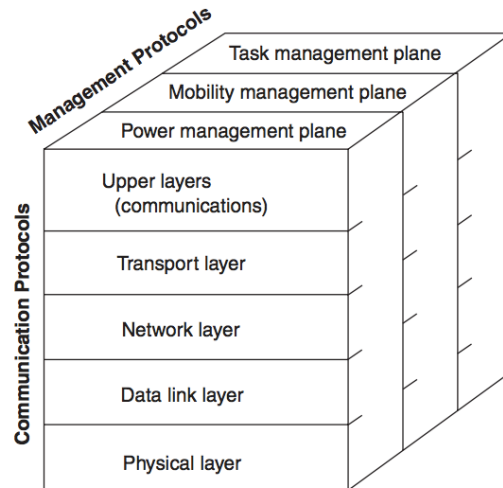


Figura 3.3. Pila de protocolos básica para un nodo sensor.

- *Capas superiores:* aplicaciones en red, incluyendo aplicaciones basadas en procesamiento, agregación, tratamiento de consultas externas, y bases de datos externas.
- *Capa 4 o de transporte:* entre sus principales funciones está la de acumulación y disseminación de datos, gestión de caché y almacenamiento.
- *Capa 3 o de red:* la encargada de administrar dinámicamente la topología y el encaminamiento de los paquetes de datos.
- *Capa 2 o de enlace:* se encarga de administrar el canal compartido, la competencia por el canal, el control de acceso al medio, sincronización y localización.
- *Capa 1 o física:* es la encargada del canal de comunicación, recepción, transmisión y procesamiento de señales.

3.4 Arquitectura de Red

La arquitectura de las redes de sensores inalámbricos se basa en la utilización de un gran número de fuentes o nodos sensores. Son de naturaleza distribuida y descentralizada, lo que junto a su inteligencia les dota de capacidades como la autogestión de recursos, organización dinámica y movilidad. Asimismo, pueden conformarse por diferentes tipos de nodos lo que las convierte en redes de gran heterogeneidad.

3.4.1 Tipos de Nodos

En una red de sensores inalámbricos coexisten diferentes tipos de nodos, que realizan determinadas tareas y poseen distintos roles, aunque básicamente existen dos tipos, el nodo sensor o fuente y el sumidero (“*sink*” en inglés) o estación base. Un nodo sensor, es un elemento dentro de la red que tiene la capacidad de realizar medidas de su entorno mediante el uso de diferentes sensores.

Por otro lado, un sumidero o estación base es un dispositivo que se encarga de centralizar toda la información generada y retransmitida por cada uno de los nodos de la red. El sumidero puede ser un nodo sensor que forma parte de la propia red, ser un dispositivo o entidad externa a la red o adoptar el rol de puerta de enlace o *gateway* (en inglés) permitiendo la interconexión con otras redes como LAN, WAN e Internet. La Figura 3.4, muestra los tres roles que pueden asumir los sumideros en redes de sensores inalámbricos [11].

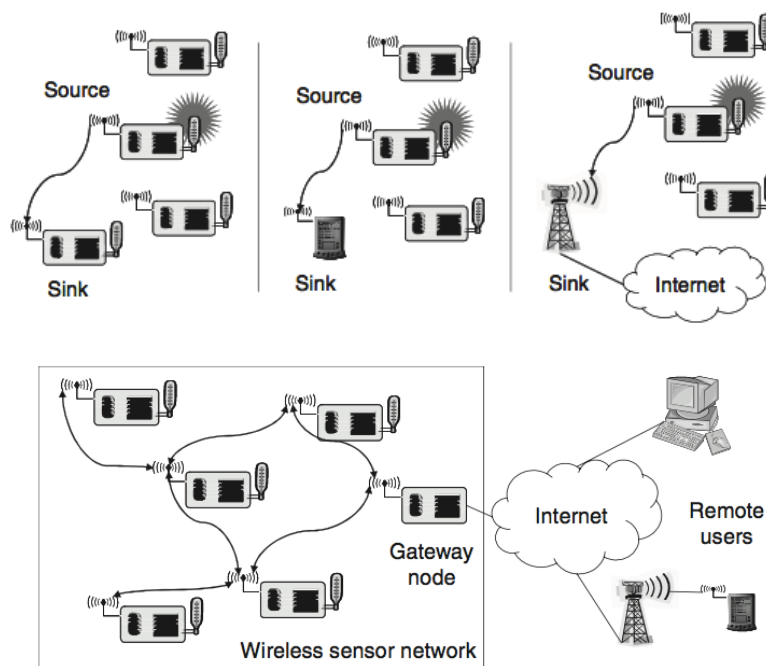


Figura 3.4. Arquitectura básica de una WSN con los tipos de sumideros.

Normalmente, los sumideros o estaciones base disponen de mejores recursos computacionales, de memoria, energía, comunicaciones, etc. Dado que asumen tareas que requieren un mayor consumo de recursos, comparados con las que llevan a cabo los nodos sensores. Por lo que, dependiendo del tipo de aplicación, es posible hacer uso de varios sumideros alternando sus roles según las necesidades de la red.

3.4.2 Redes Multi-salto

La comunicación entre los distintos nodos de la red se realiza mediante enlaces de radio de baja potencia, lo que se supone una limitación desde el punto de vista de la distancia entre el emisor y el receptor. Es por ello, que pueden darse diferentes escenarios en los que la comunicación directa entre un nodo y su sumidero no es viable, debido a que la zona a cubrir es muy extensa (aplicaciones ambientales, agrícolas, etc.) o porque el propio entorno dificulta en gran medida la propagación de ondas de radio (interiores de edificios, oficinas, fábricas, etc.).

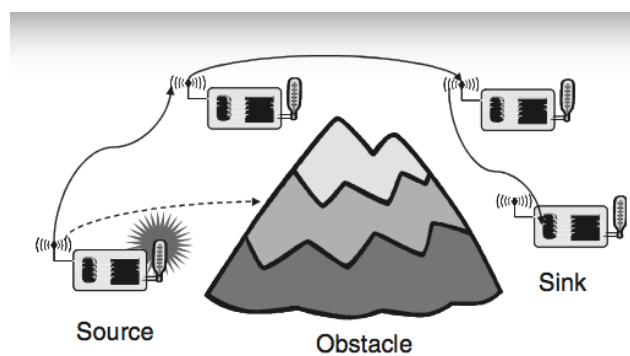


Figura 3.5. Red multi-salto.

Para sobreponerse a dichas restricciones espaciales, cada nodo de red es capaz de retransmitir los paquetes de datos y encaminarlos desde los nodos hasta los sumideros (Figura 3.5) [11]. Este tipo de concepto, se denomina red multi-salto y es sumamente útil para las WSNs, ya que permite hacer uso de los nodos como medios de retransmisión sin necesidad de equipamiento adicional. Dependiendo del tipo de aplicación, hay una alta probabilidad de disponer de un nodo intermedio en el lugar indicado, sobre todo en sistemas donde se tiene un gran número de dispositivos dispuestos uniformemente. Aunque no siempre se puede garantizar que exista la ruta entre el nodo y el sumidero, o que sea la ruta más corta posible.

Se tiene que tener en cuenta, que sólo se ha considerado las redes multi-salto de almacenamiento y retransmisión. En este tipo de redes, un nodo sólo retransmitirá el paquete sí previamente lo ha recibido correctamente y no lo reenviará en caso de que exista cualquier error en su recepción. Es por ello, que existen redes que incluso con paquetes recibidos con errores y cuando varios nodos han enviado el mismo paquete, son capaces de reconstruir dichos paquetes de forma colaborativa. A este tipo de métodos se les denomina, métodos de retransmisión cooperativos.

3.4.3 Movilidad

De forma general, existen tres escenarios típicos de movilidad en redes de sensores inalámbricas [11] y se resumen en:

- *Movilidad de nodo sensor*: la naturaleza inalámbrica de los nodos les permite disponer de la capacidad de moverse sin perder la conectividad con el resto de la red. Aunque todo depende del tipo de aplicación, es decir, en aplicaciones de medidas medioambientales normalmente no tiene sentido la movilidad; por el contrario, en aplicaciones como el control de ganado, en la que la movilidad es de vital importancia.

En el caso de requerir movilidad, la propia red tiene que ser capaz de reorganizarse dinámicamente para un correcto funcionamiento. Para ello, tiene que tener en cuenta parámetros como la frecuencia utilizada y velocidades relativas de los nodos, así como la energía necesaria (energía contenida en toda la red) para el mantenimiento de la topología.

- *Movilidad de sumidero*: al igual que los nodos, los sumideros también pueden ser móviles (Figura 3.6). El sumidero puede ir realizando peticiones a los nodos cercanos conforme se va desplazando, dichas peticiones pueden ser independientes entre sí e ir dirigidas a uno o varios nodos. A su vez, las peticiones pueden ir dirigidas a nodos que están en diferentes zonas de la red, es decir, el sumidero no dispone de conexión directa con el nodo. En este escenario, la WSN tiene que ser capaz de reencaminar las peticiones hasta los nodos destino y sus correspondientes respuestas manteniendo la movilidad del sumidero [66].

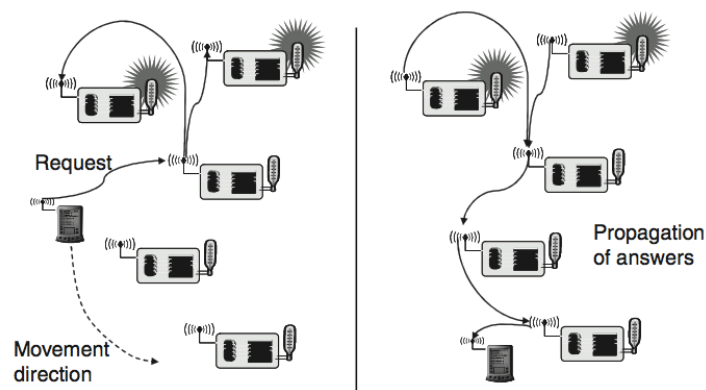


Figura 3.6. Movilidad de un sumidero mientras este realiza peticiones a los diferentes nodos.

- *Movilidad por evento*: en aplicaciones orientadas a detección de eventos y en particular las de seguimiento, la causa de los eventos o los objetos a rastrear pueden ser móviles. Generalmente en este tipo de escenarios, es necesario disponer en todo momento de un número suficiente de sensores alrededor del objeto o evento. Los sensores despertarán al paso del objeto y lo mantendrán monitorizado, para luego volver a dormir y de esta forma reducir su consumo de energía. A medida que los eventos u objetos se mueven a través de la red, se creará un área de actividad a su alrededor denominada modelo *frisbee* [67]. En cambio, los nodos que no tienen la capacidad de detección pueden ser utilizados como nodos de interconexión entre distintas áreas de actividad, alternando a estados de sueño hasta que sean requeridos.

3.5 Topologías de Red

Dependiendo del tipo de aplicación, se pueden dar diferentes esquemas de organización que permiten la interacción entre los distintos nodos de una WSN, a este tipo de esquemas se les denomina topologías de red. Existen tres tipos principales de topologías de red en WSNs: estrella, árbol y malla.

3.5.1 Estrella

La topología en estrella es ampliamente utilizada en redes de computadores, por lo que cuando aparecieron las WSNs comenzó a ser utilizado también para la organización o gestión de las interacciones entre nodos. La principal característica de este tipo de topología, reside en que todos los nodos sensores poseen conexión directa con el sumidero (Figura 3.7).

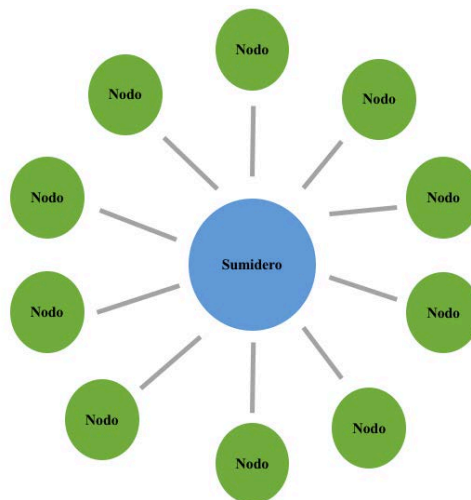


Figura 3.7. Topología en estrella.

Los nodos no están conectados entre sí, por lo que las conexiones entre nodos deben de manejarse a través del sumidero. Esto se traduce en una serie de limitaciones, aunque la dos más importantes se resumen en que los nodos no pueden alejar demasiado del sumidero y en el impacto en cuanto a recursos (cómputo, número de comunicaciones, etc.) derivado del mantenimiento de la red por parte del sumidero. Por lo tanto, este tipo de topología limita en gran medida el uso de un gran número de nodos sensores.

3.5.2 Árbol

En contraposición a la topología en estrella, la topología en árbol permite disponer de una gran cantidad de nodos sensores en una misma WSN y se basa en una estructura jerárquica (Figura 3.8). Los nodos que están cerca del sumidero se conectan directamente a él, en cambio los nodos que están demasiado alejados del sumidero se conectan a través de otros nodos que adquieren una topología en estrella. Al igual que con la topología en estrella, no es posible conectar dos nodos directamente. La transmisión de datos sólo es posible desde el nodo al sumidero y viceversa. A su vez, existen distintos niveles de jerarquía, encargados del encaminamiento del todo el tráfico de sus correspondientes niveles inferiores. Esto supone un alto riesgo de fallo en los niveles más altos, porque es necesario manejar una gran cantidad de tráfico que debe de ser procesado y reenviado hacia el sumidero, lo que conlleva un alto consumo de energía.

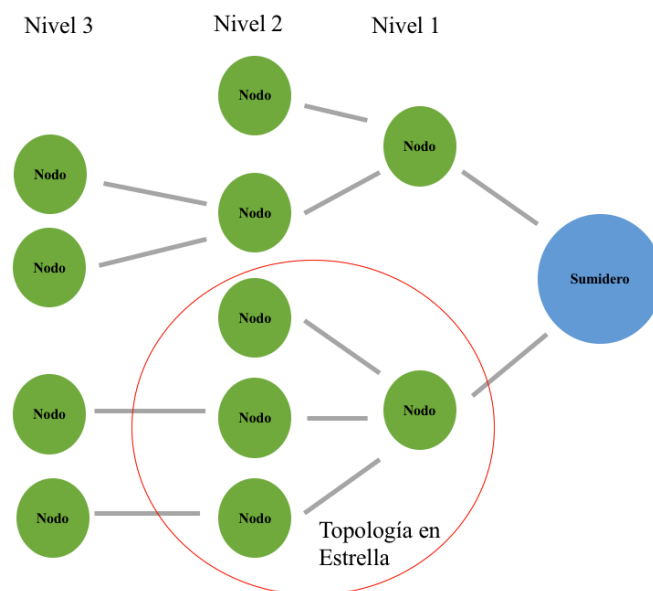


Figura 3.8. Topología en árbol.

3.5.3 Malla

La topología en malla tiene como principal ventaja la posibilidad de interconexión entre los diferentes nodos que conforman la WSN, aunque su implementación adquiere un mayor grado de complejidad con respecto al resto de topologías. Cada nodo sensor es capaz de manera cooperativa de encaminar paquetes a través de sus nodos vecinos, de manera eficiente y con el menor número de saltos o retransmisiones posibles (Figura 3.9). Es aquí donde reside la complejidad, dado que requiere de una serie de algoritmos para el mantenimiento dinámico de la red. Aunque las ventajas son significativas, sobre todo a la hora de la optimización de los recursos, tanto en los nodos como en los sumideros.

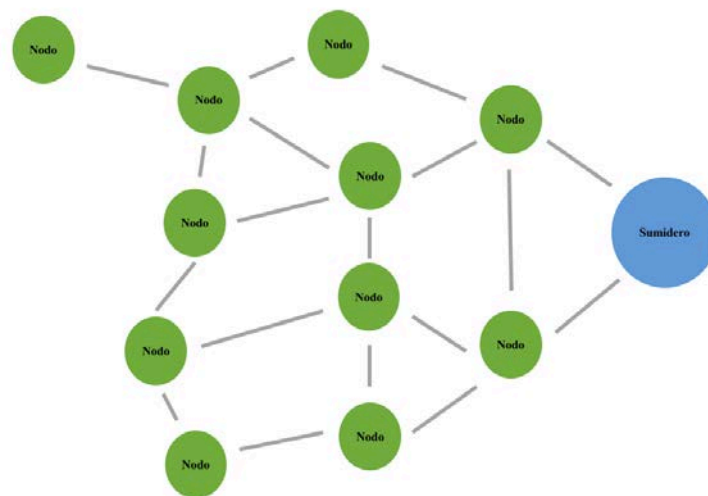


Figura 3.9. Topología en árbol.

3.6 Estándares de comunicación

Las redes de sensores inalámbricas hacen uso de ondas de radio para sus comunicaciones, lo que conlleva el uso de una serie de estándares de comunicaciones especialmente diseñados y adaptados para este tipo de dispositivos. En la actualidad el estándar comúnmente extendido es el IEEE 802.15.4, ya que sirve como pilar (capa física y capa de acceso al medio) para otros estándares de capas superiores disponibles en el mercado como Zigbee (Zigbee Alliance), IEC62591-1 o Wireless-HART (HART Communication Foundation 2007), IEC62734 o ISA100.11a (ISA100 Standards Committee 2009) y 6LoWPAN (Ipv6 Over Low Power Wireless Personal Area Networks).

3.6.1 IEEE 802.15.4

El estándar IEEE 802.15.4 (Figura 3.10), define la capa física y la capa de control de acceso al medio (MAC) para redes inalámbricas de área personal de baja tasa de transmisión (LR-WPAN).

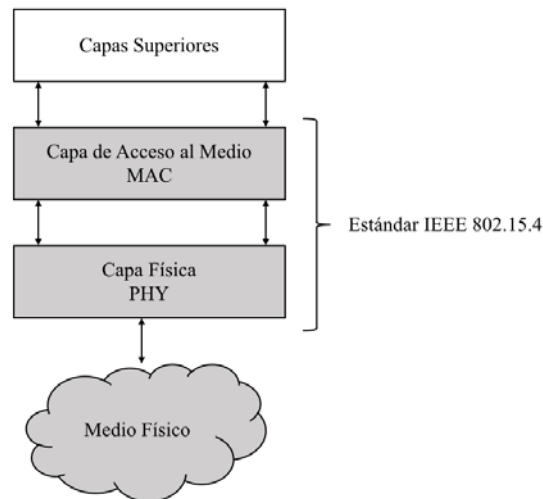


Figura 3.10. Pila de protocolos IEEE 802.15.4.

En este tipo de redes los nodos suelen realizar pequeñas transmisiones de datos durante cortos periodos de tiempo, para luego pasar a un estado de reposo. Dado que el estándar, está especialmente diseñado para su uso en dispositivos de bajo coste que requieren de un mínimo consumo de energía, bajas velocidades de conexión, flexibilidad, eficiencia y facilidad de uso e instalación. Lo que nos lleva a un objetivo básico, reducir en la medida de lo posible el consumo de energía y de esta forma alargar la vida útil de los nodos sensores.

En este sentido, durante los últimos años se han ido añadiendo diferentes funcionalidades en el estándar, derivando en diferentes variantes o versiones del mismo. Dichas versiones se resumen en la Tabla 3.1 [68], donde se realiza una pequeña descripción.

Tabla 3.1. Versiones del estándar 802.15.4.

Versión	Comentarios
IEEE 802.15.4-2003	Versión inicial del estándar IEEE 802.15.4. Define tres posibles bandas de frecuencia: una en 868 MHz, 915 MHz y otra en 2,4 GHz.

IEEE 802.15.4-2006	Mejora la tasa de transferencia en las bandas de baja frecuencia (868 MHz y 915 MHz). A su vez se definen cuatro nuevos esquemas de modulación.
IEEE 802.15.4a	Se definen dos nuevos interfaces para la capa física. Uno que basado en tecnología UWB y otro en Chirp Spread Spectrum (CSS).
IEEE 802.15.4c	Actualizaciones para las bandas de 2,4 GHz, 868 MHz, 915 MHz, UWB y banda 779 - 787 MHz (China).
IEEE 802.15.4d	Actualizaciones para las bandas de 2.4 GHz, 868 MHz, 915 MHz, UWB y banda 950 - 956 Mhz (Japón).
IEEE 802.15.4e	Adaptación de la capa MAC para soportar el estándar ISA SP100.11a.
IEEE 802.15.4f	Se definen nuevos interfaces físicos para UWB y para las bandas de 2,4 GHz y 433 MHz.
IEEE 802.15.4g	Nuevos interfaces físicos para aplicaciones relacionadas con redes inteligentes en la banda de 902 – 928 MHz.

Capa Física

El principal cometido de la capa física es el de gestionar la transmisión y recepción de datos mediante el uso determinados canales de radio. Para ello el IEEE 802.15.4 se puede desglosar en dos versiones del estándar que son las más utilizadas en la actualidad: IEEE 802.15.4-2003 e IEEE 802.15.4-2006.

En la versión IEEE 802.15.4-2003 se tienen tres bandas de frecuencia, 868 MHz, 915 MHz y 2.4 GHz. La capa física hace uso de técnicas de secuencia directa de espectro extendido (DSSS). Este tipo de técnicas de espectro ensanchado, facilitan el filtrado de interferencias y permiten un bajo consumo de energía, debido a que hacen uso de estructuras de paquetes del tipo *low-duty-cycle* con operaciones de bajo consumo de energía. En cuanto a los tipos de modulación, el estándar dispone de dos tipos: *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) y *Offset Quadrature Phase Shift Keying* (O-QPSK). El BPSK se utiliza en las bandas de 868 MHz y 915 MHz, dejando el O-QPSK para la banda de 2.4 GHz. En cuanto a las velocidades de transmisión o tasa de bit, la banda de 868 MHz ofrece hasta 20 Kbps, la de 915 MHz hasta 40 Kbps y la banda de 2.4 GHz hasta 250 Kbps. La Tabla 3.2 resume las características principales de la capa física IEEE 802.15.4-2003.

Tabla 3.2. Características capa física IEEE 802.15.4-2003.

Banda de Frecuencia (MHz)	Número de Canales	Técnica Espectral	Modulación	Velocidad de Transmisión (Kbps)	Región
868 – 868,6	1	DSSS	BPSK	20	Europa
902 - 928	10	DSSS	BPSK	40	América y Australia
2405 - 2480	16	DSSS	O-QPSK	250	Global

En la versión IEEE 802.15.4-2006, se realizaron una serie de mejoras en las bandas de baja frecuencia (868 MHz y 915 MHz) permitiendo alcanzar mayores tasas de bit. La primera mejora, se basa en la utilización de una nueva técnica de espectro ensanchado denominada *Parallel Sequence Spread Spectrum* (PSSS), por lo que se suma a la técnica DSSS. En segundo lugar, se definieron dos nuevos tipos de modulación, *Amplitude Shift Keying* (ASK) y O-QPSK (ya utilizada en la banda de 2.4 GHz). Por lo tanto, combinando la nueva técnica de espectro ensanchado y las nuevas modulaciones, se podrían utilizar cuatro nuevas configuraciones en la capa física. La Tabla 3.3 ilustra las principales características de la capa física IEEE 802.15.4-2006.

Tabla 3.3. Características capa física IEEE 802.15.4-2006.

Banda de Frecuencia (MHz)	Número de Canales	Técnica Espectral	Modulación	Velocidad de Transmisión (Kbps)	Región
868 – 868,6	1	DSSS	BPSK	20	Europa
		DSSS	O-QPSK	100	
		PSSS	ASK	250	
902 - 928	10	DSSS	BPSK	40	América y Australia
		DSSS	O-QPSK	250	
		PSSS	ASK	250	
2405 - 2480	16	DSSS	O-QPSK	250	Global

Capa MAC

La capa MAC, o capa de acceso al medio, sirve como interfaz entre la capa física y las capas superiores o de aplicación. A su vez, es la responsable de asegurar la comunicación entre un nodo y todos los nodos conectados directamente a él, evitando posibles colisiones y mejorando la eficiencia de las conexiones de datos. Entre las principales tareas de la capa MAC están:

- Generación y sincronización de las balizas de la red.
- Gestionar la conexión y desconexión a la red de los dispositivos asociados al propio nodo.
- Gestión del acceso al canal compartido (canal radio).
- Asegurar la viabilidad de los enlaces con la capa MAC de los nodos contiguos.

En este sentido y según el propio estándar, existen dos tipos de nodos que pueden coexistir en la red, son los siguientes:

- *FFD (Full Function Device)*: es un dispositivo que dispone de una funcionalidad completa, por lo que puede operar como coordinador, coordinador simple (router) o como dispositivo final.
- *RFD (Reduced Function Device)*: es un dispositivo con funcionalidad reducida, es decir, sólo puede operar como un dispositivo final. Debe de estar conectado a un FFD y normalmente realizan tareas muy simples, que tienen asociadas pequeñas transmisiones de datos.

La capa MAC dispone dos modos de funcionamiento, balizado o ranurado y no balizado o no ranurado. Sus características principales son las siguientes:

- *Modo balizado o ranurado*: en este modo el nodo coordinador gestiona el uso del canal y la transmisión de datos mediante una baliza, que especifica una *superframe* (Figura 3.11) [11] generada de forma periódica y distribuida por toda la red gracias a los diferentes routers. Lo que permite sincronizar todos los nodos de la red, de modo que estos puedan despertarse en un momento determinado (periodo activo), transmitir los datos necesarios y volver al modo sueño (*sleep mode* o periodo inactivo). De esta manera, tanto el coordinador, como los routers y los dispositivos finales pueden pasar gran parte del tiempo en modo sueño y reducir drásticamente el consumo de energía.

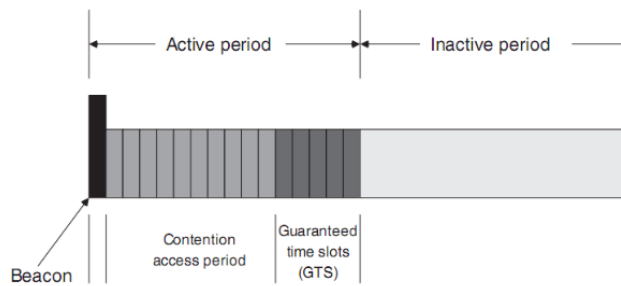


Figura 3.11. *Superframe* en IEEE 802.15.4.

El periodo activo dispone de 16 ranuras temporales de duración configurable, la primera se usa para la transmisión de la baliza de señalización, el resto se divide entre la fase CAP (*Contention Access Period*) y la fase GTSSs (*Guaranteed Time Slots*). La fase CAP hace uso de un acceso por competencia, la fase GTSSs es un acceso exclusivo que permite utilizar determinados slots a determinados nodos, mediante petición previa. Durante todo el periodo el nodo coordinador tiene que estar activo, así como el resto de nodos que tienen un slot GTS asignado. A su vez, si un nodo no va a transmitir o recibir ningún paquete puede pasar a modo sueño durante las fases CAP y/o GTS.

En el periodo inactivo, tal y como su propio nombre indica, todos los nodos incluso los coordinadores estarán en modo sueño para ahorrar energía y despertar justo antes de que se transmita la baliza de señalización para su correcta recepción. Por otro lado, la topología en malla no admite el modo balizado debido a la complejidad que ello conllevaría, por lo que sólo admite la topología en estrella.

- *Modo no balizado o no ranurado*: en este modo los dispositivos no están sincronizados unos con otros, debido a que los nodos coordinadores no transmiten balizas de señalización (beacons). Todos los nodos transmiten paquetes mediante CSMA-CA (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance*) no ranurado, por lo que únicamente los dispositivos finales pueden entrar en el modo sueño, mientras que el resto (routers y coordinador) deben estar siempre activos y a la espera de recibir transmisiones de los nodos cercanos. Esto conlleva un mayor consumo de recursos (energía y procesamiento) en los nodos implicados, es decir, en el coordinador y en los routers asociados. Los dispositivos finales despertarán para transmitir o recibir datos siempre que el canal radio esté libre, mediante un chequeo previo del canal. Por lo tanto, cada dispositivo final tendrá unos determinados periodos de sueño, lo que dificulta un uso eficiente del canal radio e impide a los coordinadores una planificación óptima de las transmisiones de datos a los nodos.

3.6.2 Zigbee

Zigbee (*Zigbee Alliance*) [69] es un estándar de comunicaciones basado en un conjunto de protocolos (red, enrutamiento y aplicación), que definen las capas de red y aplicación, adoptando el estándar 802.15.4 para las capas inferiores (MAC y física). La estructura de capas Zigbee, se ilustran en la Figura 3.12. Zigbee fue especialmente diseñado para un mínimo consumo de energía, interconexión de miles de dispositivos mediante malladas, interoperabilidad, escalabilidad y seguridad. La primera versión del estándar fue publicada en Junio de 2005, aunque desde entonces se han llevado a cabo varias actualizaciones (unas 5), dichas versiones vienen resumidas en la Tabla 3.4.

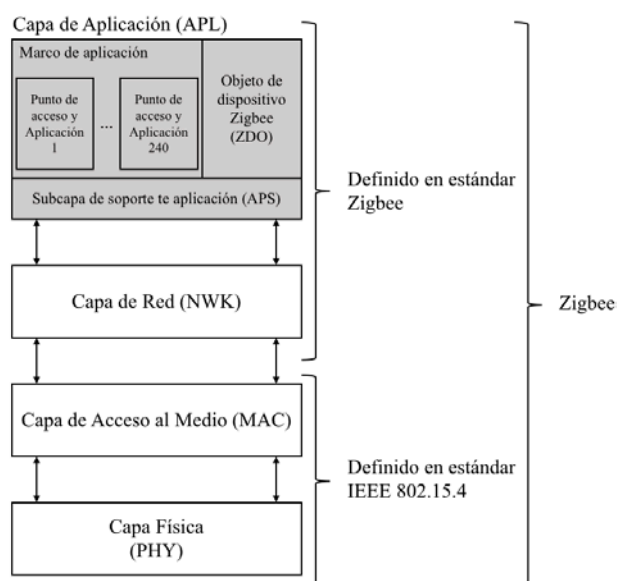


Figura 3.12. Pila de protocolos Zigbee.

Tabla 3.4. Versiones de Zigbee.

Versión Zigbee	Descripción
Zigbee 2004	Versión original de Zigbee, denominada Zigbee 1.0 y que fue publicada en Junio de 2005.
Zigbee 2006	Se introduce el concepto de <i>Zigbee Cluster Library</i> (ZCL), fue publicado en Septiembre de 2006.
Zigbee 2007	Se publicó en Octubre de 2008 y añade dos clases de perfiles.

Zigbee PRO	Basado en un perfil dentro de la versión Zigbee 2007. Adicionalmente Zigbee PRO proporciona funciones adicionales necesarias en aplicaciones robustas, incluyendo seguridad mejorada.
Zigbee RF4CE	<i>Radio Frequency for (4) Consumer Electronics</i> (RF4CE) es un estándar para aplicaciones de control remoto en audio y video. Se basa en Zigbee 1.0 y fue publicado en 2009.
Zigbee 3.0	Basado en el estándar ZigBee PRO existente, añade nuevas funcionalidades que permiten unificar los perfiles de aplicación específicos para ser compatible con los distintos fabricantes y dispositivos (Tablets, móviles inteligentes, Internet de las cosas (IoT), etc.).

Los distintos roles que pueden adoptar los dispositivos en una red Zigbee se basan en el estándar IEEE 802.15.4, es decir, los roles son tres: dispositivo final, coordinador y encaminador o *router*.

Capa de red

La capa de red Zigbee (Figura 3.12) proporciona una serie de servicios a las capas superiores, mediante la intermediación con las capas inferiores (MAC y física). Las funciones básicas de la capa de red Zigbee son:

- Configuración de nuevos dispositivos.
- Inicialización de la red.
- Gestión de asociación, re-asociación y abandono de una red.
- Asignación de direcciones de red.
- Descubrimiento y mantenimiento de la topología de red.
- Encaminamiento de paquetes entre los nodos.

Capa de aplicación

La capa de aplicación Zigbee se compone de unidades funcionales básicas, la subcapa de soporte de aplicación (APS), marco de aplicación (AF) y objeto de dispositivo Zigbee (ZDO). La Figura 3.12 muestra las distintas unidades funcionales de la capa de aplicación Zigbee. La subcapa de soporte de aplicación (APS) se encarga de generar las *packet data units* (PDUs) a nivel de aplicación, gestionar el intercambio de mensajes, desechar mensajes duplicados y optimizar la fiabilidad de la capa de red. El objeto de dispositivo Zigbee (ZDO) proporciona una serie de servicios a las aplicaciones del marco de aplicación, entre sus funciones están inicializar las capas APS y Red, asignación del rol del nodo en la red, gestionar los vínculos¹ entre puntos de acceso² y mantenimiento de conexiones seguras entre nodos. Por último, el marco de aplicación (AF) es el encargado de administrar las diferentes aplicaciones (máximo 240) existentes en el propio dispositivo. También realiza tareas relacionadas con la definición de los perfiles de aplicación (domótica, control remoto, etc.) y de los diferentes *clusters*³ de la red.

3.6.3 Wireless-HART (IEC6259-1)

Wireless-HART (*Wireless Highway Addressable Remote Transducer*) [70] es un estándar abierto de comunicación inalámbrica que fue publicado en 2007 (versión 7.0). Está basado en el protocolo de comunicaciones HART (*Highway Addressable Remote Transducer*) existente desde la década de los 80 y que fue especialmente diseñado para aplicaciones relacionadas con el control de procesos. En Marzo de 2010 fue confirmado por la Comisión Internacional de Electrotécnica como estándar internacional, adoptando el nombre IEC6259-1. La pila de protocolos de WirelessHART dispone de cinco niveles que se distribuyen en una capa física, una capa de enlace, una capa de red, una capa de transporte y una capa de aplicación. Las redes WirelessHART permiten adoptar topologías en estrella, árbol y malla.

La arquitectura de red WirelessHART se compone de una serie de dispositivos o nodos que asumen determinados roles. Dichos roles se clasifican en:

- *Dispositivo o nodo de campo*: nodo que está conectado a un proceso de planta.
- *Dispositivo de mano*: es un dispositivo portátil compatible con WirelessHART y que normalmente se utiliza para realizar tareas de mantenimiento.
- *Puerta de enlace o Gateway*: se encarga de interconectar las aplicaciones (instaladas en terminales o computadoras) con los dispositivos de campo.

¹ Un vínculo es una conexión lógica entre un punto de acceso origen y uno o varios de destino.

² Un punto de acceso (un dispositivo puede poseer varios) se encarga de gestionar el funcionamiento de una determinada aplicación.

³ Define un conjunto de funciones que se utilizan entre distintos dispositivos Zigbee.

- *Administrador de red:* realiza tareas de configuración de red, planificación, gestión y mantenimiento de las tablas de enrutamiento entre los nodos WirelessHART.

Capa física

Adopta la capa física del estándar IEEE 802.15.4-2006 y la banda libre de uso no licenciado de 2.4 GHz, lo que facilita enormemente su compatibilidad a nivel mundial. Aunque, también aumenta la probabilidad de sufrir interferencias debido a la utilización de dicha banda por otro tipo de dispositivos.

Capa de enlace

La capa de enlace no está basada en ningún otro estándar, ya que es propia de WirelessHART y especialmente diseñada para evitar posibles interferencias con otros sistemas. Para ello, implementa varios mecanismos como TDMA (*Time Division Multiplexed Access*), saltos entre los distintos canales de frecuencia y CSMA-CA. El protocolo TDMA permite evitar colisiones mediante la utilización de una serie de ranuras temporales con una duración fija de 10 ms, por lo tanto, la sincronización debe de ser lo más precisa posible entre los diferentes dispositivos. Para ello, se utilizan *superframes* para la gestión y control de las ranuras temporales entre los nodos de la red. El salto entre los diferentes canales de frecuencia, permite una redundancia en frecuencia y junto con CSMA-CA es posible controlar el estado del canal antes transmitir. A su vez, permite la detección de interferencias en el canal, lo que es útil para detectar canales con mucha interferencia para que posteriormente sean deshabilitados por el administrador. Este tipo de funcionalidad se denomina *lista negra de canales*. Por otro lado, la capa de enlace dispone de mecanismos de seguridad basados en integridad origen/destino mediante técnicas MIC (*código de integridad de mensaje*).

Capa de red y de transporte de datos

Ambas capas aúnan esfuerzos para posibilitar una comunicación confiable y segura extremo a extremo. Normalmente se utiliza la topología en malla con enlaces redundantes entre nodos, por lo que los paquetes tienen que encaminarse de manera eficiente y dinámica ante posibles eventualidades, como enlaces caídos. Por lo tanto, todos los nodos tienen que ser capaces de encaminar paquetes. Para ello, el estándar implementa dos mecanismos de encaminamiento que deben de adoptar todos los nodos de la red. Dichos mecanismos son:

- *Encaminamiento por grafo:* un grafo es una lista de caminos o enlaces que conectan todos los nodos de la red. Los grafos son gestionados por el administrador de red y son almacenados en cada uno de los nodos. Esta

información es utilizada por los nodos para poder encaminar los paquetes de datos hacia sus nodos vecinos.

- *Encaminamiento en origen:* se define una única ruta desde el nodo origen al nodo destino a través de la red. La ruta completa viene definida en la cabecera del propio paquete, para poder ser encaminado por los nodos intermedios. Por lo tanto, si un nodo intermedio falla al encaminarlo el paquete se pierde.

Capa de aplicación

La capa de aplicación es similar a la capa de aplicación HART, define comandos en los nodos, respuestas, tipo de datos y reportes de estado. En una red WirelessHART la comunicación entre los nodos y las puertas de enlace se basa en peticiones y respuestas, mediante la utilización de comandos específicos. En este sentido, la capa de aplicación se encarga de analizar el contenido de los mensajes, extraer información de interés, ejecutar comandos y generar las correspondientes respuestas. El administrador de red hace uso de la capa de aplicación para configurar, gestionar y mantener la red mediante dichos comandos.

3.6.4 ISA100.11a (IEC62734)

ISA100.11a fue desarrollado por la *International Society of Automation* (ISA) [71] y publicado en septiembre de 2009, pero no fue confirmado como estándar internacional (IEC62734) hasta septiembre de 2014. El objetivo de ISA100.11a es utilizar una serie de estándares abiertos para soportar un gran número de dispositivos inalámbricos de distinta naturaleza. Entre los criterios de diseño se encuentra la flexibilidad, escalabilidad, robustez, soporte múltiple de protocolos, uso de estándares abiertos, soporte de múltiples aplicaciones y mecanismos de seguridad. La pila de protocolos ISA100.11a está basada en el modelo OSI⁴ de cinco niveles, capa física, capa de enlace, capa de red, capa de transporte y capa de aplicación. Las redes ISA100.11a permiten el uso de topologías en estrella y malla.

La arquitectura de red ISA100.11a se compone de una serie de dispositivos o nodos que asumen determinados roles. Dichos roles se clasifican en:

- *Dispositivos de entrada y salida:* son dispositivos que disponen de sensores y/o actuadores que permiten interactuar con el entorno.
- *Enrutador:* son nodos que se encargan de encaminar paquetes entre un origen y un destino, y propagar información de sincronización. Además,

⁴ Modelo de interconexión de sistemas abiertos (OSI).

pueden actuar como intermediario para nuevos dispositivos que se unen a la red.

- *Enrutador troncal*: se encarga de encaminar los paquetes provenientes de la subred (red inalámbrica) a través de la red troncal hasta su destino.
- *Administrador de sistema*: es el encargado de administrar el sistema, administrar los dispositivos, monitorizar el funcionamiento de la red, gestión de recursos y planificación de servicios.
- *Administrador de seguridad*: gestiona, controla y supervisa los mecanismos de seguridad de todos los nodos de la red.
- *Puerta de enlace*: proporciona un interfaz a nivel de aplicación entre la red inalámbrica y la red de planta.
- *Dispositivo de provisión*: es el encargado de proporcionar información de configuración a cualquier dispositivo que desee unirse a la red.

Capa física

Adopta la capa física del estándar IEEE 802.15.4-2006 y la banda libre de uso no licenciado de 2,4 GHz, lo que facilita enormemente su compatibilidad a nivel mundial.

Capa de enlace

La capa de enlace es la responsable de establecer conexiones de datos seguras, confiables y libre de errores entre los dispositivos que conforman la red. Básicamente, la capa de enlace hace uso de una serie de herramientas (ranuras temporales, *superframes* y grafos) que utiliza el administrador de red para una gestión eficiente de los recursos de red. A la hora de evitar interferencias en la transmisión y recepción, se hace uso de técnicas de diversidad temporal y de diversidad en frecuencia. Dichas técnicas se basan en TDMA, saltos entre los distintos canales de frecuencia y CSMA-CA. Mediante dichas técnicas el administrador de red es capaz de identificar los canales con más interferencias, limitando su uso para evitar posibles problemas en transmisión y/o recepción. Asimismo, dispone de tres esquemas de diversidad (tiempo y frecuencia): ranurado, lento e híbrido. En el modo ranurado cada intervalo temporal hace uso de una frecuencia distinta, es decir, ranuras temporales contiguas utilizan siempre frecuencias distintas. El modo lento utiliza un canal radio durante un determinado número de ranuras temporales (normalmente tiene una duración entre 100 y 400 ms) para luego cambiar a otro canal radio. Por último, el modo híbrido combina los anteriores mecanismos cada cierto número de ranuras

temporales. En cuanto a sincronización temporal, ISA100.11a especifica ranuras temporales configurables que varían entre 10 y 12 ms, administradas por *superframes*. En cuanto a seguridad, dispone de mecanismos de autenticación e integridad (opcional) de datos.

Capa de red y transporte de datos

La capa de red adopta la capa de red de 6LoWPAN (sección 3.6.5), permitiendo el enrutamiento de paquetes IPv6⁵. La capa de transporte ISA100.11a hace uso del protocolo UDP (*User Datagram Protocol*), permitiendo seguridad mediante el uso de claves de sesión. Lo que proporciona cifrado y autenticación de datos de extremo a extremo. A su vez, es compatible con la capa de transporte de 6LoWPAN.

Capa de aplicación

La capa de aplicación ISA100.11a es la encargada de dotar de servicios que faciliten la comunicación entre los diferentes procesos de las aplicaciones de usuario. Su diseño está orientado a objetos, lo que permite encapsular la información de forma eficiente, simple y robusta. Esto se logra mediante el uso de estructuras de mensajes optimizadas, lo que reduce el tráfico de red, aumenta las velocidades de transferencia de datos de configuración, y todo con un bajo consumo de energía.

3.6.5 6LoWPAN

6LoWPAN (*IPv6 over Low power Wireless Personal Area Networks*) son un conjunto de estándares desarrollados por un grupo de trabajo del IETF (*Internet Engineering Task Force*) denominado 6LoWPAN. Su diseño está enfocado en proporcionar conectividad IPv6 a redes de sensores inalámbricos, basadas en el estándar IEEE 802.15.4. Básicamente, proporciona mecanismos de encapsulado y compresión de cabeceras para la transmisión de paquetes IPv6 sobre tramas IEEE 802.15.4. Las primeras revisiones del estándar fueron publicadas en 2007, la primera de ellas de carácter informativo RFC4919 [72], que contenía los requisitos y objetivos iniciales. La segunda fue una propuesta para estándar denominada RFC4944 [73], que especificaba el formato y funcionalidades asociadas. El grupo 6LoWPAN siguió trabajando en mejoras basadas en la compresión de cabeceras [74], nuevos escenarios de aplicación y casos de uso [75], enrutamiento [76] y descubrimiento de vecindades [77]. Las características principales de 6LoWPAN se resumen en:

- Utiliza estándares abiertos.

⁵ Protocolo de internet versión 6, fue desarrollado durante los años 90 como evolución del protocolo de internet versión 4.

- Basado en IP, lo que permite su interconexión con sistemas o redes existentes.
- Los nodos pueden conectarse a cualquier red IP sin necesidad de dispositivos intermedios, lo que facilita las conexiones extremo a extremo.
- Especifica el uso de herramientas de monitorización y gestión de redes IP

Una red LoWPAN⁶ está formada de una serie de dispositivos que asumen diferentes roles, dichos roles son:

- *Host*: son los dispositivos finales de la red, es decir, son sensores y/o actuadores que normalmente pasan la mayor parte del tiempo dormidos para ahorrar energía.
- *Router*: son nodos encargados del mantenimiento de la red y del encaminamiento de paquetes hacia los *hosts*. Debido a este tipo de tareas siempre deben de permanecer activos.
- *Edge router* o *router* frontera: es el responsable de encaminar el tráfico en ambas direcciones entre la red IPv6 y la LoWPAN. Por lo que, se encarga aplicar mecanismos de compresión y descompresión de cabeceras IPv6. Asimismo, realiza tareas de gestión y mantenimiento de la red.

La arquitectura de red 6LoWPAN se ilustra en la Figura 3.13 [78], en ella se definen tres tipos básicos de infraestructura o LoWPANs: LoWPAN simple, LoWPAN extendida y LoWPAN *Ad-hoc*⁷. Una LoWPAN simple se compone de una serie de nodos (*routers* y *hosts*) conectados a un único *router* frontera encargado de la interconexión con otras redes IP, como redes IPv4 [78], a través de enlaces punto a punto (*backhaul link*). Una LoWPAN extendida aúna varias LoWPAN simples, mediante la utilización de varios *routers* frontera a través de una conexión de red compartida (como redes ethernet) o *backhaul link*. Por último, una LoWPAN *Ad-hoc* es un pequeño conjunto de nodos que no están conectados a ninguna red externa, aunque son capaces de operar de forma autónoma. Asimismo, los nodos pueden moverse entre varias LoWPAN (entre varios *routers* frontera), lo que deriva en cambios dinámicos en la topología de red. En este sentido, 6LoWPAN hace uso de topologías en malla y en estrella.

⁶Es una conjunto de nodos que comparten el mismo prefijo IPv6 (primeros 64 bits de la dirección IPv6).

⁷Una red *Ad-hoc* es una red descentralizada que no hace uso de una infraestructura existente, es decir, los propios nodos son los encargados de encaminar los paquetes de datos.

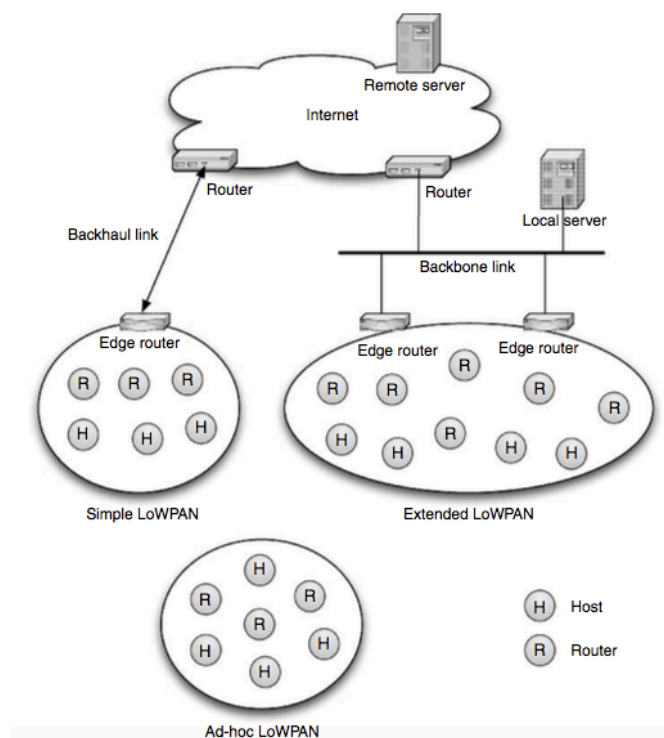


Figura 3.13. Arquitectura de red 6LoWPAN.

La pila de protocolos 6LoWPAN se compone de cinco niveles o capas, tal y como ilustra la Figura 3.14 [78]. La capa física y de enlace de datos adoptan el estándar IEEE 802.15.4 (sección 3.6.1). Entre la capa de enlace de datos y de red está la capa LoWPAN, que es la encargada de adaptar los paquetes IPv6 a las tramas IEEE 802.15.4. Mediante la utilización de técnicas de compresión de cabeceras y fragmentación en múltiples tramas IEEE 802.15.4, para la inclusión de paquetes IPv6.

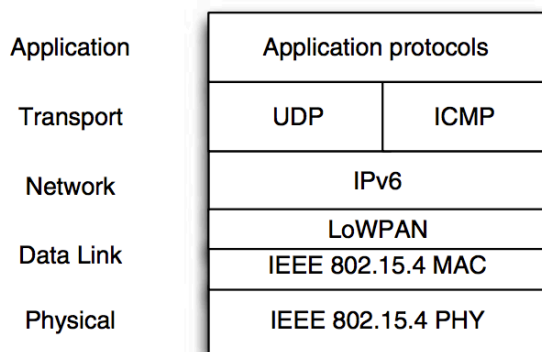


Figura 3.14. Pila de protocolos 6LoWPAN.

En la capa de transporte de datos, LoWPAN utiliza normalmente el protocolo UDP (*User Datagram Protocol*) [79]. Asimismo, es posible la utilización del protocolo TCP (*Transmission Control Protocol*), aunque no es recomendable debido a temas de rendimiento y eficiencia [80]. El protocolo ICMPv6 (*Internet Control Message Protocol versión 6*) realiza tareas relacionadas con la detección y corrección de errores en los mensajes de red, así como, diagnóstico y control del estado de la red.

A nivel de aplicación, existen numerosos protocolos que pueden utilizarse en redes 6LoWPAN, aunque unos son más simples de adaptar que otros. Es por ello que existen protocolos optimizados como SNMP (*Simple Network Management Protocol*) y otros como HTTP (*HyperText Transfer Protocol*) que no están optimizados para su uso en redes 6LoWPAN. En este sentido, el grupo de trabajo 6LoWPAN sigue trabajando para la optimización y adaptación del protocolo 6LoWPAN a los protocolos de aplicación más extendidos como TCP, HTTP, FTP (*File Transfer Protocol*), SIP (*Session Initiation Protocol*) y SOAP (*Simple Object Access Protocol*).

3.7 Limitaciones en las Redes de Sensores

Debido a su pequeño tamaño, las redes de sensores disponen de una serie de limitaciones que siguen siendo objeto de estudio por parte de la comunidad investigadora. Las principales limitaciones se relacionan con el consumo de energía, capacidad de procesamiento, memoria y comunicaciones. Entre dichas limitaciones la más significativa es la autonomía de los nodos y que depende en gran medida de la gestión eficiente de la energía proporcionada por pequeñas baterías. Tal y como se vio en la sección 3.2, estas baterías disponen de una capacidad muy limitada. A su vez, el resto de limitaciones dependen en gran medida de la cantidad de energía disponible [81], es decir, son necesarias técnicas o estrategias diseñadas y enfocadas a un mínimo consumo de energía. Estas técnicas o estrategias se pueden agrupar en cinco categorías [82-83]: reducción de datos, reducción de sobrecarga de protocolo, protocolos de enrutamiento eficientes, control de topología y planificación del tiempo de sueño.

Reducción de datos

Este tipo de técnicas se centran en disminuir el volumen de datos generados, procesados y transmitidos por los nodos. Normalmente, los datos generados por los nodos activos raramente cambian durante la vida útil de la red. Por lo que es posible la utilización de técnicas de muestreo y predicción de datos. Al reducir los datos muestreados no solo se reduce el consumo de energía del sistema de radio, sino también el coste de comunicación asociado. Esto se consigue mediante la utilización de técnicas de muestro adaptativo [84], que permiten disminuir significativamente el tráfico de datos.

A su vez, dichas técnicas poseen diferentes modos de funcionamiento que se diferencian en que elemento de red se encarga de gestionar los tiempos de muestreo. Es decir, la planificación de los tiempos de muestreo puede ser gestionada por los sumideros [85] o por los propios nodos; ya sea de forma autónoma [86] o parcialmente autónoma [87].

Las técnicas de predicción de datos hacen uso de modelos de predicción, que permiten a los nodos discernir qué información deben o no transmitir. Dicha decisión la toma normalmente los sumideros o nodos cabecera mediante un análisis previo de los datos históricos generados por los nodos. Para luego transmitir dicha información a los nodos que la procesan en su modelo de datos local. Existen dos categorías principales de técnicas de predicción de datos: centralizada y en clúster. En el modelo centralizado todos los nodos envían la información (previa ejecución de su modelo de predicción) al sumidero, en cambio, en el modelo de clúster los nodos con la misma información se agrupan formando grupos de nodos [88]. Cada grupo dispone de un nodo cabecera, que se encarga al igual que el sumidero de mantener el modelo de predicción. El nodo cabecera de cada grupo, compara los datos enviados por cada nodo con el modelo de predicción y luego transmite los datos relevantes al sumidero. Esto es posible mediante la utilización de un protocolo de amigos [89], que establece relaciones entre un nodo y sus vecinos para explotar los datos medidos mediante técnicas de correlación espaciotemporal.

En cuanto al procesamiento y transmisión de datos, existen dos técnicas para la reducción de datos: compresión y agregación de datos. La compresión de datos, se basa en disminuir en la medida de lo posible los datos a transmitir mediante mecanismos de compresión de datos. Lo que se traduce es un número menor de bits a transmitir y por lo tanto se reduce el consumo de batería. Existen numerosas técnicas de compresión de datos [90], pero las más significativas son las siguientes:

- *Ordenación por código:* los datos de varios sensores se combinan en un único nodo, denominado, nodo de compresión.
- *Compresión en red:* se extrae la información contenida en el buffer del nodo de compresión durante un determinado tiempo. El nodo de compresión procesa los paquetes para combinarlos en un único paquete. Lo que permite eliminar la redundancia de información y reducir el volumen de datos que se circula por la red.
- *Compresión distribuida:* consiste en la compresión de datos de nodos individuales mientras se requiere de una mínima o nula comunicación entre nodos. Un ejemplo, dos nodos envían sus datos codificados a un tercer nodo que es el encargado de reconstruir los datos originales.

Por último, las técnicas de agregación de datos permiten eliminar redundancia y reducir el tráfico de datos hacia los sumideros. Mediante el procesamiento distribuido de

datos y la coordinación entre nodos. Las soluciones existentes se pueden clasificar en tres categorías principales:

- *Estructura basada en clúster:* los nodos se agrupan formando clústeres y cada clúster dispone de un nodo cabecera que es el encargado de agregar los datos. Posteriormente el nodo cabecera envía la información agregada directamente al sumidero. El protocolo LEACH fue el primero en adoptar este tipo de estructuras [91-92]. Asimismo, los protocolos PEGASIS [93] y Hierarchical-PEGASIS [94] que mejoran LEACH organizando los nodos en una cadena y permitiendo que los nodos se vayan alternando el rol de nodo cabecera.
- *Estructura basada en árbol:* cada nodo conoce la distancia al evento detectado, por lo que el nodo más cercano al centro del evento, asume el rol de raíz del árbol de agregación [96-97]. Asimismo, existen otros trabajos de investigación que utilizan diferentes técnicas de agregación en árbol como [97-99].
- *Protocolo sin estructura:* no se utilizan estructuras organizadas, ya que están especialmente diseñados para escenarios y eventos dinámicos [100-101].

Reducción de sobrecarga de protocolo

Una parte importante de la energía consumida por los nodos, se debe a la sobrecarga generada por protocolos. En este sentido, existen técnicas que permiten optimizar la carga de los procesos ligados a protocolos, lo que se traduce en un menor consumo de energía y un mayor tiempo de vida de la red. Dichas técnicas se pueden dividir en tres categorías principales:

- *Período de transmisión adaptativo:* los protocolos de comunicaciones hacen uso de mensajes de control (descubrimiento de vecinos, descubrimiento de rutas óptimas, etc.) que se intercambian periódicamente. Estos mensajes son una de las fuentes de carga en las WSNs y es de vital importancia su optimización para evitar altos consumos de energía. Reducir el periodo permite ahorrar ancho de banda y energía, pero incrementa la latencia del protocolo ante posibles cambios de red. Las redes de sensores inalámbricas son dinámicas, por lo que el periodo debe de adaptarse al entorno y a sus continuos cambios. Por lo tanto, es necesario aplicar mecanismos que permitan determinar valores óptimos de dicho periodo. En este sentido, existen trabajos de investigación como [102], donde los autores sugieren el ajuste del periodo al grado de estabilidad de la red. Es decir, si la red es estable se le asigna un mayor valor de periodo, en cambio si la red es inestable se le asigna un menor valor de periodo. A su vez en [103], se presenta un modelo más complejo que permite ahorrar energía mediante la difusión de información ante un cambio en la red. Lo que permite a los nodos comparar su información con la de difusión y en caso de no ser la misma, sincronizarse terminando la

comunicación. Otro tipo de implementación se basa en adaptar el periodo de transmisión dependiendo de la distancia a las fuentes de datos [104].

- *Optimización entre capas:* dentro de los requerimientos de las WSNs, se incluyen la confiabilidad, capacidad de respuesta, escalabilidad y eficiencia energética. Por lo que, para cumplir con dichos requisitos los autores en [105] proponen la utilización de una serie de técnicas de optimización entre capas. En la primera, las capas superiores son las encargadas de configurar los parámetros de las capas inferiores. Un ejemplo, la capa de aplicación configura la capa MAC y la capa MAC selecciona los parámetros de la capa física. La segunda se basa en la abstracción de información relativa a pérdidas de cobertura, bits o variaciones de ancho de banda a las capas superiores. En la tercera técnica se alternan las dos anteriores. La cuarta se centra en la capa MAC, siendo la encargada de definir la calidad de servicio y decidir que flujos de datos son o no transmitidos con los requerimientos del nivel de aplicación. La última técnica, se basa en la combinación de las anteriores técnicas para hallar una configuración óptima de cada una de las capas. Sin embargo, encontrar la combinación de técnicas óptima para el conjunto de capas es complejo.
- *Optimización de inundaciones:* la técnica por inundación es muy útil en WSNs para tareas relacionadas con el mantenimiento de red, localización de nodos, establecimiento de rutas, realizar consultas, etc. Sin embargo, dadas las limitaciones en ancho de banda y energía en las WSNs, esto se traduce en un alto consumo de energía que no es asumible por las baterías de los nodos sensores. Para evitar esto, existen técnicas que tiene como objetivo limitar el número de transmisiones generadas cada vez que se tiene que difundir alguna información a toda la red. Una de ellas es la denominada, retransmisión multipunto, que limita las retransmisiones de paquetes a un subconjunto de nodos. Otra es la basada en el uso de dominios conectados (CD), cuando el paquete de datos de difusión es recibido por el nodo lo retransmitirá únicamente si pertenece a su dominio. En este sentido, existen publicaciones relacionadas como [106-107] que buscan reducir el número de dominios conectados. Por último, están que buscan transmitir información de difusión sólo a determinados nodos. Para ello, nodos vecinos intercambian los descriptores de los paquetes de datos recibidos. El nodo que esté interesado en esta información y no la haya recibido, realiza una consulta para que se la proporcionen. Esto evita que los nodos reciban información no deseada, reduciendo el tráfico de red [94].

Protocolos de enrutamiento eficientes

Las limitaciones de energía en los nodos sensores son un reto para los protocolos de enrutamiento en WSNs. Su diseño se basa en el equilibrio de carga, minimizando el consumo de energía de la transmisión de paquetes extremo a extremo y evitando su

retransmisión en nodos con baja capacidad de energía. En [94] se hace una clasificación de los protocolos de enrutamiento energéticamente eficientes: protocolos centrados en datos, protocolos jerárquicos, protocolos geográficos y oportunistas. A continuación, se va a realizar una breve descripción de cada uno de ellos.

- *Protocolos centrados en datos:* hace uso de un modelo basado en consulta, donde los nodos realizan consultas a otros nodos (nodos fuente) dependiendo del tipo de información contenida en dichos nodos. Por lo tanto, los nodos encaminan los paquetes de datos previo análisis de su contenido. Esto se denomina difusión de intereses, existiendo dos enfoques al respecto. El primero se basa en SPIN [108], cualquier nodo anuncia la disponibilidad de los datos y espera a las solicitudes de los nodos interesados. El segundo utiliza difusión directa (DD) [94], donde los sumideros reenvían los paquetes con datos de interés a los nodos y sólo los nodos interesados responden con un mensaje de gradiente. Por lo tanto, mediante la información de interés y los gradientes se establecen rutas entre los sumideros y los nodos interesados.
- *Protocolos jerárquicos:* en los últimos años se han desarrollado protocolos basados en clústeres que han permitido mejorar la escalabilidad y reducir el tráfico de datos hacia los sumideros. Los protocolos basados en clústeres muestran un menor consumo de energía que las redes clásicas a pesar de la sobrecarga generada por la creación y mantenimiento del clúster. Los primeros protocolos fueron LEACH [94] y PEGASIS [94], comentados en esta misma sección. Asimismo, está TEEN (*Threshold sensitive Energy Efficient sensor Network protocol*) que es un protocolo centrado en datos y jerárquico. TEEN construye grupos basados en niveles hasta llegar al sumidero. Con respecto a los datos, hace uso de dos umbrales basados en atributos, umbral duro y umbral blando. El primero activará la transmisión de datos en el nodo sensor para su envío al sumidero. Es decir, las sucesivas transmisiones sólo estarán permitidas si el valor del atributo es mayor que el umbral suave. Esto permite reducir de forma significativa el número de transmisiones en la red, lo que se traduce en un menor consumo de energía en los nodos. Asimismo, existe una mejora de TEEN denominada APTEEN [94], que permite incluir las medidas periódicas generadas por los nodos sensores.
- *Protocolos geográficos:* los protocolos de enrutamiento que no utilizan datos de localización están muy limitados en cuanto a escalabilidad y eficiencia, debido a que dependen de mecanismos de inundación para el descubrimiento y actualización de rutas. En este sentido, los protocolos geográficos hacen uso de la información de localización de los nodos para la creación de rutas eficientes. En [94] los autores proponen un protocolo denominado GEAR (*Geographical Energy Aware Routing protocol*). Básicamente GEAR utiliza DD para enviar la información de interés a región específicas en vez de a toda la red. Por otro lado, está GAF [94] que utiliza un sistema de celdas virtuales que se generan mediante

la información de localización intercambiada por los nodos. Por último, cabe resaltar SPEED [91] que asegura el equilibrio de carga entre múltiples rutas mediante un mecanismo de reenvío de paquetes de datos no determinista.

- *Protocolos oportunistas*: este tipo de protocolos explotan 1) los mecanismos de difusión de datos junto con la diversidad espacial del medio inalámbrico y 2) la movilidad de los nodos. En 1), se mantienen múltiples conjuntos de nodos como posibles candidatos para la retransmisión de paquetes de datos y se decide los mejores candidatos para tal fin [109]. En 2), se aprovecha la movilidad de los nodos para aumentar el tiempo de vida de la red. Existen numerosos trabajos de investigación [110-115], que fusionan enrutamiento con movilidad logrando reducir el consumo de los nodos con respecto a técnicas clásicas.

Control de topología

Este tipo de control se fundamenta en la idea de crear y mantener una topología de red reducida, que no dispare el consumo de energía mientras se preserva la conectividad y cobertura de red [116-117]. Dado que las redes de sensores poseen una gran heterogeneidad, se pueden implementar algoritmos para el control de la topología como DLMST (*Directed Local Minimum Spanning Tree*), DRNG (*Directed Relative Neighborhood Graph*) y READ (*Residual Energy Aware Dynamic*) [118]. DLMST y DRNG van creando la topología basándose en información recogida localmente. Por lo que sí la red original disponía de buenas conexiones y/o cobertura, las topologías reducidas generadas por dichos algoritmos mantendrán las propiedades originales. Por otro lado, READ se beneficia de la heterogeneidad de los nodos en los que los dispositivos con un hardware más potente desempeñan tareas relacionadas con la conectividad de red, lo que produce un aumento de la vida útil de la red.

Planificación de tiempo de sueño

Este tipo de técnicas permiten a los nodos alternar entre periodos de actividad y periodos de sueño o reposo. Durante los periodos de sueño el nodo entra en un estado de bajo consumo, desactivando el subsistema de radio, dado que es un recurso que consume gran cantidad de energía. Por supuesto, sin que esto afecte al funcionamiento normal de la red, manteniéndola operativa en todo momento. Para ello existen una serie de técnicas, que se pueden caracterizar por el nivel de granularidad.

- *Alta granularidad*: normalmente las WSNs disponen de una alta densidad de nodos, lo que se traduce en una gran redundancia. Por lo tanto, los nodos redundantes deben pasar a un estado de sueño si se pretende ahorrar energía. Por el contrario, un pequeño número de nodos tienen que permanecer activos para mantener operativa la red. Existen numerosos trabajos relacionados con técnicas

de planificación eficiente de periodos de sueño en WSNs. En [119-120], implementan un mínimo grupo de nodos para garantizar la cobertura de red utilizando técnicas de programación lineal. Asimismo, otros autores presentan alternativas como GAF (comentado en esta misma sección) y SPAN [121].

- *Baja granularidad:* este nivel se encarga de programar las actividades de los nodos seleccionados como nodos activos en la red. Aunque sean nodos activos, pueden pasar a modo sueño sí durante un periodo de tiempo no tienen que transmitir o recibir paquetes de datos. Por lo tanto, la programación de la actividad del nodo debe de coordinarse con la capa de acceso al medio (MAC). Para ello, se suelen utilizar tres tipos de protocolos MAC: basados en TDMA, basados en contención y los híbridos. Los basados en TDMA, el tiempo se divide en ranuras que son distribuidas entre los nodos para la transmisión y recepción de datos. Lo que es sumamente útil para alojar el tráfico periódico en la red. Uno de los primeros fue TRAMA [122], donde para cada ranura temporal se selecciona un nodo transmisor a una distancia máxima entre vecinos de dos saltos, a través de un algoritmo distribuido. Los intervalos temporales se dividen en dos, un periodo de acceso aleatorio para competir por las ranuras y otro periodo de acceso programado. También esta FLAMA [122], que se deriva de TRAMA y fue especialmente diseñado para aplicaciones de recolección de datos. FLAMA sustituye el intercambio periódico de datos entre vecinos de dos saltos por transmisiones bajo petición. Siguiendo con aplicaciones de recolección de datos, está FlexiTP [123], que utiliza una estructura de recolección de datos en árbol para la asignación de las ranuras temporales. Por último, el protocolo TDMA-ASAP [124] que implementa un algoritmo de color para el acceso al medio. Lo que permite a un nodo auto asignarse una ranura temporal que no está siendo utilizada por otro nodo, adaptándose a las condiciones del tráfico.

3.8 Aplicaciones generales de las Redes de Sensores

En la última década, las redes de sensores inalámbricos son vistas por los investigadores como una tecnología sobre la que implementar multitud de aplicaciones y servicios. Entre las aplicaciones típicas está la adquisición de datos, monitorización, vigilancia, localización, domótica, telemetría médica, etc. Los sensores de una red pueden tener varios propósitos, funciones y capacidades. Este campo ha avanzado gracias a los avances tecnológicos (microelectrónica), así como por el gran interés en las potenciales aplicaciones.

Tradicionalmente, las redes de sensores han sido utilizadas en aplicaciones de gama alta, tales como radiación y sistemas de detección de amenazas nucleares, sensores de armas para buques, aplicaciones biomédicas y detección sísmica. Más recientemente,

el interés se ha centrado en las redes biológicas y químicas de sensores para aplicaciones de seguridad nacional (EEUU). Todos estos sistemas, utilizan computadores y protocolos de comunicación específicos, es decir poseen un coste económico muy alto. Es por ello, que mediante las WSNs se pueden reducir de forma significativa los costes en este tipo de sistemas.

Dentro de las posibles clasificaciones [125-127] en cuanto a tipos de aplicación, las más significativas se dividen en aplicaciones de monitorización medioambiental, aplicaciones militares, seguridad, logística, aplicaciones para la salud, edificios inteligentes, agricultura y control de procesos industriales. A continuación, se va a realizar una breve descripción de cada una de ellas.

Monitorización de parámetros medioambientales

Los nodos sensores se distribuyen en un área conocida para medir parámetros como temperatura, humedad, luminosidad, CO₂, niveles de ruido, etc. Los nodos transmiten periódicamente la información a los sumideros, aunque dependiendo de la importancia de los datos, dichos intervalos pueden variar. Es un escenario típico, no es necesario que los nodos desarrollen estrategias de enrutamiento óptimas. En su lugar, se pueden utilizar elementos externos para calcular la topología óptima, para luego comunicar los datos necesarios a los diferentes nodos. Esto es posible debido a que la topología de red no suele sufrir variaciones, siendo constante a lo largo del tiempo de vida de la red. En cambio, puede que las transmisiones si adquieran gran flexibilidad, optimizándose según el tipo de información recogida por los nodos sensores. Entre las aplicaciones típicas [11], se dan las relacionadas con el control de la calidad del aire, control de niveles de contaminación en entornos marinos, control de ganado, control de fauna en reservas naturales, detección de incendios e inundaciones, etc. Asimismo, dado su pequeño tamaño, los nodos sensores pueden adaptarse e integrarse discretamente en animales y plantas, evitando su inferencia en el entorno natural.

Aplicaciones militares

Las WSNs se están convirtiendo en una parte integral de los sistemas militares de mando, control, comunicación e inteligencia. La necesidad de un despliegue rápido y las características de auto-organización de las redes de sensores, las convierten en una tecnología de detección muy recomendable para aplicaciones militares. Dado que las redes de sensores, se basan en el denso despliegue de nodos de sensores desechables y de bajo costo, lo que hace que el concepto de red de sensores sea la mejor opción para los campos de batalla. Los nodos sensores pueden desplegarse en una determinada zona para vigilar la presencia de fuerzas y vehículos, y rastrear sus movimientos, permitiendo una estrecha vigilancia de fuerzas enemigas. Asimismo, permiten la medida y detección de agentes biológicos y químicos.

Seguridad

Las redes de monitorización de seguridad, están formadas por nodos sensores que se colocan en ubicaciones fijas para detectar posibles intrusiones. La principal diferencia entre la monitorización de seguridad y la monitorización medioambiental, es que las redes de seguridad normalmente no recopilan datos. Lo que facilita en gran medida el rendimiento de la red. Cada nodo tiene que comprobar periódicamente el estado de sus sensores, pero sólo tiene que transmitir datos cuando se produzca una violación de seguridad. La transmisión confiable y en tiempo real de los mensajes de alarma, es un requisito básico en este tipo de sistemas. Es necesario asegurar la disponibilidad y operatividad de cada uno de los nodos sensores. Si un nodo falla o no está disponible, representa una violación de seguridad que se debe informar al resto de la red. Para las aplicaciones de monitoreo de seguridad, la red debe configurarse de manera que los nodos sean responsables de confirmar el estado de otros nodos. Un enfoque consiste en asignar a cada nodo un par de nodos que trabajaran conjuntamente para informar si un nodo no está funcionando. La topología óptima de una red de monitorización de seguridad es muy diferente a la de una red de recolección de datos. En una topología en árbol, cada nodo debe transmitir los datos de todos sus descendientes. Hoy en día, la norma aceptada para los sistemas de seguridad es que cada sensor debe ser revisado aproximadamente una vez por hora. Esto combinado con la capacidad de distribuir uniformemente la carga de los nodos de comprobación o chequeo de estados, permite reducir significativamente el coste energético asociado. La mayor parte del consumo de energía en una red de seguridad, se debe al cumplimiento de los estrictos requisitos de latencia asociados con la señalización de la alarma cuando se produce una violación de seguridad. En las redes de seguridad, una gran mayoría de la energía se gastará en la confirmación de la funcionalidad de los nodos vecinos y en estar preparado para transmitir instantáneamente anuncios de alarma. En cambio, la transmisión de datos en tiempo real consumirá una pequeña fracción de la energía contenida de la red.

Logística

Los sistemas actuales de control de inventario rastrean objetos mediante el seguimiento del último punto de control por donde pasó dicho objeto. Sin embargo, con estos sistemas no es posible determinar la ubicación en tiempo real de un objeto. Por ejemplo, cada envío se rastrea utilizando códigos de barras o RFID (*Radio Frequency Identification*) cada vez que pasa a través de centros o puntos de distribución. Aunque, este tipo de sistemas dependen de que los objetos se verifiquen en cada punto de control, es decir, si el objeto no pasa por uno de los puntos de control no sería posible localizarlo. En entornos de trabajo típicos, es posible que los objetos no pasen continuamente por los puntos de control. Con redes de sensores inalámbricos, los objetos pueden rastrearse por medio de la integración de un nodo sensor de muy pequeño tamaño. El nodo sensor será rastreado a medida que se mueve a través de la red de sensores desplegada en el entorno y que normalmente disponen de ubicaciones conocidas. En lugar de detectar datos

ambientales, estos nodos se desplegarán para detectar los mensajes RF de los nodos conectados a varios objetos. Aunque los nodos integrados en los objetos, si pueden disponer de diferentes sensores (temperatura, vibraciones, humedad, etc.) y de esta forma garantizar que el objeto está en unas condiciones óptimas. Se puede utilizar una base de datos, para registrar la ubicación de objetos rastreados en relación con el conjunto de nodos en ubicaciones conocidas. Con este sistema, es posible conocer dónde está un objeto en tiempo real, no sólo donde fue escaneado por última vez. A diferencia de las redes de detección o de seguridad, las aplicaciones de seguimiento de nodos tendrán continuamente cambios de topología a medida que los nodos se mueven a través de la red. La conectividad entre los nodos en ubicaciones fijas permanecerá relativamente estable, por el contrario, la conectividad de los nodos móviles (objetos) cambiará continuamente.

Aplicaciones para la salud

Las redes de sensores inalámbricas también son ampliamente utilizadas en el área del cuidado de la salud. En hospitales las redes de sensores sirven para monitorización de datos fisiológicos del paciente [128-129], controlar la administración de fármacos, vigilancia de pacientes [130] y médicos, etc. Asimismo, la red de cámaras existentes, los sensores de presión, sensores de orientación (acelerómetros) y sensores de detección de la actividad muscular y cardíaca constituyen una gran red de información. Siendo posible la detección accidentes, pérdida de consciencia, monitorización de signos vitales, monitorización de parámetros dietéticos y de ejercicio físico en tiempo real. Lo que se traduce en una reducción de costes de personal y una mejora en cuanto al tiempo de reacción ante emergencias médicas.

Edificios inteligentes

Actualmente, los avances tecnológicos disponen de capacidad más que suficiente para que la casa inteligente sea una realidad. Muchos conceptos ya están diseñados por investigadores y arquitectos, como “ambiente inteligente” o “casa inteligente”. Las WSNs permiten administrar eficientemente los diferentes sistemas como la calefacción, aire acondicionado, suministros de agua y energía, etc. Asimismo, es posible aplicar políticas de seguridad mediante el control de accesos (puertas y ventanas) de forma desatendida, vital en ambientes empresariales. A su vez, es posible implementar aplicaciones de localización y seguimiento dentro del edificio, monitorización de parámetros fisiológicos y solicitar asistencia en caso de emergencia. Dado su pequeño tamaño y capacidad de adaptación, se pueden instalar en edificios antiguos o que dispongan de soluciones cableadas específicas como KNX (*KNX Association*), LonWorks (*Echelon Corporation*) y X10 (*Pico Electronics of Glenrothes*). Aun siendo soluciones cableadas, es posible definir un interfaz de comunicación con las redes de sensores mediante pasarelas inalámbricas.

Agricultura

El uso de redes de sensores inalámbricos dentro de la industria agrícola es cada vez más común. Debido a que facilita al agricultor el mantenimiento y control de los recursos disponibles. A su vez, permite controlar las condiciones ambientales como temperatura, humedad, niveles de nitratos, etc. Los sistemas de riego, abonado y fumigación pueden monitorizarse usando diferentes tipos de sensores que se encargan de suministrar información en tiempo real. Dicha información facilita el control y monitorización del uso del agua, lo que permite un uso más eficiente evitando un consumo excesivo. En este sentido, existen estudios de investigación relacionados con la agricultura de precisión y control de plagas en cultivos [131-132].

Control de procesos industriales

Las redes de sensores cableados se han utilizado durante mucho tiempo en campos relacionados con aplicaciones industriales, tales como detección y control, automatización de edificios y control de acceso. Sin embargo, el coste asociado con el despliegue y el mantenimiento de los sensores cableados limita en gran medida la versatilidad de estos sistemas. Aunque los sistemas basados en sensores incurren en altos costes de implementación, los sistemas clásicos tienen una precisión muy limitada y requieren personal para su accionamiento. En cambio, las WSNs son una solución viable y eficiente para estos sistemas, debido a su facilidad de despliegue, alta granularidad y alta precisión. Entre las principales aplicaciones industriales se encuentran:

- Control de fatiga en materiales.
- Monitorización de la calidad del producto.
- Construcción de edificios.
- Control ambiental de edificios de oficinas.
- Control, orientación y vigilancia de robots en entornos de fabricación autónoma.
- Monitorización y control de maquinaria.
- Integración de nodos sensores en estructuras inteligentes.

3.9 Aplicación en la Monitorización de la Contaminación Acústica

En los sistemas clásicos, la obtención de datos reales de ruido se suele llevar a cabo mediante una serie de técnicas de muestreo espacial utilizando sonómetros [133-134]. Este tipo de técnicas, permiten obtener datos precisos de ruido para un determinado entorno, pero poseen una serie de desventajas derivadas de la tecnología utilizada. Dichas limitaciones se resumen en, a) falta de conocimiento de la situación en tiempo real, b) incapacidad para hacer previsiones de ruido en tiempo real y c) toma de acciones preventivas o correcciones en tiempo real. A esto hay que añadir el coste de este tipo de dispositivos, que suele ser bastante significativo.

Ante las limitaciones derivadas del uso de sonómetros, estudios recientes recomiendan el uso de redes de sensores inalámbricas en la creación de mapas de ruido [4-10]. En los primeros trabajos [8-9], se sientan las bases sobre los requerimientos y especificaciones mínimas a cumplir por los nodos sensores. Dichos requerimientos engloban tanto la parte hardware como la parte software, así como la arquitectura de red y protocolos de comunicaciones. En [4] [6-7] se presentan tres trabajos de investigación donde se toman medidas de ruido en entornos urbanos. En los dos primeros [4] [7], se utilizan sensores Tmote Invent [135] y una plataforma denominada Tiny Lab [136], que permite mostrar los datos de ruido de los distintos nodos gráficamente. El indicador de ruido, se obtiene mediante un algoritmo software basado en un análisis en el dominio del tiempo que no hace uso de un filtrado de ponderación tipo A. En el tercero [6], se presenta una plataforma para la monitorización continua de ruido. En este caso, tanto la obtención del indicador de ruido como el filtrado de ponderación tipo A, se realiza mediante el uso de un hardware específico.

Dichos trabajos de investigación [4] [6-7] son capaces de obtener los niveles de presión sonora con un coste computacional reducido. Aunque presentan una limitación a la hora de caracterizar la señal acústica en el dominio de la frecuencia. Esto es debido a que no utilizan un algoritmo que permita realizar un análisis en el dominio de la frecuencia de la señal acústica. Por lo que, no sería posible: a) disponer de información acerca de la respuesta en frecuencia, b) la detección de picos en frecuencia, c) la detección de patrones de frecuencia, y d) aplicar diferentes filtros de ponderación. Por otro lado, este tipo de algoritmo es más complejo y tiene asociado un mayor coste computacional.

La percepción del ruido se ve afectada por una serie de factores subjetivos. Lo que provoca que no haya una correlación directa entre los indicadores de ruido y su percepción en las personas. En [45], los autores analizan cómo afectan las diferentes características del ruido al oído humano, por ejemplo: el nivel de sonido, la frecuencia, la tonalidad, la variabilidad temporal y la relación de ruido de la señal. Por este motivo, algunos autores indican que los modelos de molestia de ruido deben identificar un conjunto difuso de los posibles efectos, en lugar de buscar una predicción exacta. En [18], se presenta un trabajo donde se definen las bases teóricas para la construcción de estos modelos difusos de ruido. El modelo presentado hace uso de variables de entrada tales

como edad, tipo de área, sensibilidad al ruido, distancia a la calzada, etc. Los autores no llegaron a integrar el modelo propuesto en ninguna plataforma o dispositivo real. En su lugar, realizaron varias encuestas a un elevado número de personas tras exponerlas a ruido simulado.

3.10 Plataformas hardware actuales de Redes de Sensores

En esta sección, se realiza un resumen de las plataformas hardware en WSNs más utilizadas e importantes desde la perspectiva del desarrollo histórico y tecnológico o que poseen una alta penetración en el mercado. Los tres componentes principales de una plataforma de hardware (sensores que realizan las funciones de detección o muestreo, la radio que proporciona comunicación y conexión en red, y el microcontrolador que se encarga del procesamiento) están especialmente diseñados con el objetivo de minimizar el consumo de energía. Este objetivo de diseño, proviene del hecho de que las WSNs se suelen implementar en entornos en los que no se espera intervención humana después del despliegue, siendo este un escenario que descarta la posibilidad de recarga de baterías mediante un soporte periódico. Una de las primeras aplicaciones de monitorización inalámbricas de bajo consumo y en tiempo real, fue desarrollada por la Universidad de California Berkeley y se denominaron *Mica motes* [137]. Estos primeros nodos sensores estaban basados en microcontroladores de baja potencia (8 bit o 16 bit) y disponían de una serie de sensores que se podían conectar directamente o por medio de módulos de adquisición de datos. Desde entonces, numerosos grupos de investigación trabajan activamente en la exploración de nuevas posibilidades relacionadas con WSNs. Asimismo, se están desarrollando plataformas cada vez más avanzadas con capacidades computacionales mejoradas [137], así como nodos con microcontroladores ARM Cortex-M3 de 32 bits [138-139] que reducen la latencia y el consumo de energía para tareas intensivas en cuanto a cómputo. Por el contrario, este tipo de microcontroladores tienen un mayor consumo de energía en aplicaciones tradicionales (detección de eventos, medición de parámetros físicos, etc.). En este sentido, otros desarrollos se centran en la integración de tecnologías como FPGA [141-143] en nodos sensores, ya que son modulares y pueden reconfigurarse con facilidad. En [144], se realiza una revisión de las plataformas hardware más significativas de WSNs, a continuación, se va a realizar una breve descripción de cada una de ellas.

3.10.1 IRIS

Los nodos IRIS, también denominados *Motes*, son una evolución de los nodos Mica y Mica2 [145-146]. Se compone de un procesador de bajo consumo Atmel ATmega1281 (frecuencia máxima de 16 MHz y arquitectura RISC) de 8 bit con 128 KBytes de memoria flash, 4 KBytes de EEPROM, y 8 KBytes de SRAM. En cuanto al módulo de comunicaciones, hacen uso de un módulo radio Atmel AT86RF230 basado en el estándar IEEE 802.15.4 con una tasa de transferencia de 250 Kbps. El alcance de los

nodos en exteriores es de unos 500 m, reduciéndose a unos 50 m en interiores. Dispone de puertos de expansión para la comunicación con sensores, a través de los puertos analógicos de entrada, puertos digitales de entrada/salida, I2C, SPI, e interfaces UART. Su fuente de alimentación se basa en baterías tipo AA con un consumo de corriente típico entre 10 y 17 mA, aunque depende de la potencia de transmisión requerida. El sistema operativo utilizado por IRIS se denomina TinyOS [147], un sistema operativo basado en eventos que hace uso del lenguaje de programación NesC (*Network Embedded System C*). NesC es una variación del lenguaje de programación C, pero especialmente adaptado para dispositivos embebidos con grandes limitaciones de memoria. En cuanto al tipo de aplicaciones, existen implementaciones donde se utiliza nodos IRIS para la monitorización de personas en interiores [148] o aplicaciones relacionadas con la monitorización de parámetros ambientales [149].

3.10.2 WiSense

WiSense [150] es una plataforma modular de bajo consumo, basada un microprocesador MSP430 (16 bit) y un módulo radio TI CC1000, ambos fabricados por Texas Instruments [151]. Tanto el microcontrolador, radio, y sensores se basan en diferentes módulos hardware que se conectan mediante diferentes interfaces (SPI, I2C and UART). El propio microprocesador incorpora una memoria EEPROM, un sensor de temperatura y un sensor de luminosidad. El sistema operativo es Linux, siendo el encargado de implementar el estándar IEEE 802.15.4 con una tasa de transferencia máxima de 10 Kbps. El software permite que cualquier nodo pueda adoptar el rol de dispositivo de funcionalidad completa (FFD) o dispositivo de funcionalidad reducida (RFD). La plataforma WiSense está especialmente diseñada para aplicaciones relacionadas con domótica y automatización industrial.

3.10.3 Digi XBee ZigBee

Los módulos de comunicaciones Digi XBee [152], son utilizados por una gran variedad de dispositivos (no sólo nodos sensores) como plataforma de comunicaciones inalámbricas. Sobre todo, en soluciones donde los dispositivos se componen de diferentes módulos hardware, integrándose mediante el uso de interfaces o puertos de comunicaciones. El rango de frecuencias va desde 865 MHz a 2,4 GHz, soportando varios interfaces inalámbricos como malla, punto a punto, estrella, Zigbee, Wifi, etc. En lo relativo a redes de sensores, la familia de módulos comúnmente utilizada es Digi XBee ZigBee. Ofrece velocidades de transmisión de 250 Kbps con un alcance de unos 100 m para dispositivos con una potencia de transmisión de 1mW y de hasta 1,6 Km para dispositivos con una potencia de transmisión de 60mW. La capa física hace uso de técnicas de secuencia directa de espectro extendido (DSSS) y encriptación de datos mediante AES (Advanced Encryption Standar) de 128 bit. El módulo puede ser configura y/o actualizado de forma remota, a su vez dispone de los siguientes modos de operación:

- Modo comando: se utiliza para realizar modificaciones en el módulo como por ejemplo cambios en el firmware.
- Modo inactivo: permanece en modo espera hasta recibir información de interés.
- Modo recepción: se produce cuando el nodo espera la recepción de paquete de datos dedicado.
- Modo transmisión: se prepara para enviar un paquete de datos.
- Modo sueño: es un estado de bajo consumo que no permite ni recibir ni transmitir paquetes de datos.

3.10.4 Intel Mote 2

Los Intel Mote 2 o iMote2 [153] son nodos sensores de alto rendimiento que utilizan un procesador fabricado por Intel, el Intel Xscale PXA271. Este procesador es capaz de operar con un bajo voltaje (0,85 V) y baja frecuencia de reloj (13 MHz), lo que se traduce en un muy bajo consumo de energía. Asimismo, el procesador es configurable para operar entre 13 MHz y 416 MHz. Dispone de dos modos de funcionamiento que permite ahorrar energía, el modo de sueño y el modo de sueño profundo. En el modo de sueño profundo, el consumo es de unos 390 μ A, siendo de 66 mA para el modo activo. El procesador PXA271 tiene varios tipos de memorias, una SRAM de 256 KBytes, una SDRAM de 32 MBytes y una memoria flash de 12 MBytes. En cuanto a los interfaces de entrada salida, dispone de numerosos interfaces (I2C, 2 puertos SPI, 3 UARTs, GPIOs, SDIO, mini USB, I2S, etc.) que permiten conectar varios tipos de dispositivos y sensores. A su vez, el procesador PXA271 incluye un co-procesador Intel Wireless MMX DSP, que permite incrementar la eficiencia en operaciones multimedia.

En cuanto al interfaz radio, hace uso de un módulo TI CC2420 fabricado por Texas Instruments y basado en el estándar IEEE 802.15.4. Dicho módulo soporta una tasa de bit de 250 kbps con 16 canales disponibles en la banda de 2,4 GHz, con un alcance de unos 30 m si se utiliza la antena integrada. En caso de requerir más alcance, es posible utilizar un conector SMA (*Subminiature Version A*). La alimentación la se realizar por medio de pequeñas baterías o mediante el conector Mini-USB. Los iMote2 soportan dos tipos de sistemas operativos que dependen del tipo de aplicación, es decir, TinyOS para aplicaciones de muy bajo consumo y Linux para aplicaciones más avanzadas.

3.10.5 Mulle

Mulle [154] es un sistema especialmente diseñado para las redes de sensores inalámbricos conectadas al internet de las cosas (IoT). La plataforma está conformada por

nodos sensores, puertas de enlace a internet, servicios en la nube y herramientas de desarrollo. Los nodos Mulle disponen de un microcontrolador ARM Cortex-M4 y un módulo radio basado en el estándar IEEE 802.15.4 (banda de 868 MHz y de 900 MHz). Asimismo, posee una memoria flash de 2 MBytes y un puerto de expansión de 60 pines que sirve de interfaz para la conexión de otros sensores, módulos, herramientas de desarrollo software, etc. Utiliza un sistema operativo de código libre denominado Contiki [155], que dispone de una pila de protocolos TCP/IP completa (soporte para IPv6). Es decir, puede manejar protocolos como UDP, TCP, HTTP y 6LoWPAN, lo que le permite transmitir y recibir datos a través de internet. Para ello, se utilizan pasarelas que se encargan de las operaciones complejas y que implican un mayor consumo de batería. De esta manera, la pasarela actúa como mediador para los servicios de internet, con el objetivo de reducir el consumo de energía de los nodos de la red. El consumo de energía para un nodo Mulle en reposo es de unos 20 μ A. Por otro lado, la programación del Mulle puede realizarse mediante herramientas GNU GCC (conjunto de compiladores) estándar para plataformas ARM. El firmware se puede actualizar remotamente a través de la red inalámbrica, utilizando la puerta de enlace Mulle.

3.10.6 iSense Core Module 3 (CM30x)

Los nodos CM30x [156] utilizan un microcontrolador de 32 bit Jennic JN5148 RISC que dispone de un módulo radio integrado en el mismo chip. Dispone de una memoria compartida para código de programa y datos de 128 KBytes, lo que proporciona flexibilidad y robustez respecto a otras implementaciones basadas en asignaciones fijas de memoria. La radio se basa en el estándar IEEE 802.15.4 con una velocidad de transmisión de 256 Kbps y cifrado AES, adicionalmente dispone de dos modos de operación que incrementan la tasa de bit a 500 Kbps y 667 Kbps respectivamente. El módulo integra un reloj de alta precisión, lo que reduce la necesidad de resincronización a la hora de planificar los tiempos de sueño. El conector de 34 pines suministra 500 mA, posibilitando la alimentación y conexión de módulos adicionales (sensores, puerta de enlace, etc.). A su vez, dispone de un regulador de tensión que puede ser controlado vía software.

3.10.7 Fleck3

Los nodos Fleck3 fueron desarrollados por CSIRO ICT [157], con la idea de sobreponerse a las limitaciones existentes en los nodos Mica2. Dichas limitaciones se basaban en las siguientes mejoras: diseño integrado en una sola placa, interfaz de expansión más robusto y apilable, carga mediante placas solares, conector para programación y radio de largo alcance (más de 1 Km). El microcontrolador es un Atmel ATmega 128 y un módulo radio Nordic nRF905. La comunicación entre el microcontrolador y el resto de dispositivos o módulos (módulo radio, reloj en tiempo real, memoria flash, sensor de temperatura, etc.) se realiza mediante el bus SPI. La radio puede utilizar las diferentes bandas de frecuencia ISM (433, 868 y 915 MHz), aunque

dependiendo del tipo de aplicación se utilizará una banda u otra (configuración vía software). En cuanto al sistema operativo, la plataforma Fleck soporta TinyOS 1.x.

3.10.8 Cricket

Los nodos Cricket fueron diseñados para aplicaciones de localización en interiores por investigadores del MIT [158] y fabricados por MEMSIC [146]. Este sistema dispone de una serie de ventajas como tamaño reducido, medidas de gran precisión, escalabilidad, privacidad y facilidad de integración. Los nodos pueden configurarse en modo baliza o en modo escucha. El sistema Cricket se basa en distribuir los nodos baliza en techos y paredes, y los nodos de escucha en un dispositivo móvil que será el dispositivo a localizar. El sistema es capaz de proporcionar una estimación de la distancia con un error entre 1 y 3 cm. El sistema utiliza una combinación de señales de radio y ultrasonidos para medir la distancia y de esta forma poder proporcionar la información de localización. Los nodos Cricket se basan en los nodos Mica2, utilizan un procesador ATmega128L (8 bit) de alto rendimiento y bajo consumo. El microcontrolador ofrece una frecuencia de reloj de 7,37 MHz para el modo activo y 32.768 KHz para el modo de bajo consumo. El nodo dispone de una memoria flash ROM de 128 KBytes, una memoria EEPROM de sólo lectura de 4 Kbytes, y un conector de 53 pines. El módulo radio es un TI CC1000, de bajo consumo y que trabaja en el rango de frecuencias entre 300 y 1.000 MHz.

3.10.9 Shimmer

La plataforma Shimmer fue diseñada y desarrollada por Shimmer Research para proporcionar nodos sensores modulares y de bajo consumo, para su uso en aplicaciones relacionadas con salud, actividades deportivas, medición ambiental y monitorización de parámetros fisiológicos [159]. Un nodo consiste en un microcontrolador MSP430F1611 (fabricado por Texas Instruments) con una frecuencia de reloj de 8 MHz, dos convertidores digitales analógicos de 12 bits y un convertidor analógico digital de 12 bit. El microcontrolador incluye 10 KByte de memoria RAM y 48 KBytes de memoria flash. En la misma placa viene dos sensores integrados, un acelerómetro de 3 ejes y un sensor de vibración e inclinación. Los nodos disponen de dos módulos radio, un módulo TI CC2420 basado en el estándar IEEE 802.15.4 y un módulo radio Bluetooth. La alimentación la proporciona una pequeña batería de Litio recargable, con un rango de voltaje entre 2.2 y 3.6 V. Opcionalmente se pueden añadir otros módulos, como GPS, ECG (Electrocardiograma), etc.

3.10.10 Advanticsys XM1000

Los nodos Advanticsys XM1000 [160] son una evolución de la plataforma TelosB [161]. Utilizan un microcontrolador MSP430F2618 (Texas Instruments) de 16 bit, con 116 KBytes de memoria flash integrada en el mismo chip y 8 Kbytes de memoria RAM

externa (conectado en la misma placa). Dicha ampliación de memoria (RAM), permite la reprogramación en tiempo real, así como la implementación de servicios Web para dar conectividad remota mediante redes LAN o WAN. Asimismo, el microcontrolador permite la comunicación mediante protocolos, USB, UART, SPI e I2C. En la misma placa están disponible un sensor de temperatura, de humedad y de luminosidad. La radio se basa en el estándar IEEE 802.15.4, mediante el uso de un módulo TI CC2420 que utiliza la banda ISM de 2,4 GHz. El alcance es de unos 100 m en exteriores y de 30 m en interiores. En cuanto al sistema operativo, soporta TinyOS 2.x y Contiki.

3.10.11 SunSPOT

En 2007 Sun Microsystems desarrolló una plataforma de redes de sensores inalámbricos, basada en el lenguaje de programación Java y denominados SunSPOTs (*Sun Small Programmable Object Technologies*). Cada SunSPOT fue diseñado para operar de forma independiente, utilizando como fuente de alimentación una pequeña batería recargable (mediante su interfaz mini USB) interna de iones de litio, con 3,7 V y 720 mAh. El procesador es un Atmel ARM920T de 32 bit con una frecuencia de reloj de 180 MHz, con una memoria RAM de 512 KBytes y una memoria flash de 4 MBytes. El SunSPOT dispone de una placa de sensores que consiste en un acelerómetro de 3 ejes, sensor de temperatura, sensor de luminosidad, 8 led de tres colores, dos pulsadores, 6 puertos analógicos de entrada y 5 pines de entrada salida de propósito general. El módulo radio es un TI CC2420 basado en el estándar IEEE 802.15.4 y utiliza la banda ISM de 2,4 GHz. El sistema operativo es realmente una máquina virtual denominada *Squawk VM*, especialmente diseñada para dispositivos con recursos muy limitados. Sin embargo, la plataforma SunSPOT dejó de recibir soporte en 2012, aunque se ha utilizado como parte del desarrollo de la presente tesis doctoral.

3.10.12 Arduino Due

Arduino [162] es una plataforma hardware de código abierto diseñada para el desarrollo de soluciones de todo tipo, entre las que se encuentran las redes de sensores. Su hardware utiliza componentes estándar y su software se basa en C/C++, disponiendo de un entorno de programación denominado Arduino IDE. Arduino dispone de una gran variedad de placas y módulos conectables, aunque dentro de la presente tesis doctoral nos centraremos en el Arduino Due. Este dispositivo dispone de las siguientes especificaciones técnicas:

- Procesador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 de 32 bit, características:
 - Velocidad de reloj de 82 MHz.

- SRAM de 96 KBytes.
- 512 KBytes de memoria Flash.

- 54 puertos de entrada salida digitales.

- 12 puertos analógicos de entrada con una resolución de dato hasta 12 bit.

- 2 puertos analógicos de salida.

Normalmente la alimentación del nodo sensor se realiza mediante una pequeña batería de iones de litio, aunque también es posible utilizar otras fuentes de alimentación alternativas gracias a su gran flexibilidad. En cuanto su capacidad de comunicación inalámbrica, dispone de varias opciones mediante el uso de distintos módulos, como GPRS/3G/LTE, IEEE 802.11b/g, IEEE 802.15.4, ZigBee y Bluetooth.

Capítulo 4

4. Sistemas Borrosos Basados en Reglas (FRBS)

4.1 Introducción

Un sistema basado en reglas difusas (FRBS del inglés), es un tipo de análisis matemático que permite la utilización de diferentes formas de conocimiento para la resolución de un determinado problema [19]. Este tipo de sistemas, se pueden definir como una evolución de los sistemas clásicos basados en reglas. Dado que hacen uso de reglas tipo “SÍ ENTONCES” o “IF THEN” (en inglés), donde los antecedentes y consecuencias vienen definidas por una serie de sentencias basadas en lógica borrosa. A su vez, los FRBS permiten la utilización de valores lingüísticos (BAJO, MEDIO y ALTO) asociados a conjuntos borrosos y de esta forma, simplificar su entendimiento. La lógica difusa nace de los trabajos de investigación llevados a cabo por Lofti A. Zadeh, que introdujo el concepto de conjunto borroso o partición borrosa como medio de representación del conocimiento [163]. La imprecisión es una característica única de la lógica difusa o borrosa, al contrario que la lógica clásica, donde los conjuntos disponen de umbrales que ofrecen valores precisos. Este tipo de sistemas son sumamente útiles para la resolución de problemas ambientados en dominios donde existe incertidumbre, es decir, los problemas del mundo real.

A continuación, se realizará una descripción detallada de la arquitectura y características de los FRBS, concretamente se analizarán los FRBS propuestos por Mamdani [164] y TSK (Takagi, Sugeno y Kang) [166]. Debido principalmente, a que los sistemas de tipo Mamdani han sido utilizados como parte del desarrollo de la presente tesis doctoral.

4.2 Conjuntos Borrosos

Un conjunto borroso [163] es un conjunto que puede contener elementos cuya pertenencia al mismo no es absoluta sino gradual. Para cada conjunto borroso, existe asociada una función de pertenencia para cada uno de sus elementos, que indica en qué

medida el elemento forma parte de dicho conjunto borroso. Lo que permite una interpretación mucho más realista de la información del mundo real, dado que el entorno que percibimos no es todo blanco o negro, sino que existen muchos tonos de gris. En este sentido, matemáticamente un conjunto borroso puede definirse mediante la expresión:

$$A = \left\{ \left(x, \frac{\mu_A(x)}{x} \right) \in U \right\} \quad (4.1)$$

Los elementos de un conjunto borroso pueden definirse mediante la función de pertenencia, la cual se puede expresar como $\mu_A(x) \in [0,1]$, es decir, el grado con que x pertenece a A . Por lo tanto, cuanto más cerca esté $\mu_A(x)$ del valor 1, mayor será la pertenencia del objeto x al conjunto A . Entre los valores de pertenencia, 0 indica un nulo nivel de pertenencia y 1 indica el máximo nivel de pertenencia. Dentro de las distintas funciones de pertenencia, las más típicas son las triangulares, trapezoidales, lineales y gaussianas. La Figura 4.1 ilustra la forma de una función de pertenencia trapezoidal, representada matemáticamente mediante la ecuación 4.1.

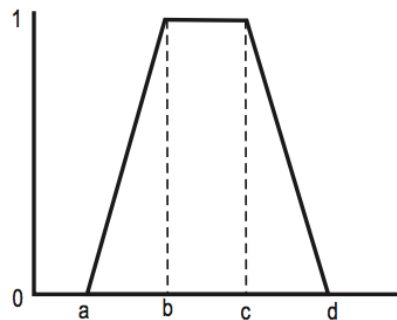


Figura 4.1. Función de pertenencia trapezoidal.

$$\mu(x) = \begin{cases} 0, & \text{si } x \leq a, x \geq d \\ \frac{(x-a)}{(b-a)}, & \text{si } x \in (a, b] \\ 1, & \text{si } x \in (b, c) \\ \frac{(d-x)}{(d-c)}, & \text{si } x \in (c, d] \end{cases} \quad (4.2)$$

Asimismo, entre distintos conjuntos borrosos se pueden realizar una serie de operaciones que se resumen en:

- Intersección, se define como un conjunto borroso $A \cap B$ cuya función de pertenencia viene dada por: $\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]$
- Unión, se define como un conjunto borroso $A \cup B$ cuya función de pertenencia viene dada por: $\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]$
- Negación, dado un conjunto borroso $A \subset U$ se define su complemento como el conjunto borroso cuya función de pertenencia viene dada por: $N(A(x)) = 1 - \mu_A(x)$

4.3 Arquitectura de FRBS

El primer FRBS con variables reales fue construido por Mamdani [164], basándose en los estudios y formulación de Zadeh, logrando aplicar un sistema de lógica borrosa a un problema de control en motores de vapor. Este tipo de sistema se denomina Controlador Lógico Difuso o FLC (del inglés *Fuzzy Logic Controller*). Su arquitectura básica (Figura 4.2) se compone de dos bloques funcionales [19] [166-167]: base de conocimiento y motor de inferencia. A continuación, se va a realizar una descripción detallada de cada uno de los bloques.

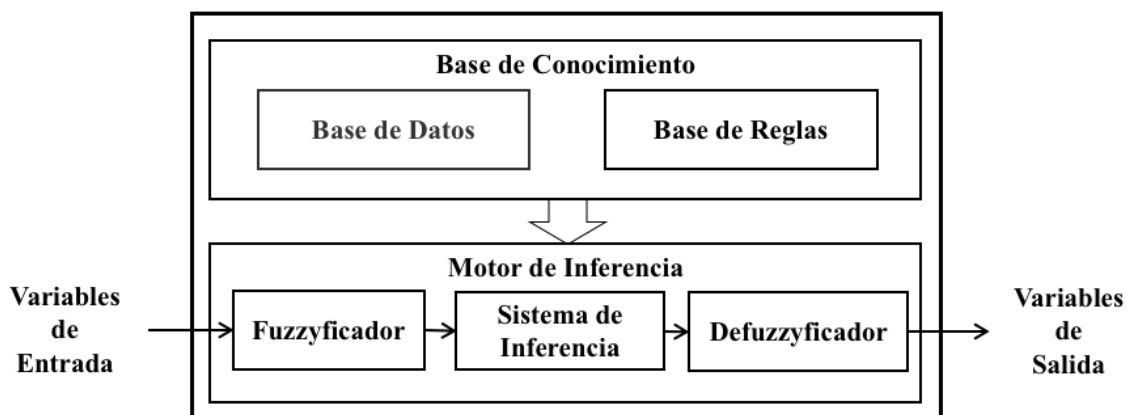


Figura 4.2. Arquitectura básica de un FRBS.

4.3.1 Base de conocimiento

La base de conocimiento o KB (de inglés *Knowledge Base*), es la encargada de almacenar el conocimiento necesario para la resolución de un problema, mediante el uso de datos y reglas borrosas. De manera ordenada y estructurada, facilitando el acceso a la información. Dispone de un interfaz que permite proveer información al motor de inferencia, que posteriormente utiliza para la generación de salidas difusas a partir de

entradas difusas. Está formado por dos componentes, una base de datos y una base de reglas. A continuación, se describen sus principales funciones dentro de la base de conocimiento.

Base de datos

La base de datos dispone de una serie de variables lingüísticas y etiquetas lingüísticas, cada una de las cuales define un conjunto difuso. Cada conjunto difuso consta de una función que indica el grado de pertenencia en que una variable lingüística pertenece a dicho grupo. Proporciona los elementos necesarios para construir las reglas, proporcionando para cada variable lingüística una serie de parámetros, como el número de valores lingüísticos, parámetros de la función de pertenencia para cada valor lingüístico y dependiendo del sistema, los factores de normalización y desnormalización.

Base de reglas

La base de reglas se basa en una serie de reglas condicionales construidas mediante el uso de variables proporcionadas por la base de datos. Las reglas difusas combinan uno o más conjuntos borrosos de entrada denominados antecedentes, que se les asocia un conjunto borroso de salida llamado consecuente [168]. La estructura más común de las reglas de controladores difusos se basa en variables lingüísticas asociadas a conjuntos borrosos [169]. En cuanto al formato de reglas existen dos tipos, Mamdani y TSK [165].

- **Reglas de tipo Mamdani:** tanto el antecedente como el consecuente de las reglas vienen dados por expresiones o variables lingüísticas. A este método se le suele denominar controladores de tipo Mamdani. El formato de este tipo de reglas (para un sistema con múltiples entradas y una sola salida) es:

SI X_1 es A_1 Y X_2 es A_2 Y ... Y X_n es A_n ENTONCES Y es B

donde X_n son las variables lingüísticas de entrada, Y la variable lingüística de salida, y A_n y B representan los valores lingüísticos asociados a conjuntos borrosos que dichas variables pueden asumir. La principal ventaja de este método es que es más intuitivo, lo que permite adaptarse mejor al lenguaje humano.

- **Reglas de tipo TSK:** el antecedente utiliza etiquetas lingüísticas, pero no el consecuente que es una función o combinación lineal de las variables de entrada. A este método se le suele denominar controladores de tipo TSK. El formato de este tipo de reglas (para un sistema con múltiples entradas y una sola salida) es:

SI X_1 es A_1 Y X_2 es A_2 Y ... Y X_n es A_n ENTONCES $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$

donde X_n son las variables lingüísticas de entrada, A_n representan los valores lingüísticos asociados a conjuntos borrosos que dichas variables pueden asumir, Y la variable de salida y f representa la función lineal de las entradas. Este método dispone de las siguientes ventajas: es eficiente computacionalmente y con el uso de técnicas de optimización y adaptativas. Asimismo, garantiza la continuidad en la superficie de salida del sistema, adaptándose mejor al análisis matemático.

4.3.2 Motor de inferencia

El motor de inferencia se divide a su vez en un fuzzyficador, sistema de inferencia y defuzzyficador. A continuación, se va a realizar una breve descripción de cada uno de ellos.

Fuzzyficador

La mayoría de las variables de entrada al FRBS son valores reales o precisos (del inglés *crisp*), por lo que es necesario transformarlas en conjuntos borrosos entendibles por el sistema de inferencia. De esto se encarga el interfaz de fuzzyficación, mapeando los valores de entrada a un determinado conjunto borroso dentro del universo de discurso de dicha entrada. Por otro lado y dependiendo del tipo de implementación, pueden utilizarse funciones matemáticas para adecuar los valores de entrada, como pueden ser funciones de normalización (valores entre 0 y 1).

Sistema de inferencia

El sistema de inferencia es el encargado de generar salidas borrosas a partir de entradas borrosas obtenidas por el bloque de fuzzyficación, de acuerdo con los datos y reglas almacenadas en la base de conocimiento. Para ello, se hace uso del *modus ponens* generalizado [170] que es una extensión del *modus ponens* de la lógica clásica, basadas en sentencias condicionales como:

SI X es A ENTONCES Y es B

X es A'

Y es B'

Cada regla dispone de un determinado nivel de disparo que depende del grado de pertenencia que contiene, del estado actual de las variables de entrada y la estructura de

los antecedentes de cada regla. La salida del sistema de inferencia se compone de una serie de conjuntos borrosos, en concreto uno por cada regla borrosa. Asimismo, sirven como variables difusas de entrada para el siguiente componente del motor de inferencia, el defuzzyficador.

Defuzzyficador

El interfaz de defuzzyficación es el encargado de convertir los valores borrosos de las variables de salida del sistema de inferencia, en un valor escalar. Este interfaz es necesario en sistemas como Mamdani, debido a que los conjuntos borrosos de salida no proporcionan valores reales. Para ello, la defuuzzyficación se compone de dos fases: agregación e inferencia. En este sentido, existen varios métodos de defuzzyficación, aunque los más utilizados son dos, FATI (del inglés *First Aggregate, then Infer*) y FITA (*First Infer, then Aggregate*). En FATI [164], primero se realiza la agregación y posteriormente la inferencia. Por el contrario, en FITA [19] en primer lugar se realiza la inferencia y posteriormente los resultados son agregados.

A continuación, se van a describir las principales ventajas e inconvenientes de los sistemas borrosos basados en reglas.

4.4 Ventajas y desventajas de los FRBS

La lógica borrosa y más concretamente los sistemas basados en reglas difusas poseen una serie de ventajas e inconvenientes respecto a la lógica clásica. A continuación, se hace una breve descripción de las más significativas.

4.4.1 Ventajas

- **Aproximaciones de funciones universales:** dado un número suficiente de reglas, un sistema borroso es capaz de aproximar cualquier función a cualquier grado de precisión.
- **Robustez:** un sistema borroso es capaz de manejar con más seguridad determinados escenarios, cuyas variables o parámetros disponen de una alta variabilidad temporal.
- **Comprensibilidad o adquisición del conocimiento:** las reglas difusas correctamente elaboradas son de fácil entendimiento, ya que se basan en etiquetas o variables lingüísticas (BAJO, MEDIO, ALTO, etc.). Esto supone uno de los mayores beneficios en este tipo de sistemas.

- **Modularidad:** es posible agregar o eliminar determinadas reglas siempre que sea necesario, lo que facilita el desarrollo y permite mejorar el rendimiento del sistema. Asimismo, se puede empezar con una serie de reglas básicas e ir añadiendo hasta conseguir el nivel de precisión deseado.
- **Incertidumbre:** son capaces de manejar conceptos inexactos e imprecisos, lo que facilita la adopción de comportamientos complejos en todo tipo de sistemas. Debido principalmente a que una sola regla puede abarcar un rango más amplio de valores de entrada.
- **Trazabilidad:** los sistemas borrosos pueden monitorizarse en busca de fallos de forma sencilla. Analizando los puntos de fallo en determinadas reglas y de esta forma, entender como el sistema llegó a tomar ciertas decisiones.

4.4.2 Desventajas

- **Coste computacional:** existen un número mayor de cálculos implicados con respecto a los sistemas clásicos, debido a los operadores difusos y a las funciones de pertenencia utilizadas.
- **Definición de reglas:** es el punto fuerte de los sistemas borrosos, pero a su vez supone una desventaja debido a su complejidad, ya que requiere de un conocimiento experto para crear los conjuntos de reglas necesarios. Si no se dispone de dicho conocimiento, no se puede desarrollar e implementación del sistema borroso. Asimismo, es tedioso desarrollar reglas difusas y funciones de pertenencia, ya que las salidas difusas pueden ser interpretadas de varias maneras dificultando su análisis. A su vez, se requiere gran cantidad de datos y pruebas extensas, así como experiencia para desarrollar un sistema difuso eficiente.
- **Optimización:** se basa en la problemática asociada a la modificación de reglas o funciones de pertenencia para intentar mejorar la eficiencia del sistema. Dicha problemática está relacionada con la relación entre reglas y funciones de pertenencia, ya que modificar una de ellas puede modificar el comportamiento de la otra parte (optimización multiparámetro). Es por ello, que se debe de buscar un equilibrio a la hora de actuar sobre ciertos parámetros, como reglas o funciones de pertenencia.

4.5 Integración de los FRBS en redes de sensores

La lógica borrosa trata eficazmente la incertidumbre y la inexactitud, pudiéndose construir en base al conocimiento experto en multitud de ámbitos. Asimismo, el coste

computacional asociados es significativamente inferior en comparación con otros enfoques, tales como máquinas de vectores de soporte. Debido a que pueden construirse FRBS sencillos [171] y especialmente adaptados a dispositivos tan limitados como las WSN. La utilización de FRBS en problemas de clasificación de eventos también ha sido significativo, como demuestran varios trabajos de investigación [172-173]. Las problemáticas asociadas a los sistemas clásicos, como la dificultad de determinar con precisión umbrales en sistemas multiparámetro y el uso de reglas complejas, son algunas de las razones que ponen de manifiesto la ineficiencia de utilizar valores precisos para detección de eventos en WSN. En cambio, mediante el uso de lógica borrosa, es factible abordar este tipo de escenarios de forma eficiente en comparación con la lógica clásica.

En este sentido, existen numerosas aplicaciones de redes de sensores que hacen uso de la lógica borrosa, que se reflejan en diferentes trabajos de investigación. En [174] se propone un FRBS para el control de electrodomésticos, relacionados con el hogar inteligente. Por otro lado, en [171] [175] se muestran sistemas relacionados con la detección de incendios, utilizando parámetros ambientales. En [176], se desarrolla un sistema borroso que se combina con un algoritmo genético para el aprendizaje en un nodo sensor. En [173] los autores propusieron el uso de características espaciales y temporales en la base de reglas, para de esta manera aumentar la precisión del sistema. Además, implementaron nuevas técnicas que permiten reducir el crecimiento exponencial de la base de reglas sin ver comprometida la precisión en la detección de eventos.

Por otro lado, existen trabajos como [177], donde se presenta un modelo de estimación de congestión para QoS en una red de sensores inalámbricos. Los resultados ponen de manifiesto que el FRBS propuesto es capaz de clasificar el tipo de tráfico de forma eficiente, minimizando la pérdida de paquetes de datos en situaciones de especial afectación. Asimismo, en [178] se propone una arquitectura de reconocimiento de actividad basada en la colaboración distribuida entre nodos junto con lógica borrosa. Con el fin de producir resultados fiables de reconocimiento de datos, utilizando como fuente datos no fiables previamente recolectados por los nodos. En [179] se presenta un FRBS capaz de detectar las lecturas defectuosas de los nodos, mediante el uso de variables lingüísticas. La aplicación de modelos borrosos en el ámbito de la salud también ha sido importante en los últimos años. Dando lugar a estudios como [180-181], donde los autores proponen un FRBS dirigido al control y monitorización de actividad.

Cabe destacar recientes trabajos de investigación relacionados con la optimización de energía en los nodos, mediante la utilización de lógica borrosa. Los basados en clústeres [182-185], que de forma general aplican diferentes técnicas junto con sistemas borrosos para de esta forma alargar la vida útil de la red de sensores. Por otro lado, existen otro tipo de implementaciones no basadas en clústeres como [186]. En la que los autores proponen un sistema que permite reducir el consumo de energía de la red, mediante la utilización de un FRBS que controla la planificación del tiempo de sueño en los nodos sensores.

Teniendo en cuenta los trabajos anteriores, se pone de manifiesto el amplio

abanico de aplicaciones en las que la lógica borrosa y las redes de sensores tienen cabida. Aunque no existen trabajos de investigación basados en la obtención de indicadores de ruido mediante lógica borrosa en WSN. En este sentido, en la presente tesis doctoral se propone un sistema que hace uso de la lógica difusa para la generación de un indicador de ruido borroso en redes de sensores inalámbricas. En secciones posteriores se describirá en detalle la arquitectura y el sistema borroso utilizado, así como las pruebas y resultados obtenidos durante el desarrollo de la presente tesis.

Parte II

Desarrollo de la Investigación

Capítulo 5

5. Algoritmo para el cálculo de los niveles de presión sonora

5.1 Introducción

En este capítulo se propone un algoritmo para el cálculo de los niveles de presión sonora en dBA, siguiendo con el primer objetivo de la tesis descrito en la sección 1.3.1. Para ello, se ha desarrollado un sistema que dispone de un algoritmo matemático basado en un análisis en el dominio de la frecuencia, mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT). Dicho algoritmo, permite obtener la energía del espectro de frecuencia de un segmento de muestras de audio (ventana temporal), haciendo uso de la relación de Parseval. A su vez, el algoritmo está especialmente diseñado y adaptado para su integración en dispositivos con recursos muy limitados, como WSN.

En este sentido, el algoritmo permite caracterizar la señal acústica en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Lo que aporta un gran valor añadido, sobre todo a la hora de realizar análisis exhaustivos de las fuentes de ruido. Siendo posible disponer de información acerca de la respuesta en frecuencia, detección de picos en frecuencia, detección de patrones de frecuencia, aplicar diferentes filtros de ponderación, etc.

El algoritmo software propuesto, dispone de una estructura modular basada en bloques funcionales, tal y como ilustra la Figura 5.1. Asimismo, es necesaria una etapa de adquisición de datos, cuya finalidad es adaptar adecuadamente la señal del micrófono al ADC del nodo sensor.

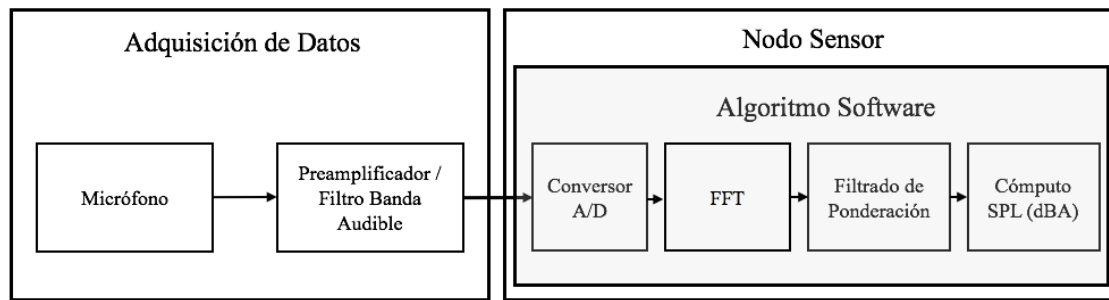


Figura 5.1. Sistema para la obtención de los niveles de presión sonora en dBA.

En cuanto a la plataforma de redes de sensores, se utilizaron dos tipos de nodos, SunSPOT y Arduino Due. En una primera fase de desarrollo, se utilizaron nodos SunSPOT, debido a su disponibilidad y utilización previa por parte del grupo de investigación. Ya en una segunda fase, los nodos elegidos fueron Arduino Due, debido principalmente a que la plataforma SunSPOT dejó de recibir soporte por parte de Oracle [187] en 2012.

A continuación, se van a describir en detalle cada una de las partes que conforman el sistema propuesto. En primer lugar, se sentarán las bases teóricas del algoritmo en el dominio de la frecuencia. En segundo lugar, se describirá el bloque de adquisición de datos y su desarrollo en ambas plataformas de sensores. En tercer lugar, la adaptación del resto de bloques funcionales a las limitaciones de los nodos. Por último, las pruebas experimentales llevadas a cabo y los resultados obtenidos en cada una de ellas.

5.2 Algoritmo matemático para el cálculo de los niveles de presión sonora en dBA

Este algoritmo se basa en la utilización de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) para determinar el espectro de frecuencia de un segmento de muestras de audio (o ventana temporal). Aunque para una implementación más eficiente, se ha optado por el uso de la Transformada Rápida de Fourier (FFT).

5.2.1 Muestreo y longitud de la DFT

Normalmente los sonómetros comerciales (SLM), disponen de dos tipos de respuesta temporal, respuesta rápida y respuesta lenta. La respuesta rápida tiene una duración de 125 ms y la respuesta lenta de 1 s. Teniendo en cuenta los tipos de respuestas temporales, se debe de seleccionar la longitud apropiada (número de muestras) de la Transformada Discreta de Fourier (DFT). Por otro lado, la DFT (o FFT) se puede

aproximar a la Transformada de Fourier Discreta en el Tiempo (DTFT), mediante la siguiente expresión [188]:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi jn/N} \quad (5.1)$$

La DFT puede utilizarse para aproximar la DFTT continua en un conjunto de muestras uniformemente espaciadas. Por lo tanto, con el fin de determinar la frecuencia de cada muestra de la DFT ($X[k]$), se puede aplicar la expresión:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{N \cdot T} \quad (5.2)$$

donde f_s es frecuencia de muestreo, N el número de muestras y Δf es la resolución en frecuencia. Dicha expresión es necesaria a la hora de determinar los coeficientes del filtro de ponderación tipo A, que se detallarán en la siguiente sección.

Debido a la necesidad de obtener los niveles de presión sonora en tiempo real y de optimizar el rendimiento del sistema, se opta por utilizar la FFT para la evaluación de la DFT. A su vez, la FFT es más eficiente computacionalmente cuando se hace uso de un número de muestras en base dos ($N=2^m$ donde m es un entero). En este sentido, se puede calcular el número mínimo de muestras mediante la siguiente expresión:

$$N_{min} = f_s \cdot \Delta t \quad (5.3)$$

donde f_s es la frecuencia de muestreo y la duración de la ventana temporal (o intervalo de observación) Δt . Dependiendo de la frecuencia de muestreo necesaria (mínimo 16 KHz según estándar [40]), es muy probable que se tenga que aproximar la duración de la ventana para poder utilizar una longitud de muestras en base dos. Lo que se traduce en una variación en la duración de la ventana temporal, aunque las diferencias se pueden considerar despreciables en un entorno real.

5.2.2 Filtro de ponderación tipo A

A la hora de aplicar los filtros de ponderación se suelen utilizar filtros de 1/3 de octava, con el fin de dividir el espectro de frecuencia en una serie de componentes

discretas o *bins* (del inglés). Aunque al hacer uso de la FFT, este tipo de filtros no son necesarios, dado que la FFT permite obtener las componentes discretas de forma directa. Por lo tanto, es posible aplicar cualquier tipo de filtro de ponderación directamente sobre las componentes en frecuencia de la FFT. Lo que simplifica en gran medida su implementación, permitiendo incrementar la resolución en frecuencia.

Tal y como se comentó en el estado del arte (sección 2.1), los sonómetros profesionales pueden utilizar varios tipos de filtros de ponderación (Figura 2.4). Aunque el filtro de ponderación comúnmente utilizado es el tipo A, dado que permite simular la respuesta en frecuencia del oído humano. Por este motivo, a la hora de evaluar la molestia de ruido en áreas pobladas, sea necesaria la implementación del filtro de ponderación tipo A. Por otro lado, debido a la gran versatilidad del análisis en frecuencia mediante FFT, sería posible la implementación de cualquier otro tipo de filtro de ponderación (tipo B, C y D).

La expresión 2.1 definida en el estándar IEC 61672-1:2013 [34], permite obtener los valores de ponderación o atenuación en función de la frecuencia. Sin embargo, dicha función posee operaciones con grandes números, lo que puede limitar en gran medida su procesamiento en dispositivos con recursos muy limitados. Por este motivo, se opta por reducir su complejidad mediante el uso de una función equivalente (5.4) que también viene especificada en el estándar.

$$R_A(f) = \frac{12200^2 \cdot f^4}{(f^2 + 20.6^2)\sqrt{(f^2 + 107.7^2)(f^2 + 737.9^2)}(f^2 + 12200^2)}$$

$$A(f) = 2 + 20 \log_{10}(R_A(f)) \quad (5.4)$$

A continuación, mediante la expresión 5.2 se calcula la frecuencia asociada a cada componente de la FFT ($X[k]$). Dichas frecuencias (f_k) son necesarias para poder obtener los valores de atenuación del filtro tipo A, haciendo uso de la expresión previa (5.4). Por lo tanto, las componentes de la FFT ponderadas ($X_A[k]$) se obtienen aplicando a cada una de ellas su valor correspondiente de atenuación (expresión 5.5).

$$X_A[K] = A(f_k) \cdot X[k] \text{ para } f_k = k \cdot \Delta_f \quad (5.5)$$

5.2.3 Cálculo del nivel de presión sonora en dBA

Una vez que se dispone del espectro ponderado (sección 5.2.2), se debe de integrar la energía total de la señal para obtener el nivel de presión sonora en dBA. Para ello, se ajusta la longitud de la FFT para que sea igual al número de muestras de la ventana temporal elegida. Lo que facilita tanto el cálculo como la conversión de las muestras temporales en muestras en el dominio de la frecuencia. A continuación, se va a detallar la formulación necesaria para llevar a cabo dicho cálculo.

Generalmente, la energía de una señal en el dominio temporal viene definida por la sumatoria al cuadrado del valor absoluto de las muestras. Aunque, este cálculo no se puede realizar directamente sobre las muestras hasta que no se realice la ponderación en el dominio de la frecuencia. Para ello, se opta por hacer uso de la relación de Parseval para estimar la energía de la señal en el dominio de la frecuencia. La relación de Parseval establece que la energía total de una señal en el dominio del tiempo es equivalente a la energía total de su transformada de Fourier a lo largo de todas sus componentes en frecuencia. En caso contrario, sería necesario calcular la transformada de Fourier Inversa (IFFT), para posteriormente evaluar la energía de la señal ponderada en el dominio del tiempo. Asimismo, el análisis en el dominio de la frecuencia reduce considerablemente la complejidad y el coste computacional asociado. En este sentido, la relación de Parseval viene dada por la expresión [188 pp. 263]:

$$\epsilon_x = \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X[k]|^2 \quad (5.6)$$

donde $x[n]$ es la señal acústica discreta en el dominio del tiempo y $X[k]$ su DFT, ambas de longitud N . Asimismo, recordando las propiedades de la DFT, las muestras son simétricas por ser complejas conjugadas:

$$X \left[\frac{N}{2} + k \right] = X^* \left[\frac{N}{2} - k \right] \quad (5.7)$$

Por lo tanto, las muestras en el dominio del tiempo son valores reales, pero en el dominio de la frecuencia son simétricas desde la muestra $N/2$. En tal caso, no es necesario evaluar todas las muestras, si no las primeras $N/2 + 1$ muestras para el cálculo de la energía de la señal. Luego de aplicar el filtrado de ponderación tipo A (expresión 5.5), la energía total de la señal se define como:

$$\epsilon_x \approx \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N/2} |X_A[k]|^2, \text{ for } x[n] \in \mathbb{R} \quad (5.8)$$

Se ha de tener en cuenta que la igualdad estricta no se da, debido a que se ha contado con la muestra $X[N/2]$ dos veces. Como resultado, se puede utilizar la expresión 5.8 para determinar la energía total de la señal en el intervalo de observación. Asimismo, si se dispone de un intervalo de observación de Δt segundos, la energía instantánea media de la señal viene dada por:

$$\tilde{\epsilon}_x \approx \frac{2}{N \cdot \Delta t} \sum_{k=0}^{N/2} |X_A[k]|^2 \quad (5.9)$$

Cabe destacar que, al aplicar la propiedad de simetría en el dominio de la frecuencia, se reduce el número de operaciones requeridas por un factor de dos (sólo es necesario evaluar la mitad de las componentes en frecuencia para obtener la energía de la señal). Por último, para obtener el nivel de presión sonora (SPL) en dBA, se aplica la expresión:

$$SPL (dBA) = 10 \cdot \log_{10}(\tilde{\epsilon}_x) + C \quad (5.10)$$

donde C es la constante de calibración, obtenida en el proceso de calibración que se describe en la sección 5.4.5. Por otro lado, una vez que se dispone de los niveles de presión sonora para cada ventana temporal, es posible obtener el nivel de presión sonora equivalente en dBA (L_{Aeq}), aplicando la ecuación:

$$L_{Aeq} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10^{\left(\frac{SPL(i)}{10}\right)} \quad (5.11)$$

donde N es el número total de muestras o intervalos temporales.

5.3 Adquisición de datos

En este apartado, se describe el proceso de desarrollo e implementación llevado a cabo con los nodos SunSPOT y Arduino Due para el bloque de adquisición de datos (Figura 5.2). Dicho bloque, es el encargado de captar, amplificar y adaptar la señal de audio al rango dinámico del ADC. Se compone de un micrófono, una etapa de amplificación y un filtro de la banda audible (20 – 20.000 Hz).

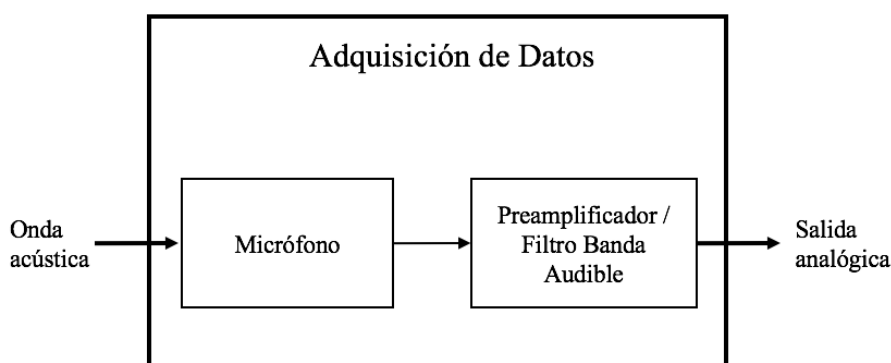


Figura 5.2. Bloque de adquisición de datos para SunSPOT.

5.3.1 SunSPOT

Debido a la ausencia de un micrófono integrado en el SunSPOT, se ha diseñado un circuito analógico que permite alimentar el micrófono, amplificar y adaptar de forma conveniente la señal acústica al ADC del sensor. El SunSPOT dispone de tres puertos analógicos de entrada (A0-A3) y un conversor analógico digital ADT7411 [189] que según sus especificaciones dispone de un rango dinámico entre 0 y 3V. Por lo tanto, para evitar dañar el ADC la señal de entrada debe de estar dentro de dicho margen. La frecuencia de muestreo máxima soportada por el ADC es de 16 KHz, por lo que cumple con los requisitos mínimos definidos en el estándar IEC651 Type 2 SLM [40].

El micrófono elegido es un Electret, debido a que dispone de un tamaño reducido, buenas prestaciones, bajo consumo, alta vida útil y de bajo coste. Perteneció a una clase especial de micrófono capacitivo que incorpora un diafragma de material plástico que posee una carga estática fija. Esta carga estática se le aplica a dicho diafragma en el proceso de fabricación, por lo que no requiere de un voltaje de polarización para su funcionamiento. En cambio, sí requiere de un preamplificador, normalmente basado en un transistor de efecto campo (FET del inglés) que se integra en el mismo encapsulado. Por lo que, dicho preamplificador, debe de ser correctamente alimentado mediante el uso de circuitería auxiliar.

Una vez elegido el tipo de micrófono, se realiza una búsqueda en el mercado de un fabricante que disponga de una documentación fiable, optando por micrófonos Fonestar [190], en concreto el modelo Fonestar 2213 [191]. Según las especificaciones del micrófono, el voltaje necesario para una correcta alimentación del preamplificador debe de estar entre 1.5 V y 15 V. En cuanto a su respuesta en frecuencia, el fabricante especifica que dispone de un ancho de banda de funcionamiento entre 50 Hz y 10.000 Hz. Lo que cumple sobradamente con el ancho de banda (8 KHz) que es capaz de manejar el ADC del SunSPOT. Asimismo, el SunSPOT dispone de dos puertos de alimentación uno de 3V y otro de 5V, aunque para facilitar la adaptación al rango dinámico del ADC se opta por utilizar el puerto de alimentación de 3V.

En este sentido, se realizan las primeras pruebas grabando voz para comprobar su correcto funcionamiento, a una distancia de 10 cm y a más de 30 cm del micrófono. Tras realizar mediciones se obtienen resultados aceptables a 10 cm del micrófono, pero al alejarse más de 30 cm no escucha nada más que ruido. Por lo tanto, se llega a la conclusión de que es necesaria otra etapa de preamplificación entre el preamplificador FET y el ADC. Para ello, se realiza un barrido en busca de preamplificadores de audio de bajo voltaje, bajo coste y diseñados especialmente para su integración en pequeños dispositivos. Tras lo cual, se manejan las siguientes alternativas:

1. Preamplificador mediante circuito integrado (amplificador operacional).
2. Preamplificador mediante transistor.

5.3.1.1 Preamplificador mediante circuito integrado

Entre los distintos preamplificadores de audio de bajo voltaje disponibles en el mercado, el estudio se centra en las siguientes soluciones comerciales: TS472 [192], TS971 [193], LMV721 [194] y MAX4466 [195]. Debido principalmente, a que aportan un esquema de implementación sencillo y bien documentado por parte de los fabricantes. A su vez, dichas soluciones están especialmente diseñadas para su uso en dispositivos de pequeño tamaño como móviles, tabletas, ordenadores portátiles, etc. Es decir, son de muy bajo consumo, bajo coste y disponen de unas buenas prestaciones para su uso en aplicaciones de medidas de audio.

Aunque, este tipo de amplificadores tienen un tamaño muy reducido y son necesarios equipos especiales de microsoldadura. Por lo tanto, aunque se dispone de documentación suficiente para la implementación de este tipo de dispositivos y el diseño de la circuitería auxiliar es suministrado por el fabricante, su pequeño tamaño supone una gran limitación. Dado que su integración en el SunSPOT es inviable con los medios técnicos al alcance del grupo de investigación. Asimismo, no se encuentran disponibles soluciones comerciales que integren en una placa o módulo todo el sistema de adquisición de datos. Por lo tanto, el uso de amplificadores basados en circuitos integrados como

amplificadores de audio se desecha. Optando por el estudio de los preamplificadores de bajo voltaje mediante el uso de transistores.

5.3.1.2 Preamplificador mediante transistor

El transistor de unión bipolar o BJT (del inglés *Bipolar Junction Union*) es un dispositivo semiconductor, que consta de tres capas de material tipo *p* o tipo *n* dispuestas en serie. Dependiendo de dicha disposición de capas existen dos tipos de transistor, la Figura 5.3 [196 pp. 132] ilustra los dos tipos, el primero denominado *transistor npn* y el segundo *transistor pnp*. Cada capa se conecta a un terminal, existiendo tres tipos: emisor (E), colector (C) y base (B). El BJT, que con frecuencia se cita simplemente como “*transistor*”, es ampliamente utilizado en circuitos discretos y en el diseño de circuitos integrados (IC) tanto analógicos como digitales. Las curvas características de dispositivo están tan bien descritas, que se pueden diseñar circuitos transistorizados cuya operación es muy predecible y bastante insensible a variaciones de los parámetros del dispositivo.

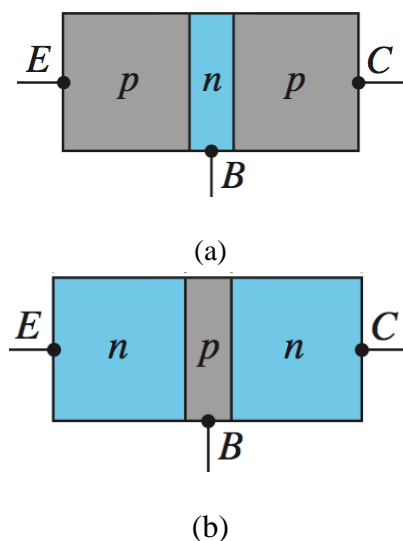


Figura 5.3. Tipos de transistores BJT: (a) npn; (b) pnp.

El transistor está formado por dos uniones *pn*, la unión entre el emisor y base (EBJ) y la unión entre colector y base (CBJ). Según sea la condición de polarización (directa o inversa) de cada una de estas uniones, se obtiene diferentes modos de operación del BJT. El modo activo es el modo que se suele utilizar para que el transistor opere como amplificador. Las aplicaciones o implementaciones de conmutación (circuitos lógicos) utilizan los modos de corte y de saturación. Por lo tanto, se opta por configurar el transistor BJT en modo activo y de esta forma, preamplificar convenientemente la señal de audio proveniente del micrófono.

El tipo de transistor elegido es el *nnp*, debido a que permite mayores corrientes y velocidades de operación que el tipo *pnp*, lo que se traduce en un mejor desempeño. La configuración del transistor debe de ser tal que el consumo en corriente sea lo más reducido posible, ya que se debe de alimentar con la batería del sensor. A su vez, tiene que ser lo más estable posible ante cambios de temperatura y humedad. Teniendo en cuenta los requisitos previos, se opta por una configuración de emisor común con polarización automática (también denominada realimentación del colector) [196 pp. 183]. El diseño del circuito se muestra en la Figura 5.4, donde se puede apreciar los distintos elementos que lo conforman.

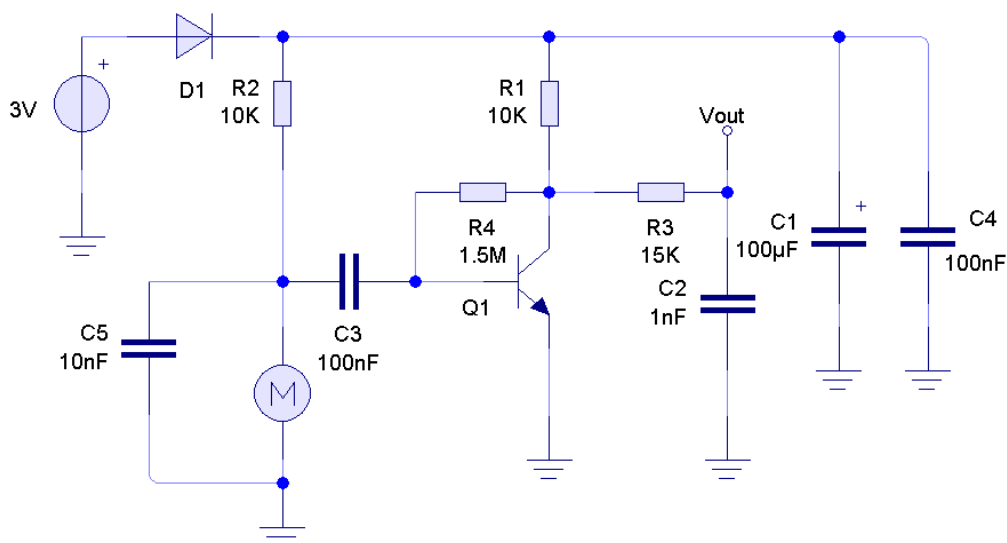


Figura 5.4. Circuito preamplificador para micrófono Electret.

Tal y como se puede apreciar en la Figura 5.4, justo después de la fuente de alimentación se coloca un diodo (D1) y dos condensadores en paralelo hacia tierra (C1 y C4). Estos elementos son los encargados de compensar las posibles fluctuaciones de la fuente de alimentación (batería), haciendo que la tensión que alimenta el circuito sea más estable. La resistencia R2 alimenta al micrófono y el condensador C3 elimina la parte de continua de la señal de salida del micrófono (la señal a amplificar). El condensador C5 lo que hace es compensar las posibles fluctuaciones del micrófono, estabilizándolo. La resistencia R3 y el condensador C2, realizan la función de filtro RC a una frecuencia de corte de 10.600 Hz. Este filtro es necesario para evitar el *aliasing*, ya que la señal resultante será muestreada por el ADC del SunSPOT, que dispone de una frecuencia de muestreo máxima de 16 KHz.

5.3.1.3 Comportamiento del circuito de preamplificación

Una vez realizado el diseño del circuito de preamplificación, es necesario verificar su correcto funcionamiento mediante una serie de pruebas específicas. Para ello se alimenta el circuito con una tensión de 3V, obtenida de una fuente de alimentación disponible en el laboratorio. Esta fuente de alimentación proporciona una señal convenientemente compensada, por lo que se prescinde de D1, C1 y C4. Asimismo, se utiliza un osciloscopio que permite visualizar cualquier tipo de señal en el dominio del tiempo y en de la frecuencia (análisis mediante FFT). La figura 5.5, ilustra el esquema de conexión utilizado.

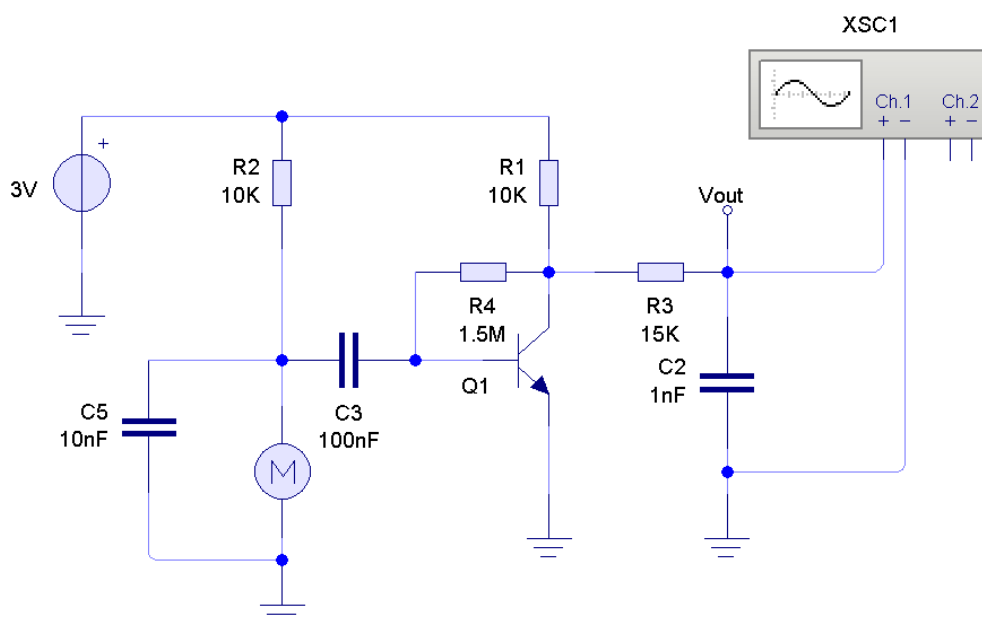


Figura 5.5. Prueba del circuito preamplificador mediante fuente externa sin compensación de alimentación.

A continuación, se expone al micrófono a varias señales de audio para analizar su respuesta en frecuencia. Para ello, se hace uso de un software matemático, denominado Matlab [197], ampliamente utilizado en ingeniería. La idea es generar tonos puros a determinadas frecuencias, por lo que se programa una pequeña aplicación para la generación de dos tonos, uno a 1 KHz (normalmente utilizado la calibración) y otro a 2 KHz. Mediante estas dos señales, se puede cuantificar de forma objetiva la respuesta en frecuencia del circuito preamplificador y detectar posibles errores de diseño.

A continuación, se llevan a cabo una serie de pruebas basadas en exponer al micrófono a varias señales de audio para luego obtener su respuesta en frecuencia. Las señales de audio utilizadas fueron: silencio, tono a 1 KHz y tono a 2 KHz. Situando el

micrófono a un metro y medio de los altavoces. La Figura 5.6, ilustra la arquitectura utilizada.

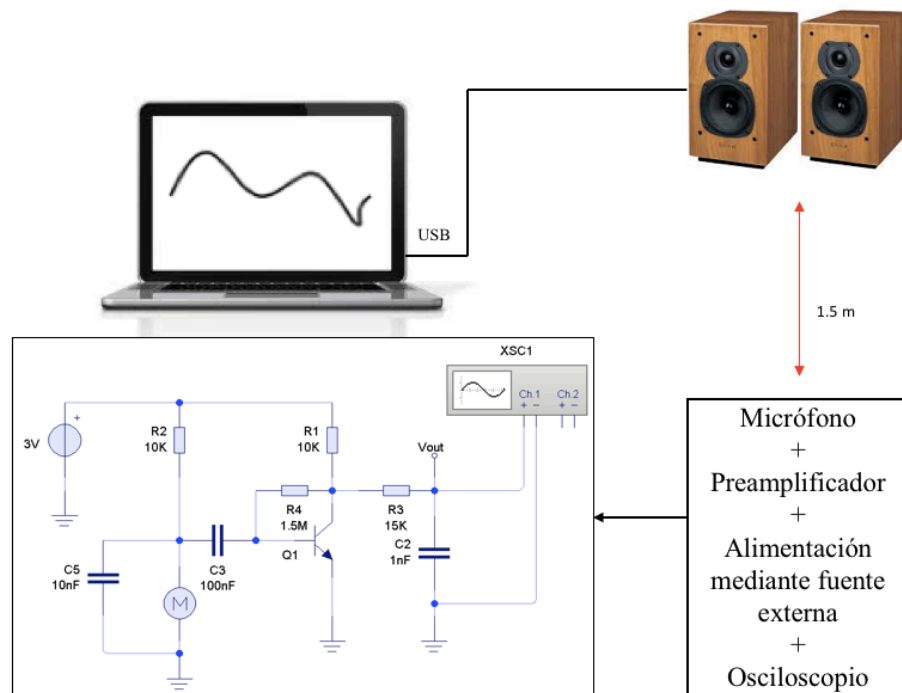


Figura 5.6. Arquitectura utilizada para las pruebas con tonos, utilizando fuente de alimentación externa.

Los resultados obtenidos son los siguientes:

1. Respuesta en frecuencia en silencio:

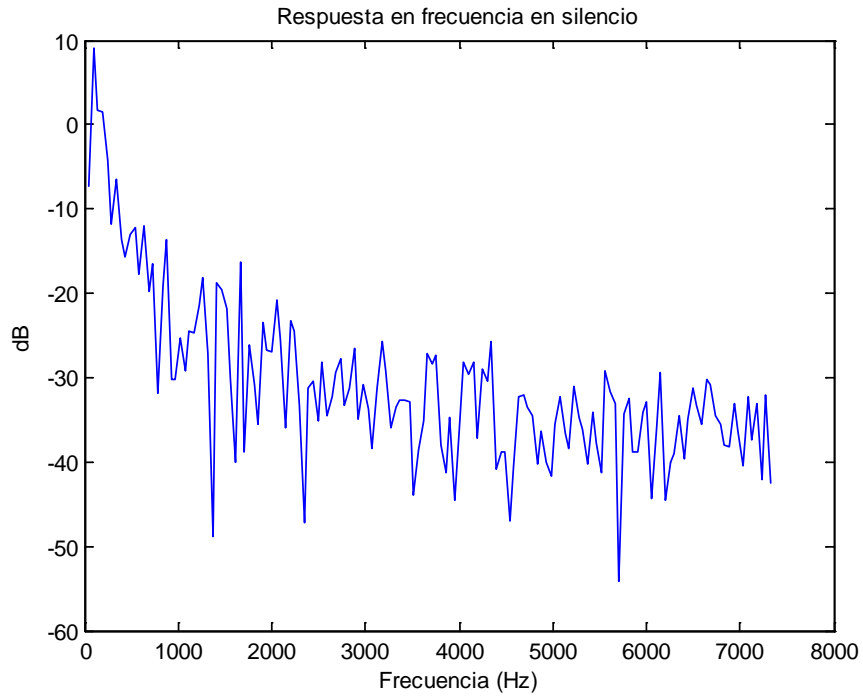


Figura 5.7. Respuesta en frecuencia en silencio.

2. Respuesta en frecuencia a tono puro de 1KHz:

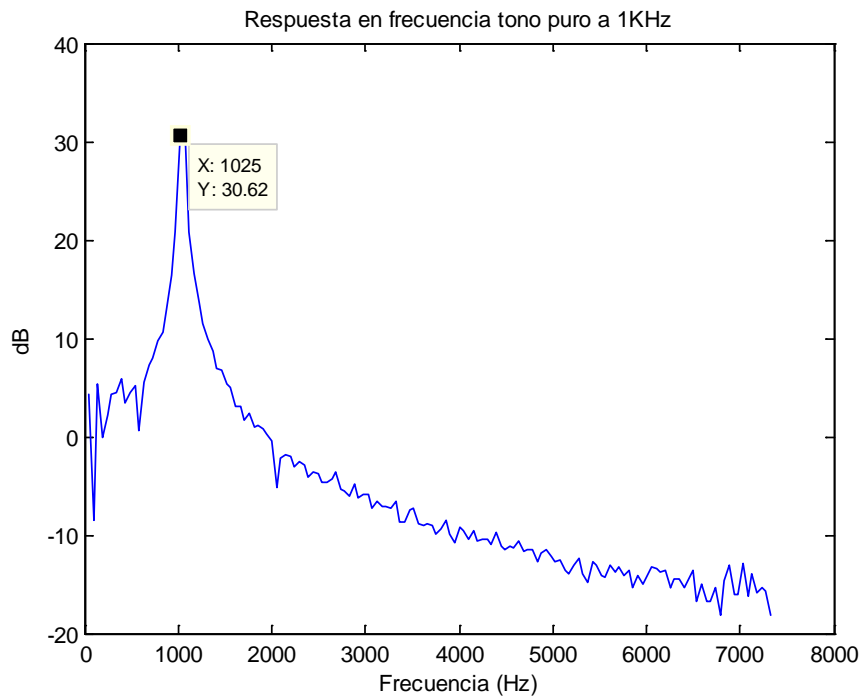


Figura 5.8. Respuesta en frecuencia a tono puro de 1KHz.

3. Respuesta en frecuencia a tono puro de 2KHz:

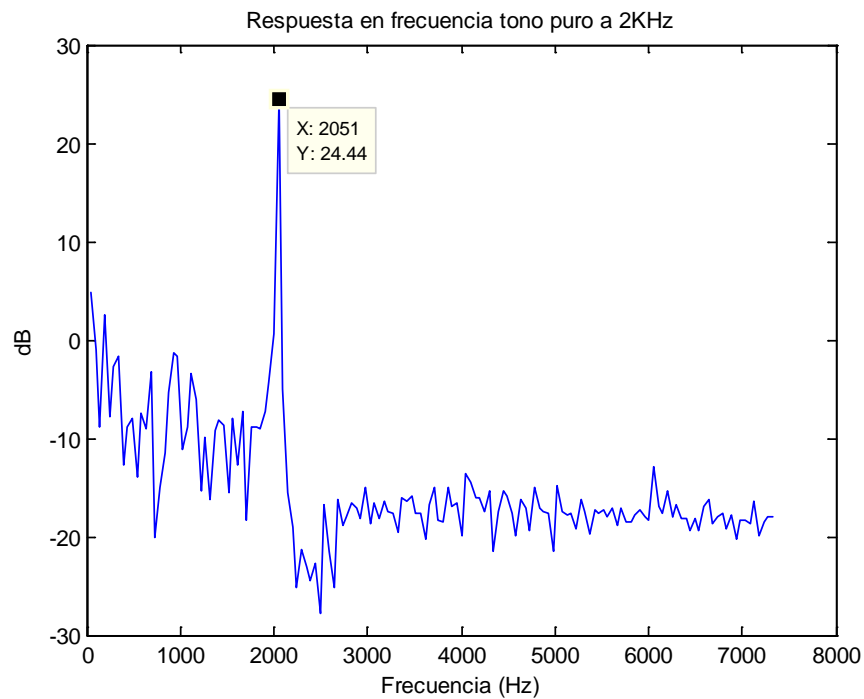


Figura 5.9. Respuesta en frecuencia a tono puro de 2KHz.

A continuación, la Figura 5.10 ilustra las respuestas en frecuencia para las señales anteriores en una única gráfica.

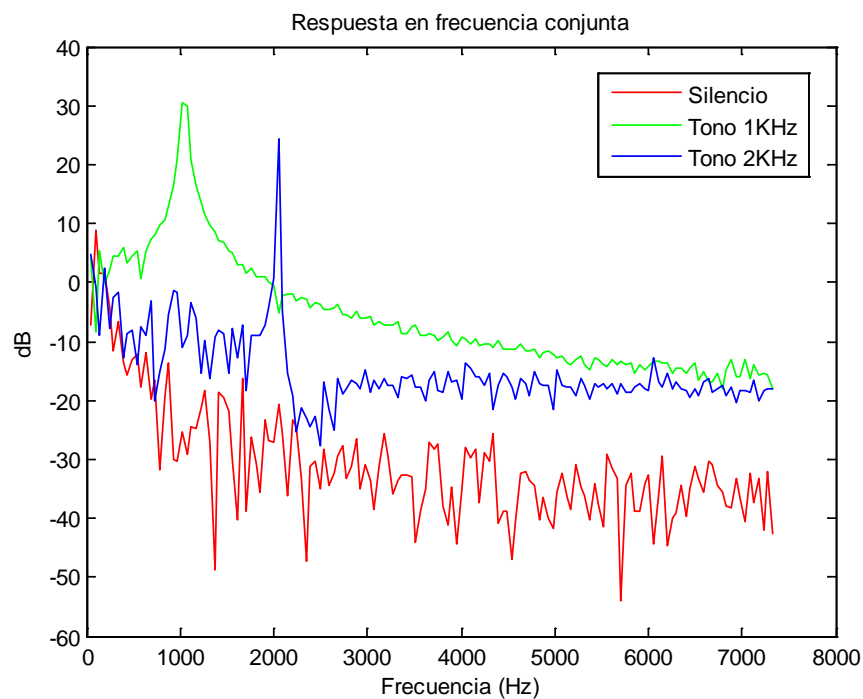


Figura 5.10. Respuesta conjunta: silencio, tono de 1KHz y tono de 2KHz.

Los resultados obtenidos son satisfactorios, se puede apreciar como los tonos están en las frecuencias correctas y que no existen armónicos. Asimismo, puede concluir que el circuito es muy sensible incluso alejándose unos 10 metros, por lo que se confirma el correcto diseño del circuito de preamplificación del micrófono.

Una vez verificado el diseño del circuito de preamplificación, el siguiente paso es medir su respuesta en frecuencia cuando es alimentado mediante la batería del SunSPOT, sin ayuda de ninguna fuente externa. Para ello, se hace uso de dos versiones del circuito de preamplificación: con compensación de alimentación (Figura 5.4) y sin compensación de alimentación (Figura 5.5). Las pruebas son las mismas pruebas con silencio y tonos (1 KHz y 2 KHz) realizadas en el caso anterior. Se ha configurado el SunSPOT para que muestre a 8 KHz, coincidiendo con la frecuencia de muestreo adoptada en el script de Matlab. La Figura 5.11 y 5.12, ilustran las arquitecturas utilizadas para las pruebas.

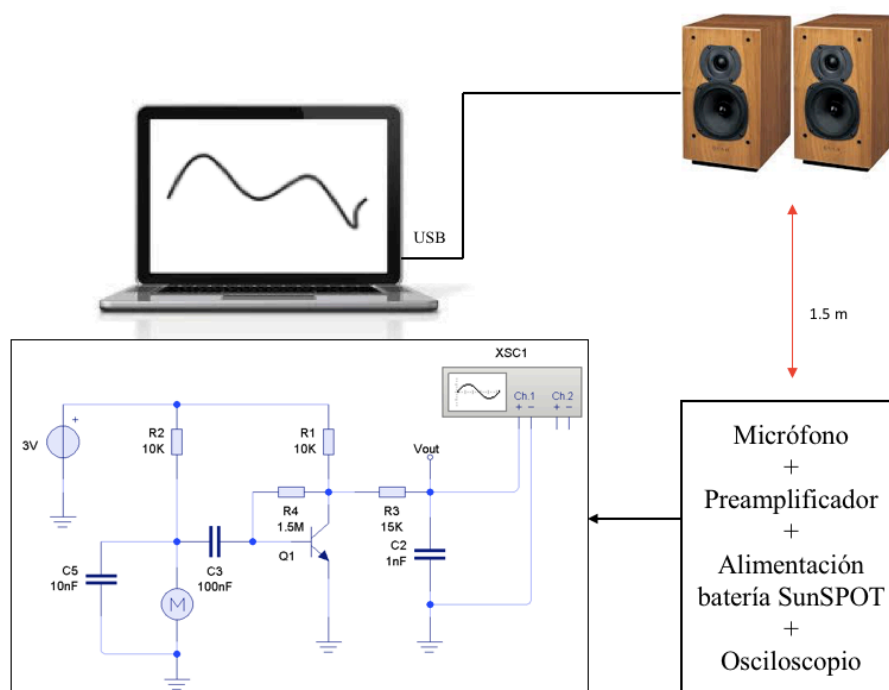


Figura 5.11. Arquitectura utilizada para las pruebas con tonos, utilizando la fuente de alimentación del SunSPOT sin compensación.

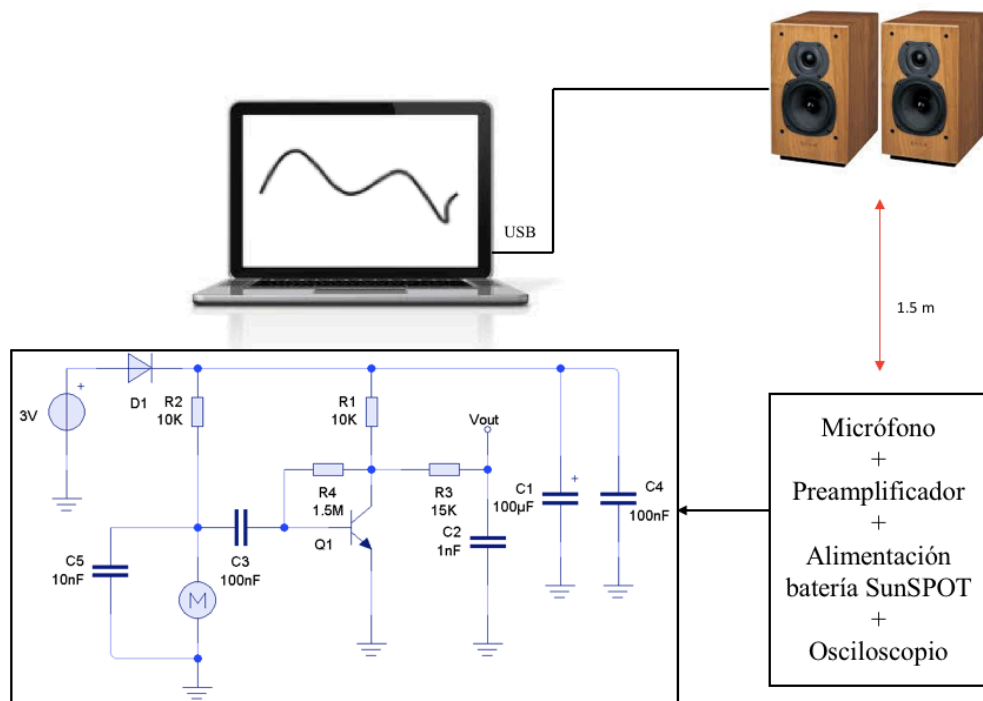


Figura 5.12. Arquitectura utilizada para las pruebas con tonos, utilizando la fuente de alimentación del SunSPOT con compensación.

Los resultados obtenidos son los siguientes:

1. Medida con circuito alimentado mediante SunSPOT sin compensación de alimentación.

a. Respuesta en frecuencia en silencio:

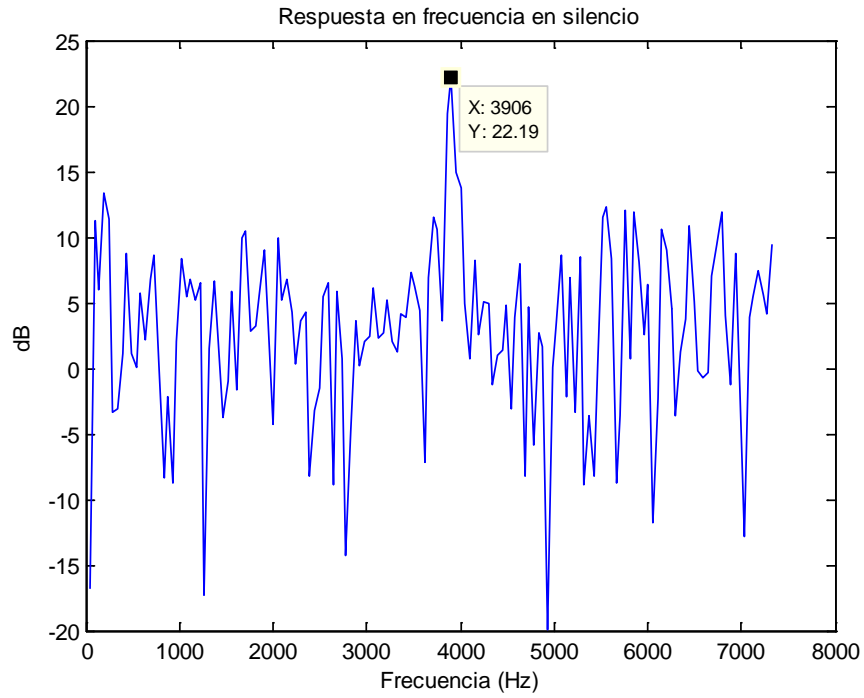


Figura 5.13. Respuesta en frecuencia en silencio.

b. Respuesta en frecuencia tono puro a 1KHz:

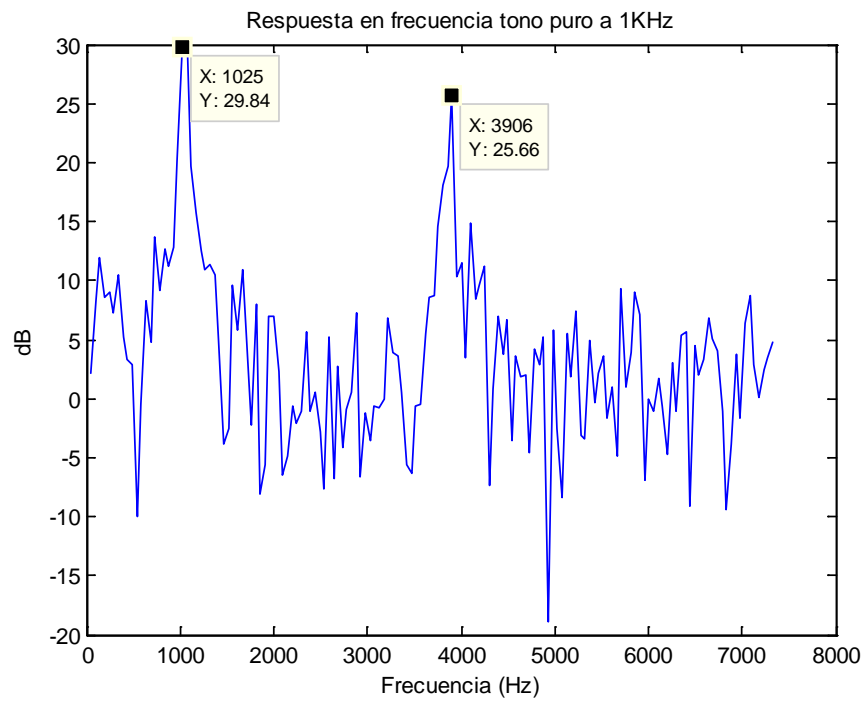


Figura 5.14. Respuesta en frecuencia tono puro a 1KHz.

c. Respuesta en frecuencia tono puro a 2KHz:

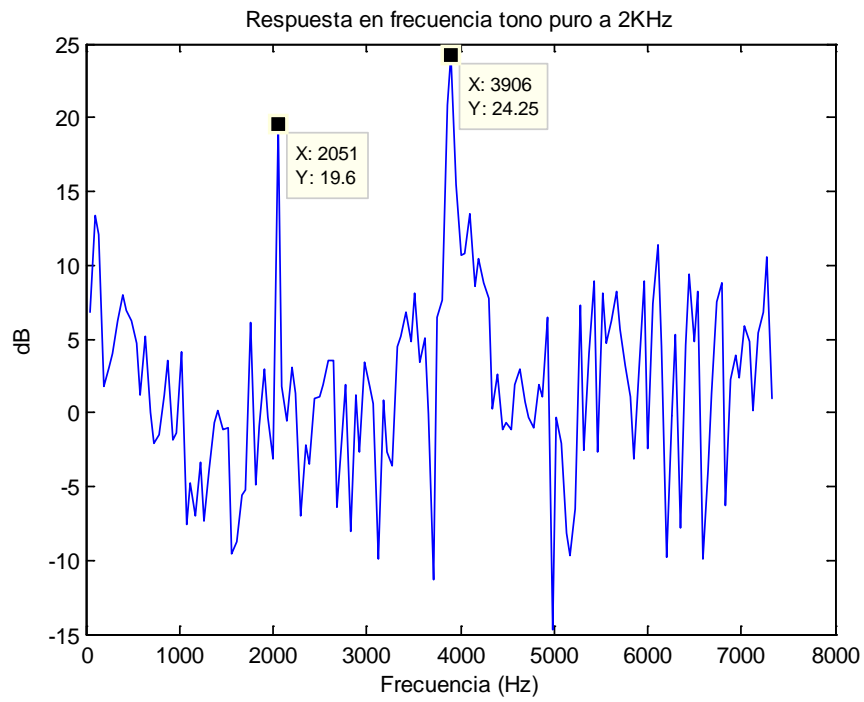


Figura 5.15. Respuesta en frecuencia tono puro a 2KHz.

2. Medida con circuito alimentado mediante SunSPOT con compensación de alimentación.

a. Respuesta en frecuencia en silencio:

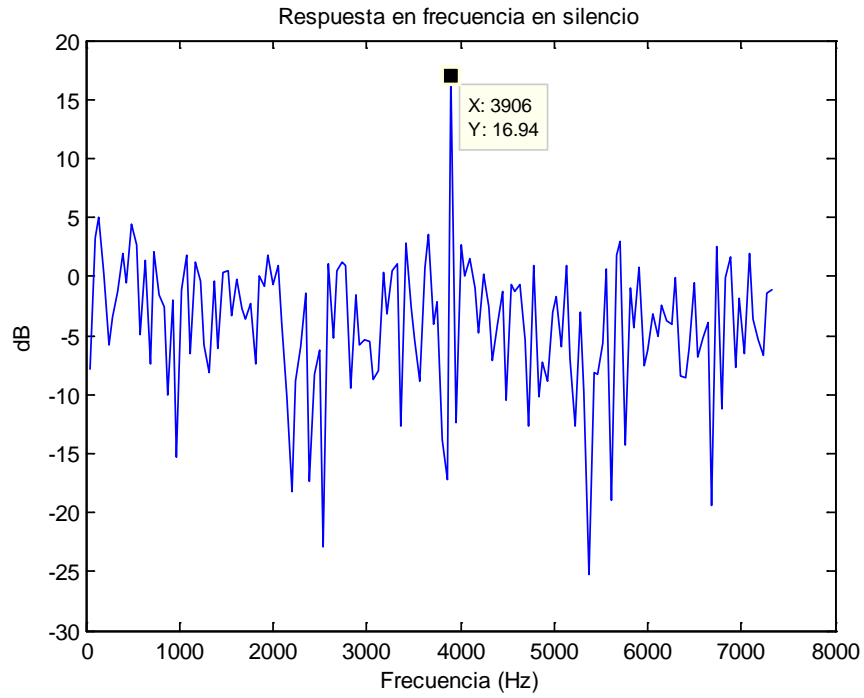


Figura 5.16. Respuesta en frecuencia en silencio.

b. Respuesta en frecuencia tono puro a 1KHz:

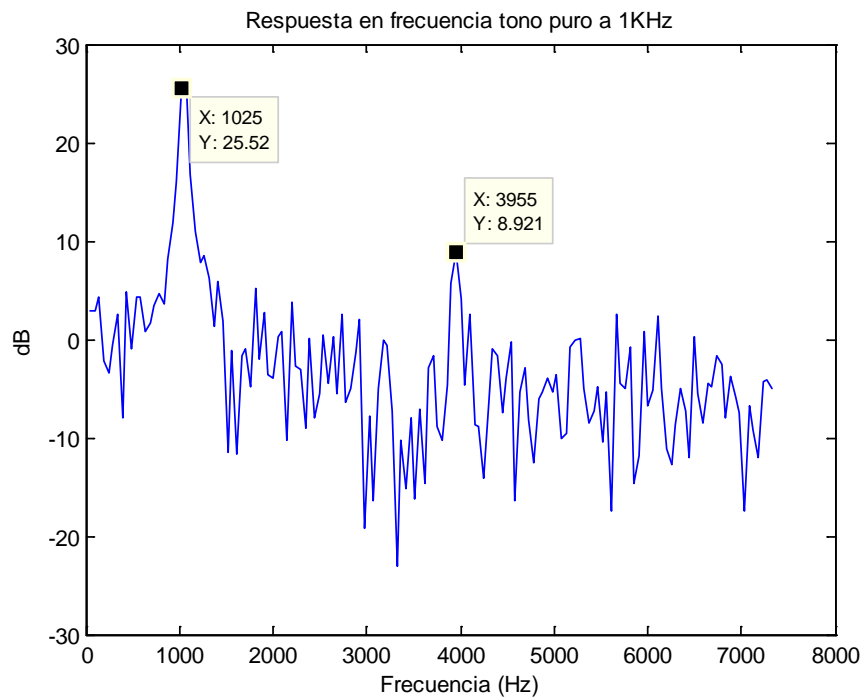


Figura 5.17. Respuesta en frecuencia tono puro a 1KHz.

c. Respuesta en frecuencia tono puro a 2KHz:

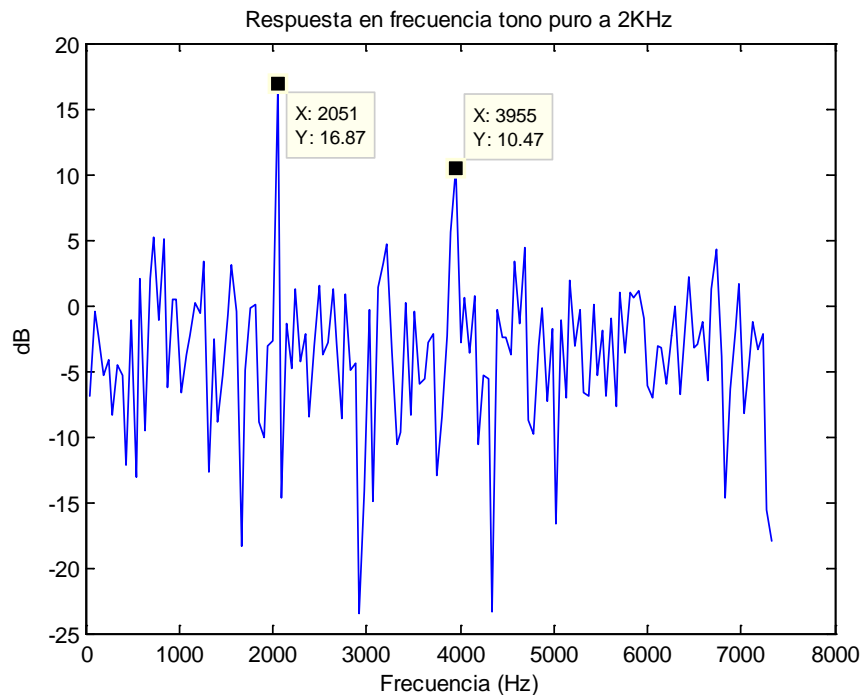


Figura 5.18. Respuesta en frecuencia tono puro a 2KHz.

Los resultados ponen de manifiesto un mejor comportamiento en frecuencia cuando se hace uso de compensación de alimentación. Esto se puede apreciar comparando las señales en silencio, para la primera (Figura 5.13) el nivel de señal medio es mayor debido al ruido que no ha sido compensado. En la segunda (Figura 5.16), el nivel de señal medio es inferior debido a la utilización de la compensación de alimentación que reduce el nivel de ruido. Por lo tanto, la compensación de alimentación permite reducir las variaciones bruscas de la tensión de la batería, disminuyendo el ruido que la misma introduce al circuito preamplificador. Aunque, al utilizar compensación no se obtienen las respuestas que se daban al alimentar el circuito mediante la fuente de alimentación externa. Tras analizar las diferentes respuestas en frecuencia, se llega a la conclusión de que el problema reside en la alimentación del SunSPOT, ya que la batería de dicho dispositivo introduce ruido al circuito preamplificador.

Analizando las respuestas en frecuencia, aparece un pico fijo a unos 4KHz, tras realizar varias pruebas se descubre que el pico lo genera el propio puerto analógico de entrada al realizar el muestreo de 8 KHz. Es decir, el propio puerto analógico de entrada introduce ruido al circuito, dado que se muestrea a 8 KHz, la señal que aparece en frecuencia es justo la mitad de la frecuencia de muestreo (Teorema del muestreo de Nysquist-Shanon). Es decir, se tienen dos fuentes de ruido, la primera proviene de la

batería del SunSPOT y la segunda del muestreo del puerto analógico de entrada. La primera fuente de ruido (batería), se reduce (no se elimina) mediante la compensación de alimentación como se ha comentado anteriormente. La segunda fuente de ruido (muestreo en el puerto analógico de entrada) no se puede reducir, pero si compensar en la medida de lo posible mediante la constante de calibración.

5.3.1.4 Fabricación del circuito de preamplificación

Tras el diseño teórico del circuito preamplificador, se procede a su fabricación para su posterior integración en el SunSPOT. Para ello se utiliza placa de circuito impreso o PCB, permitiendo un soporte en el cual soldar los distintos componentes que conforman el circuito. Los circuitos impresos están compuestos por una capa de material semiconductor (normalmente baquelita o fibra de vidrio), otra encima de material conductor (cobre) y superpuesto a esta una película de resina fotosensible.

En el diseño del circuito impreso se ha utilizado un software específico llamado *PCB Wizard* [198], obteniendo una plantilla con las pistas representado en la Figura 5.17.

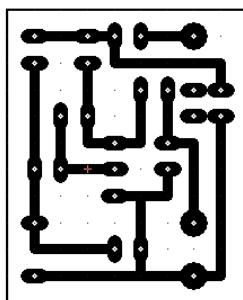


Figura 5.17. Plantilla de circuito impreso para circuito de preamplificación.

Una vez que se tiene la plantilla del circuito impreso se imprime en acetato para su posterior uso en el proceso de fabricación. El proceso de fabricación del circuito de preamplificación se divide en los siguientes pasos:

- 1) Impresión de la plantilla del circuito en acetato.
- 2) Insolado: superponer el acetato a la placa de circuito impreso y exponer a luz ultravioleta durante 3 minutos y medio.
- 3) Revelado: sumergir la placa de circuito impreso en disolución de NaOH (6 ml) y H₂O (100 ml). Cuando se vean las pistas se saca de la disolución y se aclara con H₂O.

- 4) Atacado: sumergir la placa en una disolución de HCl (16 ml), H₂O₂ (21 ml) y H₂O (100 ml), hasta que todo el cobre sobrante sea eliminado.
- 5) Con un paño con un poco de acetona se limpia la placa para eliminar impurezas.
- 6) Se taladra el circuito y al acabar se le aplica resina en spray para su correcto aislamiento.
- 7) Por último, se procede a la soldadura manual con estaño de los componentes del circuito.

El aspecto del circuito de adquisición de datos, se ilustra en la Figura 5.18, donde se puede apreciar su reducido tamaño y su especial adaptación a las dimensiones del SunSPOT.



Figura 5.18. SunSPOT con circuito de adquisición de datos integrado.

5.3.2 Arduino Due

En una segunda fase de desarrollo, se opta por utilizar un dispositivo comercial especialmente diseñado para soluciones de audio, que además de un micrófono disponga de una etapa de preamplificación. La solución [199] dispone de un micrófono Electret con un ancho de banda que comprende toda la banda audible (20 Hz – 20.000 Hz) y una etapa de preamplificación que hace uso de un amplificador Maxim MAX4466 [195]. La placa dispone de un potenciómetro que permite ajustar la ganancia (25x - 125x). Por otro lado, al ser un componente basado en una solución comercial, no han sido necesarias

pruebas de validación relacionadas con su diseño o rendimiento. La Figura 5.19, ilustra el diagrama de conexión entre la placa de adquisición de datos y el Arduino Due.

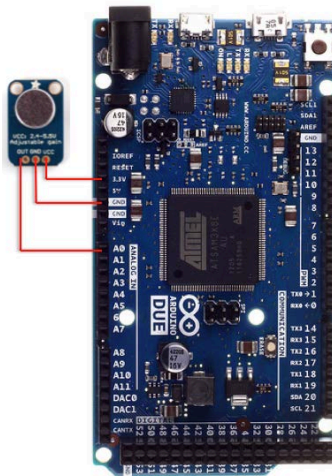


Figura 5.19. Arduino Due con circuito de adquisición de datos.

5.4 Algoritmo Software

En este apartado, se describe el proceso de desarrollo del algoritmo software propuesto y su integración en los nodos SunSPOT y Arduino Due. La Figura 5.20, ilustra la estructura de bloques que lo conforman, y las variables de entrada y de salida.

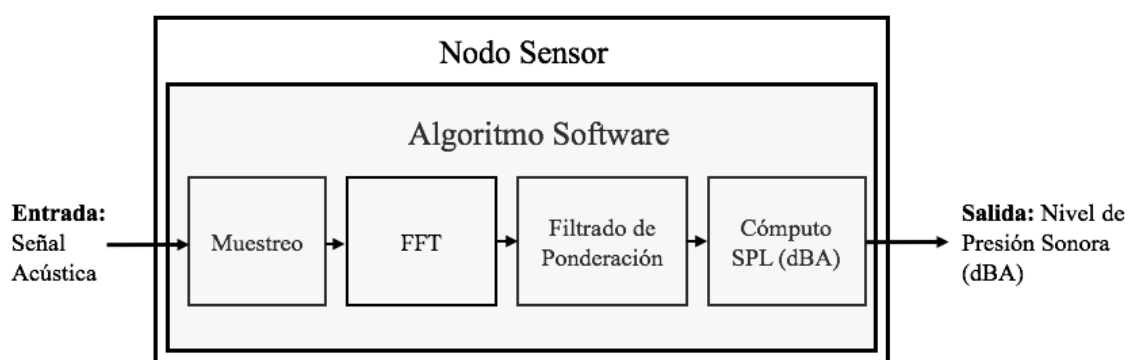


Figura 5.20. Componentes que conforman el algoritmo software.

A continuación, se van a describir en detalle cada uno de los bloques funcionales y su adaptación a ambos sensores, así como el proceso de calibración.

5.4.1 Muestreo

El *primer bloque* (Figura 5.21) funcional es responsable de muestrear la señal acústica (variable de entrada), mediante la configuración vía software del ADC. Tal y como se comentó anteriormente, el estándar IEC651 Type 2 SLM [40] requiere de un ancho de banda mínimo de 8 KHz; por lo tanto, es necesaria una frecuencia de muestreo mínima de 16 KHz. Respecto al tiempo de integración o tiempo de captura, el estándar fija dos: a) respuesta lenta (1 s) y b) respuesta rápida (125 ms). Este bloque envía información (variables de salida) al siguiente bloque (FFT), esta información incluye las muestras, tipo de ventana temporal, frecuencia de muestreo (al menos 16 KHz), y la resolución de bit de datos utilizada por el ADC.

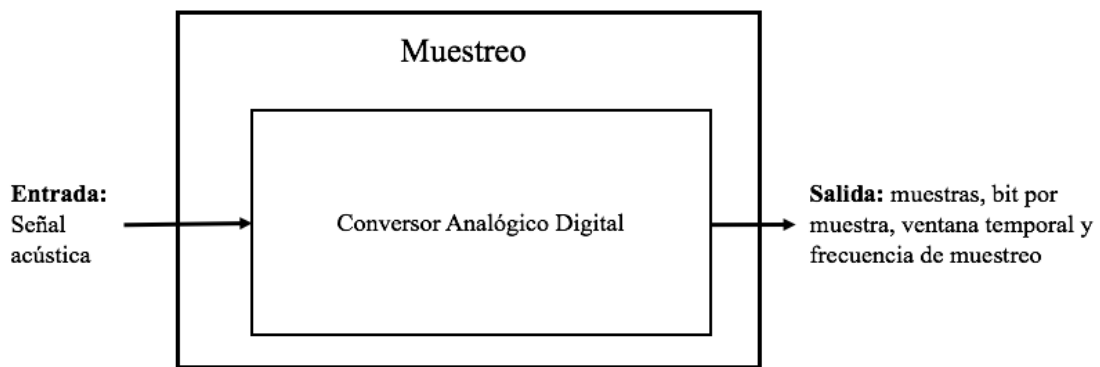


Figura 5.21. Bloque de muestreo con variables de entrada y salida.

5.4.1.1 SunSPOT

El convertor analógico digital del SunSPOT es un ADT7411 [189] con una resolución de dato de 10 bit. Posee cuatro puertos analógicos de entrada (A0-A3) y dos modos de operación: a) modo *Round Robin* (por defecto) y b) modo *Single Channel*. El modo *Round Robin*, realiza un ciclo de lectura de los cuatro puertos analógicos con tiempo de ciclo mínimo de 578,96 μ s (1,2 KHz de frecuencia de muestreo máxima por puerto). El modo *Single Channel*, únicamente realiza la lectura en un puerto (previamente seleccionado) con un tiempo máximo de ciclo de 44,5 μ s (22,3 KHz de frecuencia de muestro). Por lo tanto, para disponer de la máxima frecuencia de muestreo posible se opta por configurar el ADC en modo *Single Channel*.

El ADT7411 dispone de un reloj interno que teóricamente es capaz de muestrear a 22,3 KHz. Aunque dicha frecuencia de muestreo no es real, debido a que tienen que tener en cuenta los tiempos de lectura y escritura en memoria; además de los retardos de

las funciones software asociadas. Lo que se traduce en una reducción significativa de la frecuencia de muestreo disponible, pasando de 22,3 KHz a 8 KHz. El ADT7411 almacena el dato en dos registros de memoria independientes; uno almacena los 8 bits más significativos, y otro los 2 bits menos significativos. Es decir, para construir el dato de 10 bit, es necesario acceder a dos registros de memoria. Por lo tanto, la frecuencia de muestreo de 8 KHz no es suficiente para cumplir con los requisitos mínimos fijados en el estándar [40].

En este sentido, se intenta optimizar el tiempo de acceso a los registros y se consigue duplicar la frecuencia de muestreo prescindiendo del registro que contiene los dos bits menos significativos. Logrando muestrear a 16 KHz a costa de una pérdida de resolución, lo que se traduce en una pérdida de sensibilidad ante pequeñas variaciones de señal. Aunque, se compensa con una ganancia significativa en cuanto a ancho de banda; permitiendo obtener el doble de información de la señal acústica en el dominio de la frecuencia.

5.4.1.2 Arduino Due

El Arduino Due dispone de un ADC con una resolución de dato de 12 bit, con una frecuencia de muestreo real de hasta 50 KHz. Se opta por una frecuencia de muestreo de 33 KHz con una resolución de dato de 12 bit, ampliando el espectro de frecuencia mínimo marcado en el estándar [40]. La elección de dicha frecuencia de muestreo, se debe a las limitaciones de memoria del dispositivo y a la adecuación de la longitud del número de muestras a base dos (sección 5.4.2.2).

5.4.2 FFT

El *segundo bloque* (Figura 5.22) recibe las muestras de audio del primer bloque y las procesa para calcular la FFT. Adicionalmente, recibe información necesaria como el tipo de ventana temporal, bit por muestra y frecuencia de muestreo. Este bloque funcional es el más complejo e importante, dado que es el encargado de realizar el análisis de la señal acústica en el dominio de la frecuencia. Permitiendo obtener información de las frecuencias dominantes, patrones y picos. Por este motivo, requiere de una mayor cantidad de recursos de memoria y CPU. En este sentido, se llevaron a cabo numerosas pruebas de rendimiento para determinar la longitud óptima de la FFT, y de esta forma ganar en eficiencia. Asimismo, se realiza un análisis exhaustivo de las funciones software, para reducir el consumo en memoria y en tiempo de ejecución.

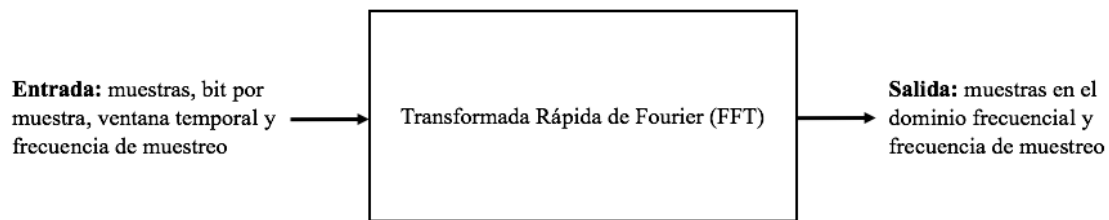


Figura 5.22. Bloque de FFT con variables de entrada y salida.

5.4.2.1 SunSPOT

Con el objetivo de reducir el tiempo de ejecución en el SunSPOT, se propone la siguiente configuración en el bloque de muestreo: 2.048 muestras para una respuesta rápida y 16.384 muestras para la respuesta lenta. Este tipo de optimización se basa en la propia naturaleza de la FFT, debido a que es más eficiente en cuanto al tiempo de ejecución, la utilización de vectores de datos con longitudes en base dos. Esto supone una pequeña variación en el tiempo de ambas ventanas temporales, 128 ms para la respuesta rápida y 1,024 s para la ventana lenta. Estas variaciones en las ventanas temporales son despreciables, porque no superan el 3%. Debido a las limitaciones de memoria en el sensor, no es posible obtener la FFT para una ventana temporal de respuesta lenta (1,024 s). Por lo tanto, se implementó el cálculo de la FFT únicamente para la ventana temporal de respuesta rápida (128 ms). Esto supone una disminución significativa en cuanto a consumo de recursos, una mayor autonomía, y una reducción del tiempo de ejecución. A su vez, permite utilizar la memoria restante para su uso en otros bloques funcionales.

5.4.2.2 Arduino Due

Con el objetivo de reducir el tiempo de ejecución en el Arduino Due, se propone la siguiente configuración en el bloque de muestreo: 4.096 muestras para una respuesta rápida y 32.768 muestras para la respuesta lenta. Este tipo de optimización se basa en la propia naturaleza de la FFT, debido a que es más eficiente en cuanto al tiempo de ejecución, la utilización de vectores de datos con longitudes en base dos. Esto supone una pequeña variación en el tiempo de ambas ventanas temporales, 124 ms para la respuesta rápida y 0,99 s para la ventana lenta. Estas variaciones en las ventanas temporales son despreciables, porque no superan el 1%. Debido a las limitaciones de memoria en el sensor, no es posible obtener la FFT para una ventana temporal de respuesta lenta (0,99 s). Por lo tanto, se implementó el cálculo de la FFT únicamente para la ventana temporal de respuesta rápida (124 ms). Esto supone una disminución significativa en cuanto a consumo de recursos, una mayor autonomía, y una reducción del tiempo de ejecución. A su vez, permite utilizar la memoria restante para su uso en otros bloques funcionales.

5.4.3 Filtro de ponderación

El *tercer bloque* funcional (Figura 5.23), recibe las muestras espectrales de la señal acústica del bloque de FFT y se les aplica un filtrado de ponderación tipo A. Asimismo, recibe información de la frecuencia de muestreo utilizada, dicha variable es necesaria para la obtención de los coeficientes de ponderación de cada muestra espectral. Esta etapa de filtrado, permite simular la respuesta del oído humano. La expresión matemática que se utiliza normalmente para calcular las componentes del filtro de ponderación, depende de la frecuencia y obedece a la normativa IEC 61672-1:2013 [34].

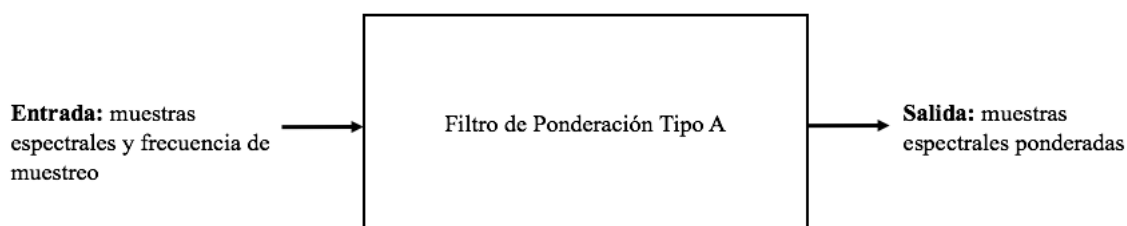


Figura 5.23. Bloque de filtrado de ponderación tipo A, con variables de entrada y de salida.

Sin embargo, tal y como se comenta en la sección 5.3.2, la utilización de operaciones con números de gran tamaño es una limitación para estos dispositivos. Por lo que, se opta por la utilización de una expresión equivalente (5.4) para reducir la complejidad de las operaciones matemáticas requeridas. Lo que permite, minimizar el consumo de recursos como CPU y memoria, así como reducir el consumo de batería.

5.4.4 Cálculo del nivel de presión sonora en dBA

Finalmente, el *cuarto bloque* (Figura 5.24) realiza el cálculo de la energía total de las componentes en frecuencia ya ponderadas (variable de entrada), para obtener el nivel de presión sonora en dBA. A su vez, recibe información relativa a la duración de la ventana temporal. Para ello, se hace uso de la expresión 5.10 propuesta en la sección 5.3.3. Aunque dicha expresión, depende de la obtención de la constante de calibración que se describe con detalle en la sección 5.4.5.

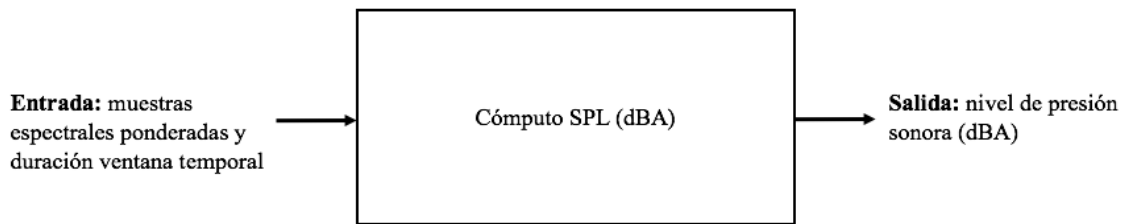
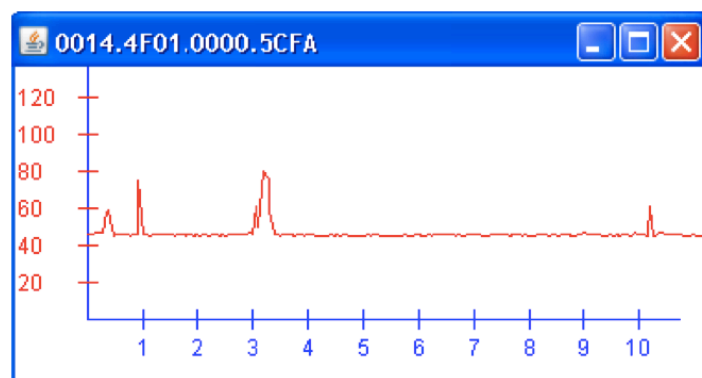


Figura 5.24. Bloque de cómputo SPL, con variables de entrada y de salida.

Desde el punto de vista de consumo de memoria y CPU, este bloque es el menos exigente. Sin embargo, se han utilizado técnicas de optimización de software [200-201] para reducir en la medida de lo posible el coste computacional, memoria necesaria y consumo de batería. Dicha optimización se basa en técnicas de codificación de bucle, como: expansión de bucles, reducción de potencia y eliminación de variables de inducción.

5.4.5 Interfaz gráfico

Siguiendo con el primer objetivo de la tesis (sección 1.3.1), se ha desarrollado un interfaz gráfico que permite la visualización de los niveles de presión sonora en tiempo real. La figura 5.25, ilustra los interfaces gráficos desarrollados⁸ para ambos sensores, donde se muestran los niveles de presión sonora (dBA) con respecto al tiempo transcurrido en minutos. La resolución temporal (eje x) se ajusta automáticamente dependiendo del periodo entre medidas.



(a)

⁸ En el caso de Arduino Due, el propio IDE de Arduino proporciona un interfaz gráfico por defecto.

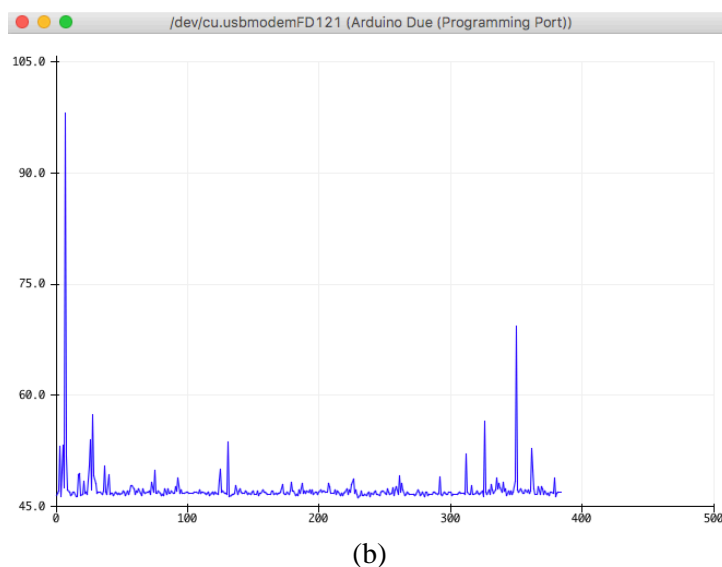


Figura 5.25. Interfaces gráficas: (a) SunSPOT; (b) Arduino Due.

5.4.6 Tiempo medio de ejecución

Se realizan pruebas para determinar el tiempo medio de ejecución del algoritmo, en el SunSPOT y en el Arduino Due. Para ello, se añaden al código fuente algunas primitivas, que permiten calcular la duración en cada una de las iteraciones del algoritmo. En la Tabla 5.1, se muestran los resultados de dichas pruebas para cada tipo de nodo sensor.

Tabla 5.1. Tiempos medios de ejecución en ambos sensores.

Nodo Sensor	Frecuencia de muestreo	Duración de Ventana Temporal (ms)	Duración media por iteración de algoritmo (ms)
SunSPOT	16 KHz	128	1000
Arduino Due	33 KHz	124	1000

Los resultados ponen de manifiesto el buen rendimiento del algoritmo, ya que de media no supera el segundo en tiempo de ejecución. Por lo tanto, es viable la obtención de los niveles de presión sonora en tiempo real con una granularidad de 1s.

5.4.7 Proceso de calibración

A la hora de calcular los niveles de presión sonora en dBA (expresión 5.10), es necesaria la compensación de la energía perteneciente a la señal de continua (DC), mediante la constante de calibración, C . Dicha constante, se obtiene mediante un proceso de calibración previo que se debe de aplicar en cada nodo sensor. Para ello, se hace uso de una serie de componentes entre los que se encuentran: un sonómetro comercial calibrado, un portátil con Matlab y altavoces. A continuación, se detalla la configuración utilizada en ambos nodos y las pruebas realizadas.

La configuración relativa al bloque de muestreo (sección 5.4.1) utilizada en los sensores para el proceso de calibración es la siguiente:

- SunSPOT:
 - Frecuencia de muestreo: 16 KHz.
 - Ventana temporal: 128 ms.
- Arduino Due:
 - Frecuencia de muestreo: 33 KHz.
 - Ventana temporal: 124 ms.

A continuación, se resumen los pasos llevados a cabo en el proceso de calibración en ambos sensores:

1. Colocar el sonómetro y el sensor a una distancia de 1 metro de los altavoces.
2. Mediante Matlab se genera una señal de audio (misma frecuencia de muestreo que el sensor) de un tono puro a 1 KHz durante 30 segundos. En paralelo, se mide el nivel de presión sonora (dBA) cada segundo en el sensor (con $C=0$) y en el sonómetro.
3. Se repite el punto 2) con un tono de 2 KHz.
4. Se repite el punto 2) con un ruido blanco.

Con los datos obtenidos en las medidas anteriores, se hace una media de la diferencia en dBA de los niveles de ruido medidos por el sonómetro y los medidos por los nodos sensores. El resultado de dicha media, corresponde con el valor de la constante de calibración, C . Matemáticamente se puede expresar:

$$C (dBA) = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{90} \left(\sum_{n=1}^{30} 10^{\frac{(Y_{1KHz}[n]-X_{1KHz}[n])}{10}} + \sum_{n=1}^{30} 10^{\frac{(Y_{2KHz}[n]-X_{2KHz}[n])}{10}} + \sum_{n=1}^{30} 10^{\frac{(Y_{white}[n]-X_{white}[n])}{10}} \right) \right] \quad (5.11)$$

$X_{1KHz} [n]$: SPL(dBA) medido por el sensor para un tono de 1 KHz

$Y_{1KHz} [n]$: SPL(dBA) medido por el sensor para un tono de 1 KHz

$X_{2KHz} [n]$: SPL(dBA) medido por el sensor para un tono de 2 KHz

$Y_{2KHz} [n]$: SPL(dBA) medido por el sensor para un tono de 2 KHz

$X_{white} [n]$: SPL(dBA) medido por el sensor para ruido blanco

$Y_{white} [n]$: SPL(dBA) medido por el sensor para ruido blanco

donde n es el número de medidas. A continuación, se introduce el valor de la constante de calibración en el código fuente, quedando los sensores calibrados.

5.4.8 Consumo de batería

El objetivo de esta sección, es medir el consumo de energía en ambos sensores, así como obtener una función matemática para estimar la duración media de la batería. En el caso del SunSPOT, se hace uso de unas funciones software para calcular el consumo de energía en el sensor. Por el contrario, en el Arduino Due no es posible utilizar funciones software, por lo que las medidas se realizan utilizando un amperímetro. Asimismo, es importante destacar las fuentes de consumo de energía que entran en juego cada vez que se ejecuta el algoritmo en los nodos. Dichas fuentes se resumen en:

- Consumo de los distintos componentes hardware del propio del sensor.
- Consumo del sistema de adquisición de datos:
 - Micrófono.
 - Circuito de preamplificación.

- Consumo de las funciones software utilizadas en cada uno de los bloques funcionales.
- Consumo de las funciones software por defecto.

Las pruebas realizadas se basan en la ejecución del algoritmo una vez por minuto, para un total de 30 ejecuciones. Dicha periodicidad facilita la lectura del amperímetro en el caso del Arduino Due. Entre ejecuciones, los sensores de forma autónoma pasan a modo de bajo consumo. En el SunSPOT se opta por utilizar el modo de sueño profundo, en el que el consumo se reduce a 34 μ Ah. En el Arduino Due, aunque la propia CPU dispone de modos de bajo consumo, no es posible utilizarlos debido a su configuración hardware.

En la Tabla 5.2, se muestran los resultados de consumo medio de energía, obtenidos para cada tipo de nodo sensor. A su vez, se detalla la frecuencia de muestreo y el tipo de ventana temporal utilizadas durante las pruebas.

Tabla 5.2. Consumos de energía medios.

Nodo Sensor	Frecuencia de muestreo	Duración de Ventana Temporal (ms)	Consumo medio por ejecución (mA)
SunSPOT	16 KHz	128	0,09
Arduino Due	33 KHz	124	1,66

Los resultados ponen de manifiesto la diferencia de consumo entre ambos dispositivos, siendo mayor en el caso del Arduino Due. Esto se debe principalmente, a la imposibilidad de hacer uso de un modo de bajo consumo. Por otro lado, la solución pasa por la utilización de baterías con una mayor capacidad, disponibles actualmente en el mercado.

En este sentido, se presenta la expresión 5.12, que permite estimar la duración de la batería en número de horas. Utiliza como variables de entrada la capacidad total de la batería en mA, consumo medio del sensor por ejecución en mA y el número de ejecuciones por hora.

$$T_{batería}(\text{horas}) = \frac{\text{Capacidad de la batería (mA)}}{C_{\text{medio sensor}} \left(\frac{\text{mA}}{\text{ejecución}} \right) \cdot N \left(\frac{\text{ejecuciones}}{\text{hora}} \right)} \quad (5.12)$$

A modo de ejemplo, se estima la duración máxima de la batería en ambos sensores, en el caso de utilizar una batería de 720 mAh y para una ejecución por minuto ($N = 60$). Aplicando dichos parámetros de entrada a la expresión 5.12 para cada sensor, se tiene que la duración de la batería sería:

- SunSPOT: 133 horas.
- Arduino Due: 7,22 horas.

5.5 Resultados

En esta sección, se describen las diferentes pruebas de medición de los niveles de ruido, llevadas a cabo durante el desarrollo de la presente tesis doctoral. Las pruebas se dividen en dos fases de desarrollo, que se diferencian en el tipo de dispositivo utilizado. Tal y como se comentó anteriormente, en una primera fase se utilizan nodos SunSPOT para terminar haciendo uso de nodos Arduino Due.

En primer lugar, se describen los elementos utilizados en las pruebas, dichos elementos se resumen en:

- Nodos sensores (SunSPOT y Arduino Due) con sus sistemas de adquisición de datos.
- Un sonómetro (SLM) comercial, modelo PCE-353 [202].
- Un portátil con Matlab.
- Altavoces.

En este sentido, las pruebas se dividen dependiendo de la localización en dos categorías: interiores y exteriores. Dichas categorías utilizarán arquitecturas de red diferentes. A su vez, existen subcategorías que definen el tipo de señal o naturaleza de la misma: 1) tonos puros, 2) ruido blanco, 3) música y 4) ruido de un entorno urbano. Por lo tanto, en el caso de interiores las señales utilizadas son de tipo 1, 2 y 3. En el caso de medidas en exteriores, se realizan medidas de ruido en un entorno urbano, es decir, señal de tipo 4.

5.5.1 Arquitectura de red

La arquitectura de red utilizada en las pruebas llevadas a cabo en interiores, se ilustra en la Figura 5.26. Los nodos sensores y el SLM se disponen a una distancia de los altavoces de medio metro. Dependiendo de la fase de desarrollo, se utiliza un tipo de nodo sensor u otro (SunSPOT o Arduino Due).

Para las pruebas en exteriores (Figura 5.27), se utilizan dos localizaciones distintas que comprenden dos calles alrededor de los edificios del campus de Linares (Jaén). La distancia entre los equipos de medida (nodos sensores y SLM) y la calle es de unos 10 metros.

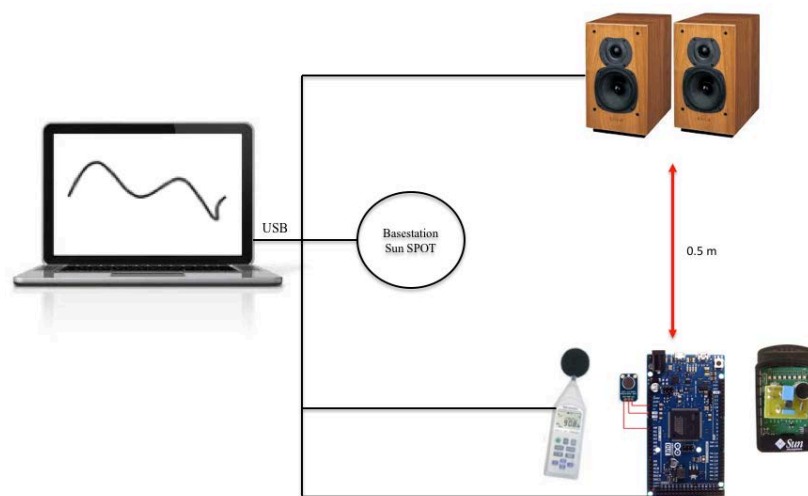


Figura 5.26. Arquitectura de red para pruebas en interior.

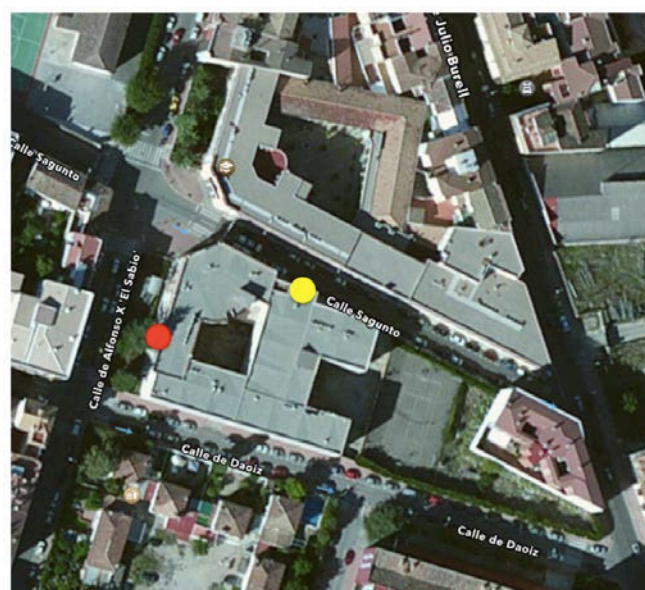


Figura 5.27. Localizaciones de los puntos de sondeo para pruebas en exterior.

A continuación, se describe en detalle cada prueba realizada y los resultados obtenidos en cada una de ellas.

5.5.2 Pruebas con tonos puros

En esta prueba perteneciente a la primera fase de desarrollo (nodos SunSPOT), se genera una señal de audio mediante Matlab, compuesta por siete tonos puros que comprenden frecuencias entre 1 KHz y 7 KHz, con incrementos de 1 KHz. De esta forma, se evalúa el comportamiento del SunSPOT en todo el ancho de banda que es capaz de muestrear (8 KHz). Esta prueba no se realiza en la segunda fase de desarrollo (nodos Arduino Due), debido a que es más eficiente utilizar la señal de ruido blanco. Asimismo, se genera la misma señal para tres niveles distintos de intensidad: 60 dBA, 70 dBA y 85 dBA. Para cada nivel de intensidad, se calcula el nivel de presión sonora equivalente, L_{Aeq} , después de repetir el experimento 30 veces. La duración de cada experimento es de 5 segundos. Los resultados se muestran en la Figura 5.28, donde se puede apreciar las diferencias entre el SLM y el SunSPOT.

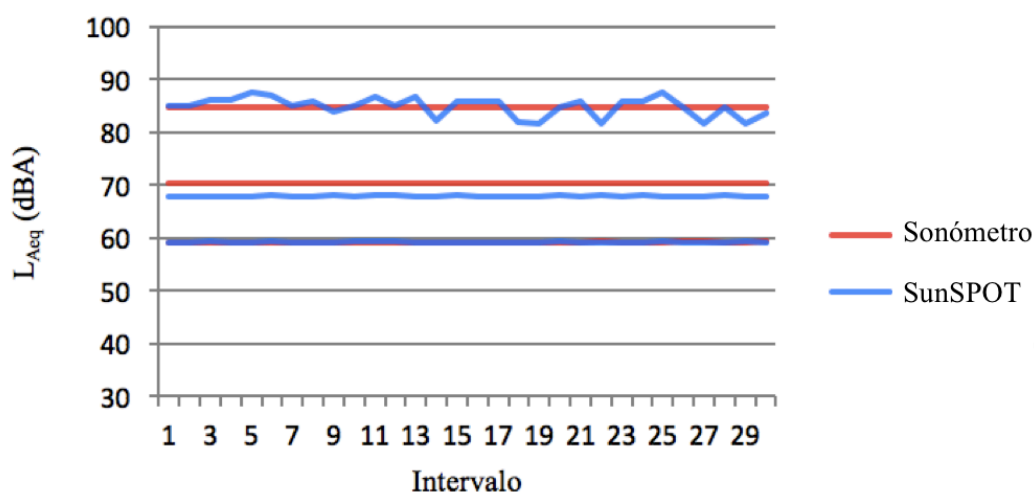


Figura 5.28. Medidas con tonos puros entre 1KHz y 7 KHz.

En cambio, para evaluar el comportamiento del SunSPOT, es necesario obtener su margen de error con respecto al SLM. Para ello, se calcula el valor medio de las 30 medidas de L_{Aeq} , para cada nivel de intensidad (60 dBA, 70 dBA y 85 dBA). Asimismo, se obtiene el error absoluto (Diferencia (dBA)) y el error relativo (% Error), del SunSPOT con respecto al SLM. Los resultados se presentan en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3. Obtención del margen de error del SunSPOT con respecto al SLM, para los tres niveles de intensidad (60 dBA, 70 dBA y 85 dBA).

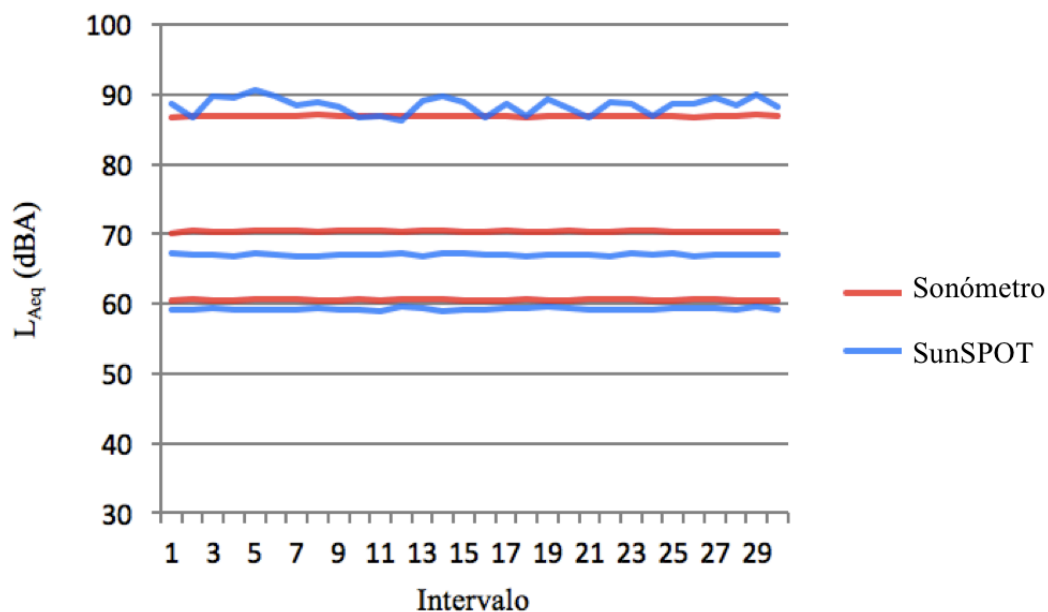
	L_{Aeq} SLM (dBA)	L_{Aeq} Sensor (dBA)	Diferencia (dBA)	%Error
Intensidad 1	59,20	59,22	0,02	0,03
Intensidad 2	70,40	67,96	2,44	3,47
Intensidad 3	84,80	84,90	0,10	0,12
		Media:	1,01	1,21

Tal y como se puede apreciar en los resultados, la mayor diferencia se presenta en la señal con el nivel de intensidad 2 (70 dBA), siendo de 2,44 dBA (3,47 % de error). Teniendo en cuenta la media para los tres niveles de intensidad, la diferencia entre el SunSPOT y el SLM es inferior al 2 % o 1,01 dBA.

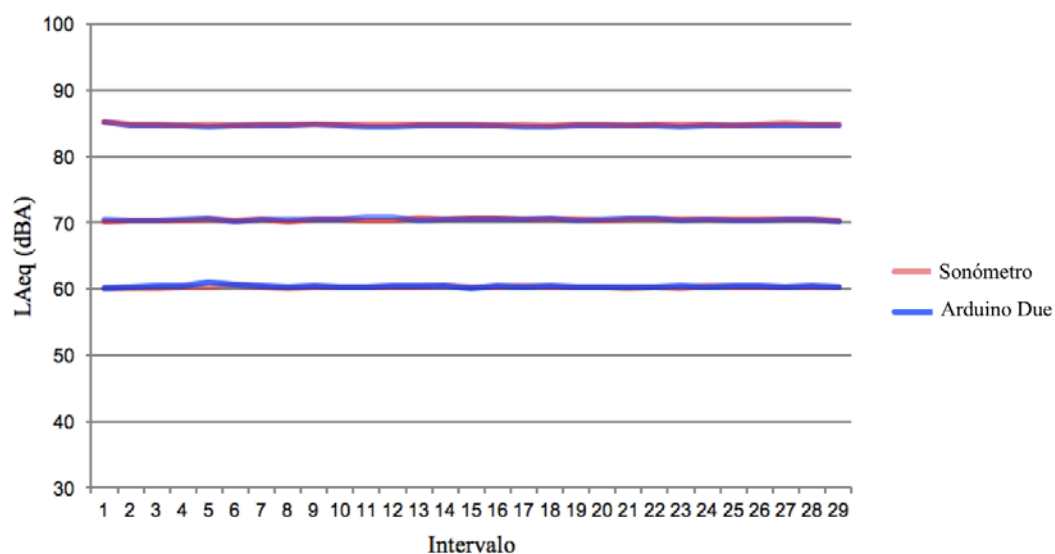
Los resultados ponen de manifiesto el buen comportamiento del SunSPOT en toda la banda de frecuencia que es capaz de muestrear, es decir, 8 KHz. Las diferencias con respecto al sonómetro se deben principalmente a dos factores: (a) sincronización entre ambos dispositivos, (b) rango de frecuencia por encima de 8 KHz que no es accesible al SunSPOT y (c) ruido de la batería y el ADC en el circuito de preamplificación. Los factores que más inciden en el error del sensor son (b) y (c). Por lo tanto, el error de sincronización tiene un impacto menor, debido a la relativa poca variabilidad temporal de la señal acústica.

5.5.3 Pruebas con ruido blanco

En esta prueba perteneciente a la primera y segunda fase de desarrollo (SunSPOT y Arduino Due), se genera una señal de ruido blanco mediante Matlab, para tres niveles distintos de intensidad: 60 dBA, 70 dBA y 85 dBA. El objetivo es evaluar el comportamiento del SunSPOT y Arduino Due en toda la banda audible (20 – 20.000 Hz). Para cada nivel de intensidad se calcula el nivel de presión sonora equivalente, L_{Aeq} , después de repetir el experimento 30 veces. La duración de cada experimento es de 5 segundos. Los resultados obtenidos se ilustran en la Figura 5.29, donde se puede apreciar las diferencias entre los nodos sensores con respecto al SLM.



(a)



(b)

Figura 5.29. Medidas con ruido blanco: (a) SunSPOT; (b) Arduino Due.

En cambio, para evaluar el comportamiento de los nodos sensores, es necesario obtener su margen de error con respecto al SLM. Para ello, se calcula el valor medio de las 30 medidas de L_{Aeq} , para cada nivel de intensidad (60 dBA, 70 dBA y 85 dBA). Asimismo, se obtiene el error absoluto (Diferencia (dBA)) y el error relativo (% Error), del SunSPOT con respecto al sonómetro. Los resultados se presentan en las Tablas 5.4 y 5.5.

Tabla 5.4. Obtención del margen de error del SunSPOT con respecto al SLM, para ruido blanco.

	L_{Aeq} SLM (dBA)	L_{Aeq} Sensor (dBA)	Diferencia (dBA)	%Error
Intensidad 1	60,50	59,24	1,26	2,08
Intensidad 2	70,30	67,01	3,29	4,68
Intensidad 3	86,80	88,61	1,81	2,08
		Media:	2,21	2,95

Tabla 5.5. Obtención del margen de error del Arduino Due con respecto al SLM, para ruido blanco.

	L_{eqA} SLM (dBA)	L_{Aeq} Sensor (dBA)	Diferencia (dBA)	%Error
Intensidad 1	60,25	60,37	0,15	0,25
Intensidad 2	70,44	70,46	0,15	0,21
Intensidad 3	84,65	84,80	0,16	0,19
		Media:	0,15	0,22

Los resultados para ruido blanco, muestran diferencias de rendimiento entre ambos nodos sensores. El SunSPOT tiene un error medio de 2,95 % y el Arduino Due de 0,20 %. Este error está relacionado con la sincronización de los sensores y el SLM, y la frecuencia de muestreo. La sincronización es muy compleja, debido a las funciones software utilizadas en cada dispositivo. El error de sincronización dependerá de la variabilidad temporal de la señal acústica. En este escenario de prueba, la señal generada se mantiene constante y por esta razón, su influencia en la tasa de error es menor. La otra fuente de error es la frecuencia de muestreo, porque los nodos no son capaces de manejar toda la banda audible. El Arduino Due no puede medir frecuencias por encima de 17 KHz, así como el SunSPOT por encima de 8 KHz. Por este motivo, el Arduino Due dispone de menor tasa de error que el SunSPOT, dado que dispone de más del doble de ancho de banda. Asimismo, el SunSPOT tiene la problemática asociada al ruido que la batería y el ADC añaden al circuito de preamplificación. Por otro lado, la tasa de error del Arduino Due para ruido blanco, se puede considerar despreciable.

5.5.4 Pruebas con música

En este escenario de pruebas con música, se han dividido los resultados por nodo sensor, debido a que las pruebas se realizaron en distintas fases de desarrollo con distintas

fuentes. Por lo tanto, el escenario de pruebas se divide en dos: (a) el primero, con un SunSPOT y un SLM y, (b) el segundo, con un Arduino Due y un SLM. A continuación, se describe en detalle ambas pruebas y los resultados obtenidos en cada una de ellas.

a) SunSPOT y SLM

En este escenario de prueba, se hace uso de varias pistas de audio basadas en conciertos de Elvis Presley, con una duración de 8 horas y 30 minutos. La frecuencia de muestreo de la señal de audio es de 44,1 KHz, con lo que es posible evaluar el comportamiento del SunSPOT con frecuencias por encima de su rango de funcionamiento. Los niveles de presión sonora se han calculado cada segundo en el sensor y en el SLM. El indicador de ruido L_{Aeq} , se ha calculado para intervalos de 15 minutos hasta un total de 30 intervalos. La Figura 5.30, ilustra los resultados obtenidos en la prueba.

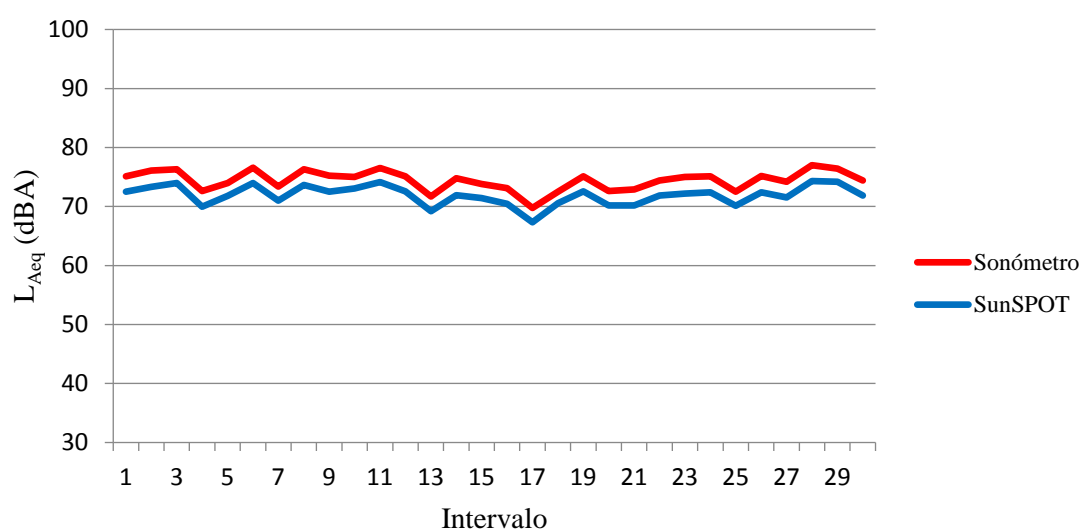


Figura 5.30. Prueba con música en SunSPOT.

Por otro lado, los datos obtenidos se muestran en la Tabla 5.6, donde se puede apreciar los márgenes de error del sensor para cada uno de los intervalos de 15 minutos. Los resultados ponen de manifiesto, que la diferencia entre el sensor y el SLM en cada intervalo, no supera el 3,5 % o 3 dBA. En cuanto al error medio del sensor, no supera el 3,38 % o 2,52 dBA.

Tabla 5.6. Datos obtenidos por el SunSPOT y SLM para pruebas con música.

	L_{Aeq} SLM (dBA)	L_{Aeq} Sensor (dBA)	Diferencia (dBA)	%Error
Intervalo 1	75,10	72,50	2,60	3,47
Intervalo 2	76,10	73,30	2,80	3,67
Intervalo 3	76,30	73,97	2,33	3,06
Intervalo 4	72,60	69,99	2,61	3,60
Intervalo 5	74,00	71,78	2,22	3,00
Intervalo 6	76,60	73,97	2,63	3,44
Intervalo 7	73,40	70,99	2,41	3,29
Intervalo 8	76,30	73,64	2,66	3,49
Intervalo 9	75,20	72,51	2,69	3,58
Intervalo 10	75,00	73,03	1,97	2,62
Intervalo 11	76,50	74,11	2,39	3,12
Intervalo 12	75,10	72,54	2,56	3,40
Intervalo 13	71,70	69,21	2,49	3,47
Intervalo 14	74,80	71,93	2,87	3,83
Intervalo 15	73,80	71,43	2,37	3,22
Intervalo 16	73,10	70,45	2,65	3,62
Intervalo 17	69,75	67,32	2,43	3,48
Intervalo 18	72,50	70,56	1,94	2,67
Intervalo 19	75,10	72,55	2,55	3,39
Intervalo 20	72,60	70,20	2,40	3,30
Intervalo 21	72,90	70,19	2,71	3,72
Intervalo 22	74,40	71,86	2,54	3,41
Intervalo 23	75,00	72,20	2,80	3,74
Intervalo 24	75,10	72,41	2,69	3,58
Intervalo 25	72,50	70,12	2,38	3,28
Intervalo 26	75,15	72,42	2,73	3,64
Intervalo 27	74,20	71,54	2,66	3,58
Intervalo 28	77,00	74,31	2,69	3,49
Intervalo 29	76,40	74,20	2,20	2,88
Intervalo 30	74,40	71,84	2,56	3,44
		Media:	2,52	3,38

b) Arduino Due y SLM

En este escenario de prueba, se hace uso de una pista de audio de un concierto de Michael Jackson con una duración de 29 minutos. La frecuencia de muestreo de la señal de audio es de 44,1 KHz, con lo que se cubre todo el espectro audible. Los niveles de presión sonora se han calculado cada segundo en el sensor y en el SLM. El indicador de ruido L_{Aeq} , se ha calculado para intervalos de 1 minuto hasta un total de 29 intervalos. La Figura 5.31, ilustra los resultados obtenidos en la prueba.

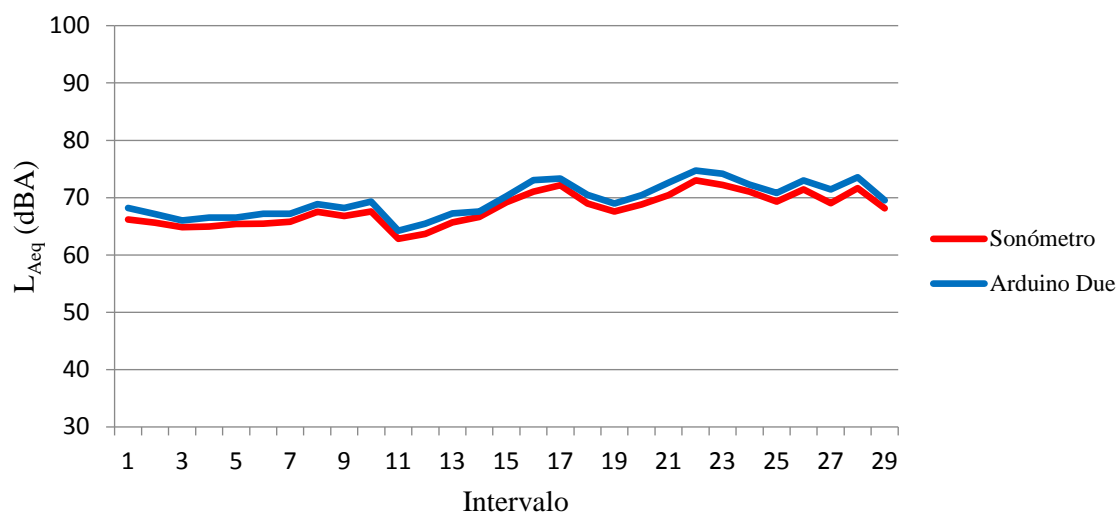


Figura 5.31. Prueba con música en Arduino Due.

Por otro lado, los datos obtenidos se muestran en la Tabla 5.7, donde se puede apreciar los márgenes de error del sensor para cada uno de los intervalos de 1 minuto. Los resultados ponen de manifiesto, que la diferencia entre el sensor y el SLM en cada intervalo, no supera el 3,2 % o 2,4 dBA. En cuanto al error medio del sensor, no supera el 2,28 % o 1,57 dBA.

Tabla 5.7. Datos obtenidos por el Arduino Due y SLM para pruebas con música.

	L_{Aeq} SLM (dBA)	L_{Aeq} Sensor (dBA)	Diferencia (dBA)	%Error
Intervalo 1	66,16	68,18	2,02	3,05
Intervalo 2	65,64	67,11	1,48	2,25
Intervalo 3	64,84	66,03	1,19	1,84
Intervalo 4	64,95	66,50	1,55	2,39
Intervalo 5	65,38	66,51	1,14	1,74
Intervalo 6	65,48	67,18	1,70	2,59
Intervalo 7	65,78	67,21	1,43	2,18
Intervalo 8	67,55	68,87	1,32	1,96
Intervalo 9	66,82	68,22	1,40	2,10
Intervalo 10	67,58	69,32	1,74	2,57
Intervalo 11	62,82	64,23	1,41	2,25
Intervalo 12	63,67	65,46	1,79	2,82
Intervalo 13	65,69	67,23	1,54	2,35
Intervalo 14	66,66	67,58	0,93	1,39
Intervalo 15	69,21	70,28	1,07	1,55
Intervalo 16	71,04	73,05	2,00	2,82

Intervalo 17	72,17	73,35	1,18	1,63
Intervalo 18	68,96	70,48	1,52	2,21
Intervalo 19	67,59	68,96	1,37	2,03
Intervalo 20	68,81	70,45	1,64	2,39
Intervalo 21	70,45	72,63	2,19	3,10
Intervalo 22	73,01	74,72	1,71	2,34
Intervalo 23	72,24	74,26	1,93	2,67
Intervalo 24	71,07	72,28	1,21	1,71
Intervalo 25	69,31	70,80	1,49	2,15
Intervalo 26	71,41	73,02	1,61	2,25
Intervalo 27	69,03	71,42	2,39	3,46
Intervalo 28	71,64	73,56	1,92	2,67
Intervalo 29	68,14	69,54	1,40	2,05
		Media:	1,57	2,28

Al igual que en el caso de ruido blanco, la sincronización no es perfecta y no se captura todo el espectro audible, lo que repercute directamente en el error. Aunque en este caso, la variabilidad temporal de la señal es muy alta, lo que provoca que la problemática de la sincronización adquiera una mayor influencia en los resultados. Por este motivo, el error obtenido en este escenario de pruebas, es mayor que en el caso de ruido blanco en ambos sensores. Adicionalmente, en el caso de SunSPOT la problemática asociada a la batería y ADC, incrementa su tasa error en todas las medidas.

5.5.5 Pruebas en centro urbano

El último escenario de pruebas, que comprende ambas fases de desarrollo (1ª y 2ª), se lleva a cabo en una zona urbana. Para ello, se realizan dos experimentos: a) el primero, con un Arduino Due, un SunSPOT y un SLM y, b) el segundo, sólo con un nodo Arduino Due.

a) *Arduino Due, SunSPOT y SLM*

Siguiendo con la arquitectura de red utilizada en exterior (sección 5.5.1), se ubican los nodos junto con el SLM en dos localizaciones diferentes (Figura 5.27: punto rojo, SunSPOT + SLM; punto amarillo, Arduino Due + SLM). Se realizan mediciones de ruido durante una hora (12:30 PM – 13:30 PM), calculando los niveles de presión sonora cada segundo. Asimismo, se obtiene el indicador L_{Aeq} para los cuatro intervalos de 15 minutos.

Las Tablas 5.8 y 5.9, ilustran los valores de L_{Aeq} , el error medio absoluto (Diferencia (dBA)), y el error medio relativo (% Error), entre los nodos sensores y el SLM para los cuatro intervalos de 15 minutos.

Tabla 5.8. Medidas de SunSPOT y SLM en entorno urbano.

	L_{Aeq} SLM (dBA)	L_{Aeq} SunSPOT (dBA)	Diferencia (dBA)	%Error
Intervalo 1	58,40	59,70	1,30	2,23
Intervalo 2	57,90	59,10	1,20	2,07
Intervalo 3	59,70	60,79	1,09	1,82
Intervalo 4	60,00	60,91	0,91	1,52
		Media:	1,12	1,91

Tabla 5.9. Medidas de Arduino Due y SLM en entorno urbano.

	L_{Aeq} SLM (dBA)	L_{Aeq} Arduino Due (dBA)	Diferencia (dBA)	%Error
Intervalo 1	60,59	60,71	0,12	0,20
Intervalo 2	60,02	60,90	0,89	1,48
Intervalo 3	60,85	61,44	0,59	0,97
Intervalo 4	61,15	61,70	0,55	0,90
		Media:	0,55	0,90

De nuevo, los resultados muestran un mejor comportamiento del Arduino Due con respecto al SunSPOT (problemática relacionada con ruido de la batería y ADC). Por otro lado, el error medio relativo es inferior comparado con el obtenido en las medidas realizadas con ruido blanco. Esto es debido a que, en zonas urbanas la energía de la señal acústica se concentra en regiones de baja frecuencia (< 8 KHz), lo que ayuda a reducir el error en ambos nodos sensores. En cambio, en las pruebas con ruido blanco la energía se reparte en toda la banda audible, lo que se traduce en un mayor error con respecto al SLM. En resumen, ambos nodos muestran un buen comportamiento, siendo las diferencias mínimas ($< 1,13$ dBA) con respecto al SLM.

b) Arduino Due

En una segunda fase de desarrollo (nodos Arduino Due), se realizan medidas de ruido en un entorno urbano durante una semana (15/03/2015 00:00 – 21/03/2015 23:59). El Arduino Due se sitúa en una calle del centro urbano (Figura 5.28: punto amarillo) y se calculan los niveles de presión sonora cada segundo y el indicador L_{Aeq} para intervalos de 30 segundos. Asimismo, se obtienen una serie de indicadores que se detallan a continuación. La Figura 5.32, muestra los valores de L_{Aeq} , para cada intervalo de 30 segundos.

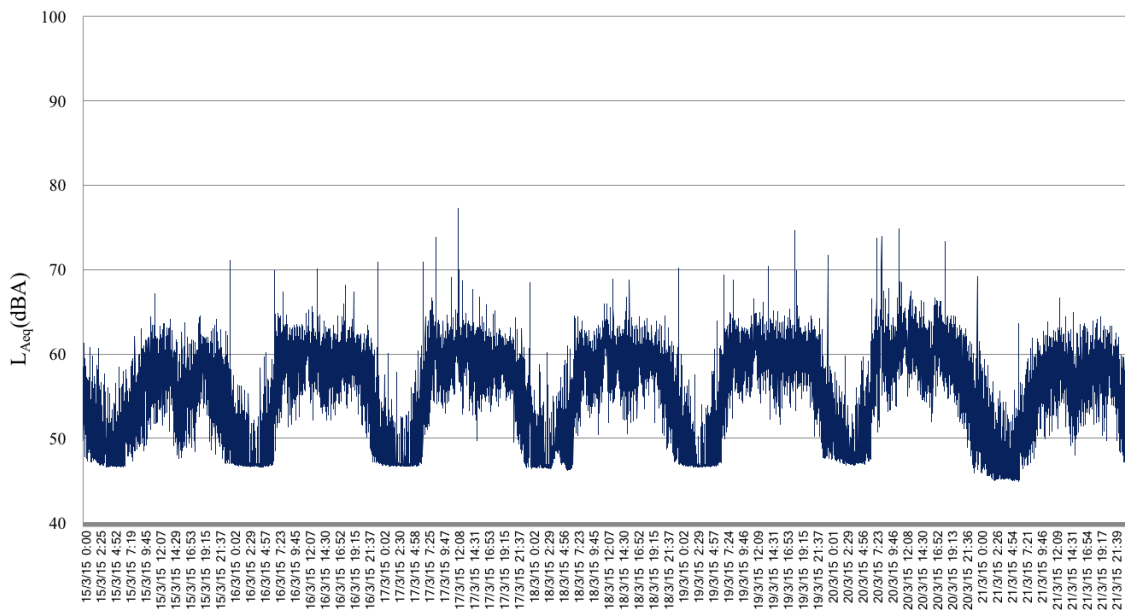


Figura 5.32. Valores de L_{Aeq} en entorno urbano para una semana.

La Tabla 5.10, muestra el indicador L_{Aeq} diario, así como los indicadores de día (L_d), tarde (L_e) y noche (L_n). Dichos indicadores son calculados por el propio sensor para cada día de la semana.

Tabla 5.10. Indicadores de ruido calculados por el Arduino Due.

	L_{Aeq} (dBA) 00:00 – 23:59 h	L_d (dBA) 07:00 – 19:00 h	L_e (dBA) 19.00 – 23:00 h	L_n (dBA) 23:00 – 07:00 h
Domingo 15/03/2015	56,2	57,2	57,6	51,9
Lunes 16/03/2015	57,9	59,6	58,4	52,0
Marte 17/03/2015	58,4	60,2	58,2	50,8
Miércoles 18/03/2015	57,9	59,6	58,4	51,5
Jueves 19/03/2015	58,7	60,3	59,1	52,5
Viernes 20/03/2015	59,8	61,8	58,9	51,6
Sábado 21/03/2015	56,6	57,6	58,2	52,2

Los niveles de presión sonora máximos (SPL_{max}) de cada intervalo de 30 segundos, obtenidos por el sensor para la semana en cuestión se presentan en la Figura 5.33. El máximo SPL es de 99,8 dBA, medido el 17/03/2013 a las 12:26:42 PM.

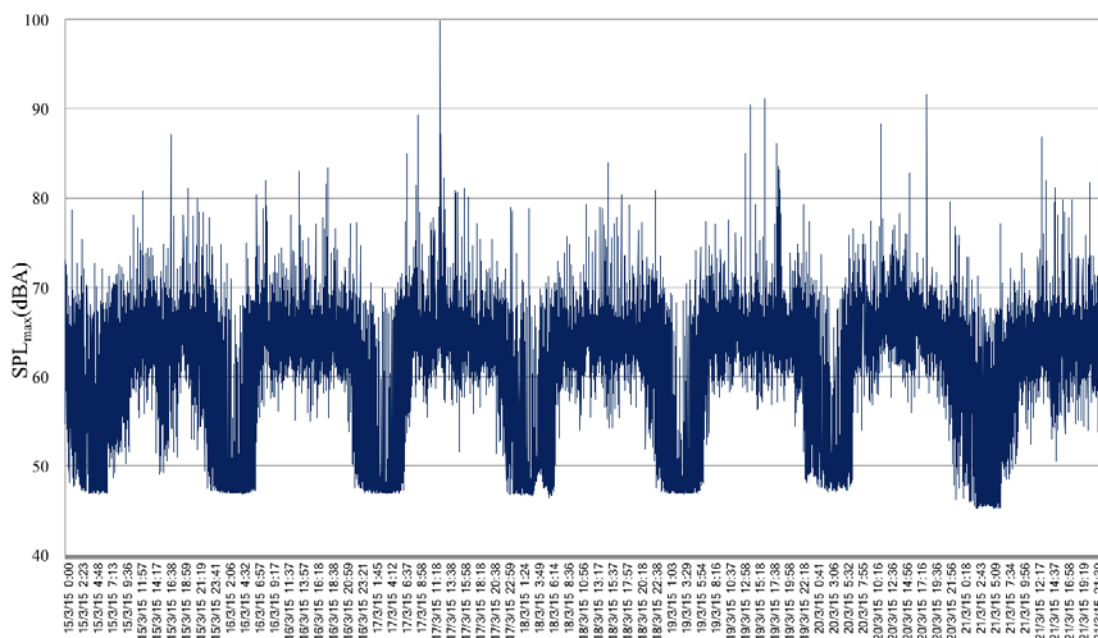


Figura 5.33. Valores de SPL_{max} en entorno urbano para una semana.

Los niveles de presión sonora mínimos (SPL_{min}) de cada intervalo de 30 segundos, obtenidos por el sensor para la semana en cuestión se presentan en la Figura 5.34. El mínimo SPL es de 44,7 dBA, medido el 21/03/2013 a las 04:06:19 PM.

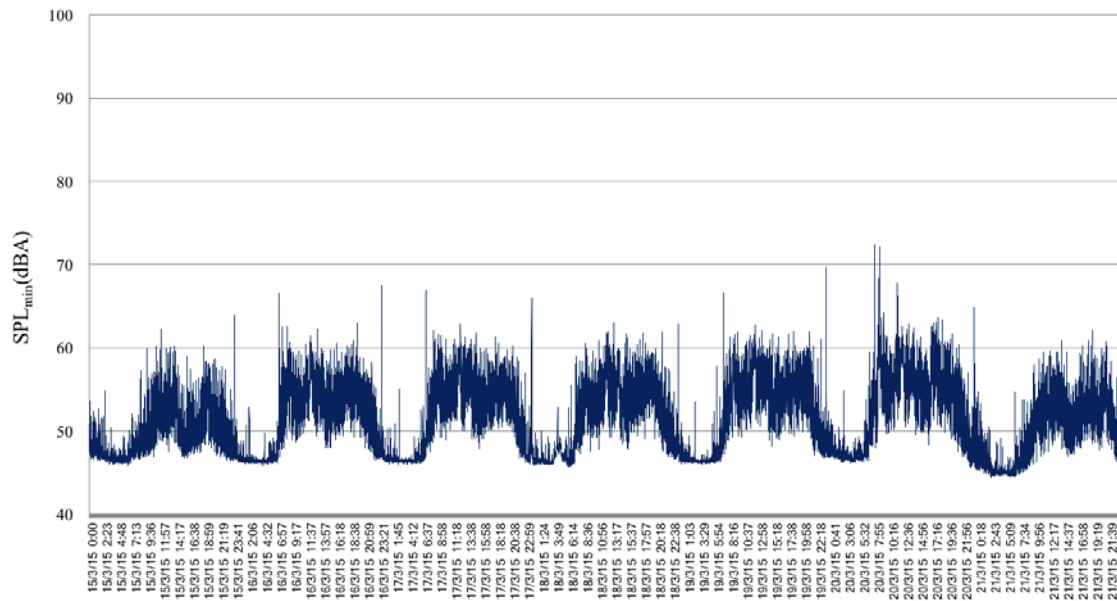


Figura 5.34. Valores de SPL_{min} en entorno urbano para una semana.

Tal y como se aprecia en las Figuras 5.33 y 5.34, los valores máximos y mínimos de SPL son muy parecidos durante la madrugada.

Por otro lado, para la evaluación del patrón de frecuencia en el entorno urbano, el Arduino Due obtiene la frecuencia (Hz) dominante cada segundo. El patrón de frecuencia (Hz) dominante, se calcula mediante la media de los valores por segundo de cada intervalo de 30 segundos. Asimismo, se calculan las frecuencias máximas y mínimas para dichos intervalos. El patrón de frecuencia dominante medio para la semana se presenta en la Figura 5.35.

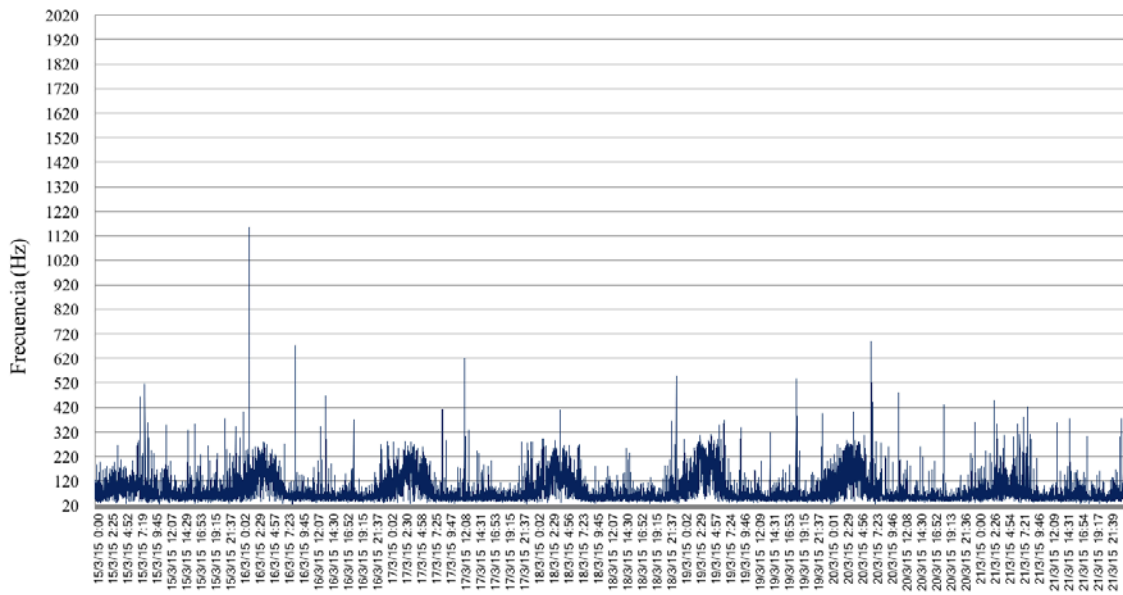


Figura 5.35. Patrón de frecuencia dominante en un entorno urbano para una semana.

Tal y como se puede apreciar en la Figura 5.35, la energía de la señal acústica se concentra en las frecuencias por debajo de 300 Hz, es decir, en la zona de baja frecuencia.

Las Figuras 5.36 y 5.37, presentan los datos de frecuencias máximas y mínimas obtenidas por el Arduino Due para una semana.

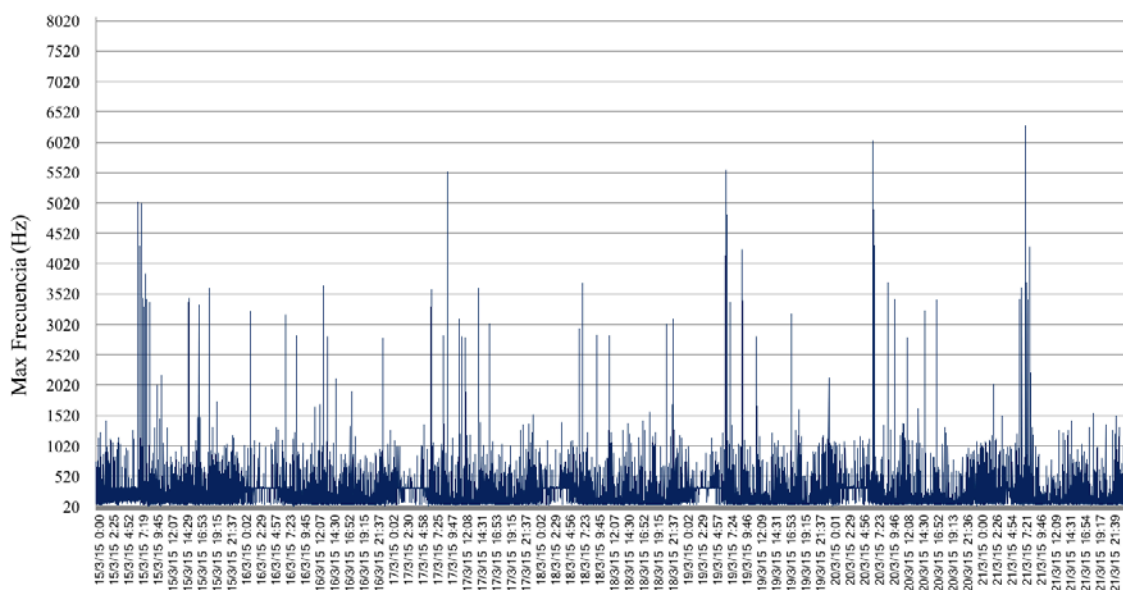


Figura 5.36. Frecuencias máximas en un entorno urbano para una semana.

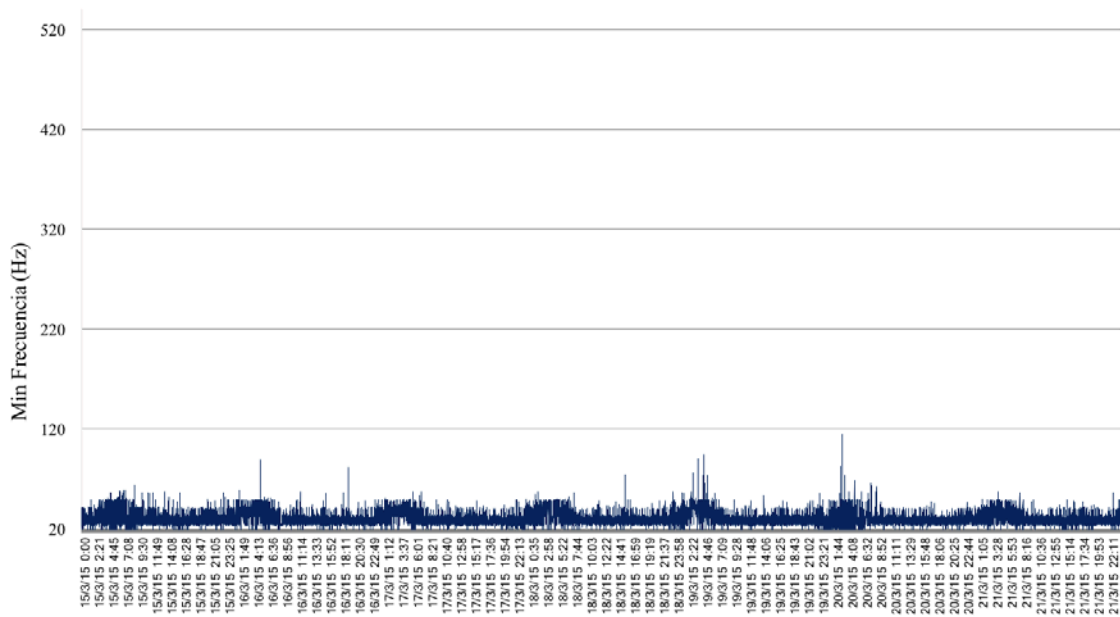


Figura 5.37. Frecuencias mínimas en un entorno urbano para una semana.

Los resultados obtenidos en un entorno urbano por el Arduino Due durante la semana en cuestión, aportan gran cantidad de información. Sobre todo, la relativa a los patrones en frecuencia del entorno urbano. Las frecuencias dominantes se encuentran por debajo de los 400 Hz, es decir, en la zona de muy baja frecuencia. Asimismo, se confirma que las frecuencias máximas (Figura 5.36) no superan los 8 KHz.

5.6 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un algoritmo experimental basado en un análisis en frecuencia, especialmente diseñado para dispositivos con capacidades muy limitadas, para la monitorización de ruido en tiempo real. Hace uso de un análisis en frecuencia mediante FFT e incluye un filtrado de ponderación tipo A. Permitiendo el cálculo de los indicadores de ruido más significativos en tiempo real: L_{Aeq} , L_d , L_e and L_n . Asimismo, es posible obtener información acerca de los patrones de frecuencia en tiempo real.

En primer lugar, se ha descrito la estructura del algoritmo propuesto, así como su integración en dos tipos de nodos sensores: SunSPOT y Arduino Due. Detallando cada uno de los bloques funcionales de los que se compone dicho algoritmo.

Para verificar el comportamiento del sistema propuesto, se han realizado una serie de pruebas con diferentes escenarios, comparando los resultados obtenidos con un sonómetro comercial. Las pruebas ponen de manifiesto que los resultados obtenidos por

el Arduino Due y SunSPOT, son muy similares a los del sonómetro. Aunque, el Arduino Due muestra un mayor rendimiento en comparación con el SunSPOT, debido a que dispone de una mayor frecuencia de muestreo y un mejor sistema de adquisición de datos.

Las medidas realizadas por los nodos sensores en una calle de una zona urbana, muestran que las diferencias con respecto al sonómetro son inferiores al 2 % o 1,2 dBA (Según las especificaciones del sonómetro, su margen de error es de ± 2 dBA.) en una primera fase de desarrollo (nodos SunSPOT). Consiguiendo reducir el margen de error en una segunda fase de desarrollo (nodos Arduino Due), hasta un 0,9 % o 0,55 dBA. Los resultados obtenidos, no dejan lugar a la duda en cuanto a la viabilidad del prototipo para su uso en aplicaciones de monitorización de ruido en tiempo real. Siendo posible generar mapas espaciales y temporales de ruido, para cualquier tipo de entorno (zonas urbanas, aeropuertos, etc.) en tiempo real.

Teniendo en cuenta lo expuesto anteriormente, se puede concluir que se cumple con el objetivo propuesto en la sección 1.3.1, quedando refrendada la primera hipótesis de la presente tesis.

Capítulo 6

6. Indicador de ruido borroso (FNI)

6.1 Introducción

En este capítulo se presenta un Sistema Borroso Basado en Reglas (FRBS), para la obtención de un indicador de ruido borroso, en inglés *Fuzzy Noise Indicator* (FNI), siguiendo con el segundo objetivo de la tesis descrito en la sección 1.3.2. Dicho FNI, fue presentado en [203], como parte de la primera fase de desarrollo (nodos SunSPOT) de la presente tesis doctoral. Asimismo, se describen las pruebas llevadas a cabo y los resultados obtenidos en cada uno de ellas. El sistema propuesto, se compone de un FRBS que hace uso del algoritmo basado en análisis en frecuencia (Capítulo 5). El sistema, está especialmente diseñado y adaptado para su integración en dispositivos con recursos muy limitados, como WSN.

La percepción del ruido está sujeta a factores subjetivos, es decir, no existe una correlación directa entre los indicadores y la percepción subjetiva del ruido. Por consiguiente, los indicadores de ruido clásicos [17] no son indicadores adecuados para interpretar los efectos del ruido en los seres humanos. En cambio, existen otros factores que determinan en que personas el nivel de afectación es mayor o menor como, por ejemplo, la persistencia del ruido. En [18], los autores ponen de manifiesto que la molestia de ruido es un concepto subjetivo. A su vez, destacan que modelos de molestia de ruido deben ser definidos por conjuntos borrosos de posibles efectos, en lugar de procurar una predicción muy exacta.

En este sentido, mediante el FNI propuesto es posible inferir en el grado de molestia acústica. Cada nodo sensor ejecuta un FRBS adaptado, pero completo, que consiste en una base de conocimiento (KB), compuesto por reglas borrosas tipo IF-THEN, interfaces de entrada y salida, y un motor de inferencia [19]. Una de las principales ventajas de estos sistemas, es la capacidad de incorporar el conocimiento humano para la toma de decisiones en situaciones de falta de precisión e incertidumbre.

6.2 FRBS propuesto

Un FRBS (Fuzzy Rule Based System) es un sistema basado en reglas, donde se utiliza la lógica borrosa (FL) como una herramienta para la representación de las diferentes formas de conocimiento sobre un problema es cuestión [19]. Estos sistemas son una extensión de los sistemas clásicos basados en reglas de tipo “IF-THEN”, cuyos antecedentes y consecuencias están compuestas por declaraciones FL (reglas borrosas), en lugar de la lógica clásica.

Tradicionalmente los sistemas FRBSs necesitan de una gran cantidad de recursos computacionales, por este motivo no es viable una integración directa en dispositivos con capacidades muy limitadas, como WSNs. Para ello, es necesario el diseño de un FRBS adaptado, que permita un consumo óptimo de los recursos disponibles. Para ello, el FRBS propuesto, se basa en una estructura básica de Mamdani que introduce algunas modificaciones en el motor de inferencia. Dichas modificaciones se presentaron en un trabajo previo [204], y se resumen en:

- a) Solamente utilizan conjuntos difusos triangulares o trapezoidales, lo que disminuye el número de operaciones ejecutadas en el proceso de inferencia.
- b) Las interfaces de entrada y salida admiten únicamente conversiones lineales.
- c) Se utiliza un método de inferencia Infer-Aggregate (FITA).
- d) La base de conocimiento utiliza valores numéricos apropiados traducidos a partir de las etiquetas, variables y reglas lingüísticas.
- e) El motor de inferencia trabaja con valores numéricos de variables, conjuntos difusos y reglas en lugar de etiquetas lingüísticas.
- f) El número de conjuntos difusos definidos en cada variable es pequeño. Aunque no existe una relación directa entre el número de conjuntos difusos definidos en cada variable y el tiempo de inferencia, un número excesivo de conjuntos difusos implica un gran número de reglas y, como consecuencia, aumenta el tiempo de inferencia.

En este sentido, en [205] se presenta un FNI que permite a los nodos sensores inferir en el grado de molestia acústica subjetiva. El FRBS propuesto, dispone de dos variables de entrada: a) el nivel de presión sonora equivalente ponderado (filtro tipo A) y b) la persistencia en tiempo obtenida como la media de los 10 últimos valores; y una variable de salida borrosa: FNI. La Figura 6.1 muestra las variables KB y sus conjuntos borrosos de variables de entrada, y la Tabla 6.1 ilustra la configuración de las reglas utilizadas.

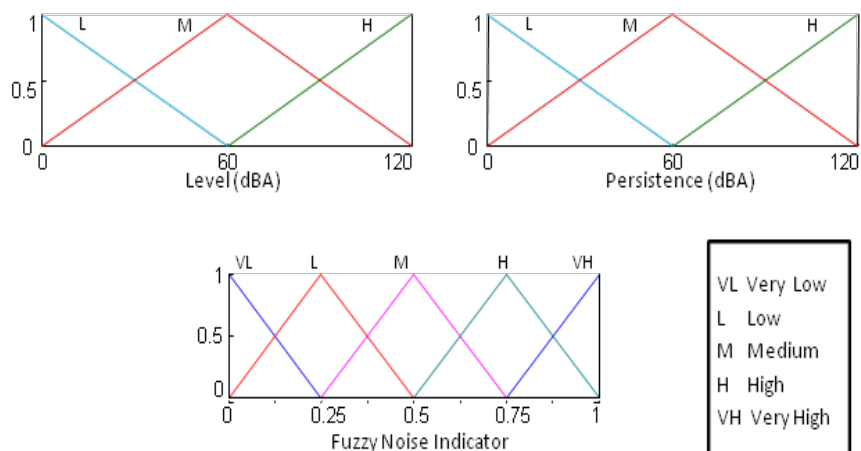


Figura 6.1. Conjuntos borrosos de entrada y conjunto borroso de salida.

Tabla 6.1. Configuración de las reglas utilizadas.

<i>Fuzzy Noise Indicator</i>	<i>Persistence</i>			
		L	M	H
<i>Level</i>	L	VL	VL	VL
	M	L	L	M
	H	M	H	VH
	VL: Very Low; L: Low; M: Medium; H: High; VH: Very High			

6.3 Resultados

En esta sección, se describen las pruebas llevadas a cabo para la evaluación del FNI propuesto. En primer lugar, se muestra la superficie de entrada-salida del FNI; en segundo lugar, una comparativa entre los niveles de presión sonora y el valor de FNI, para medidas realizadas en una zona urbana.

6.3.1 Superficie de entrada-salida del FNI

La Figura 6.2, muestra los valores del FNI que relaciona el nivel de ruido y la persistencia de ruido de acuerdo con las reglas de la Tabla 6.1.

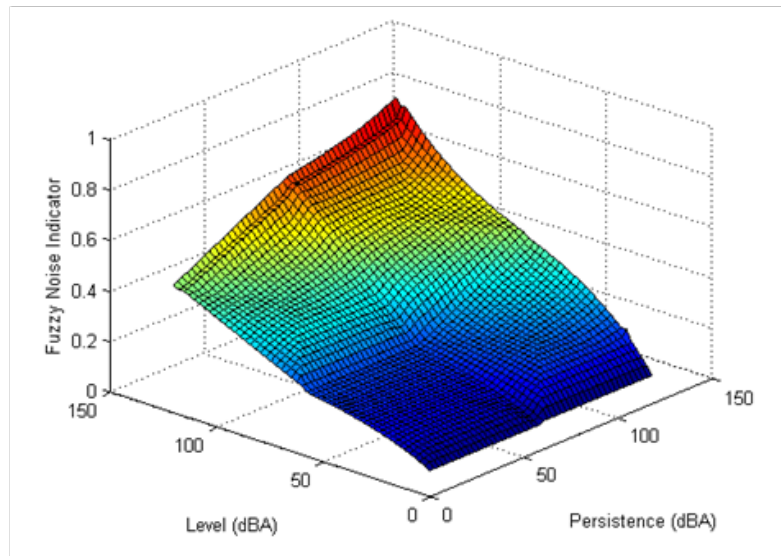


Figura 6.2. Superficie de entrada-salida del FNI.

6.3.2 Obtención del FNI en una zona urbana

Entre las medidas realizadas en una zona residencial [203], se obtiene el FNI para un periodo de seis minutos. La Figura 6.3 ilustra los niveles de presión sonora en dBA, y la Figura 6.4 los valores del FNI durante dicho intervalo.

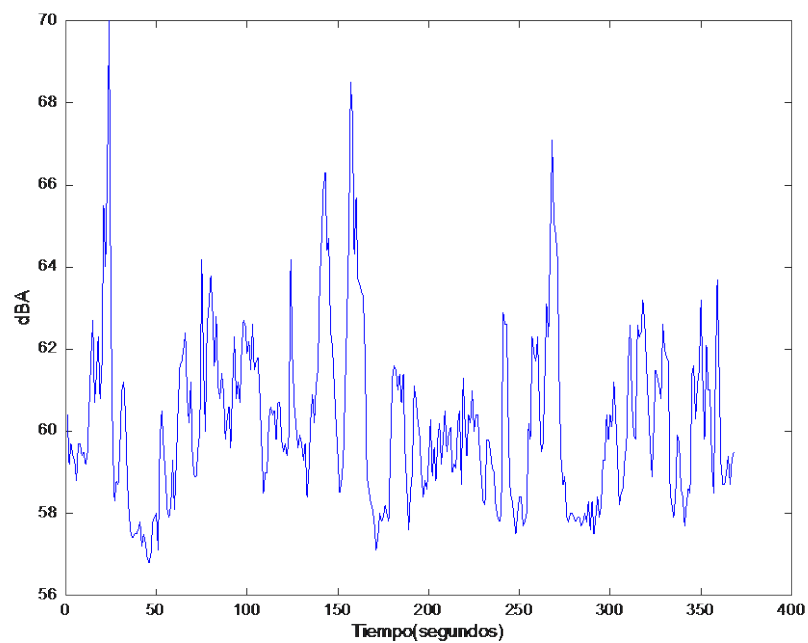


Figura 6.3. Niveles de presión sonora equivalente ponderada calculados cada segundo.

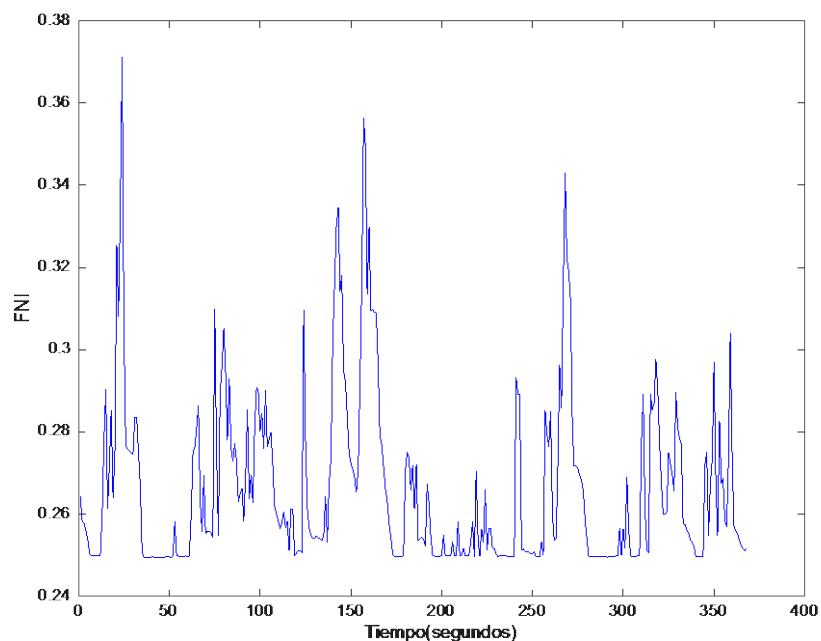


Figura 6.4. Valores de FNI para las medias de la Figura 6.3.

Se puede apreciar como el FNI y los niveles de presión sonora disponen de una envolvente muy parecida, coincidiendo los picos en ambas respuestas. Aunque la señal del FNI (Figura 6.4), dispone de menor variabilidad temporal debido al efecto de suavizado que aporta el FRBS. Esto permite simplificar el análisis de la información, debido a que permite discernir mejor los niveles de ruido con un mayor nivel de molestia.

6.4 Conclusiones

En esta sección se ha presentado la integración de un FRBS completo para la obtención de un indicador de ruido borroso (FNI) en dispositivos con capacidades muy limitadas. Los resultados ponen de manifiesto la validez de dicha integración y la viabilidad para la obtención de indicadores de ruido borrosos en redes de sensores en tiempo real. Cumpliendo con el objetivo propuesto en la sección 1.3.2 y con la segunda hipótesis de la presente tesis doctoral.

Parte III

Conclusiones y Líneas Futuras

Capítulo 7

7. Conclusiones y Líneas de Futuro

En este capítulo se describen las conclusiones y líneas de futuro obtenidas en los trabajos de investigación llevados a cabo en la presente tesis doctoral. En primer lugar, se detallan las conclusiones relacionadas con el algoritmo para la medición de ruido y el FRBS para la obtención de indicadores de ruido borrosos en dispositivos con capacidades reducidas. En segundo lugar, se describen las posibles líneas de futuro derivadas de las aportaciones presentes en esta tesis. Por último, se describen las contribuciones generadas durante los trabajos de desarrollo e implementación de los sistemas propuestos.

7.1 Conclusiones

Partiendo de los resultados obtenidos durante el desarrollo de la tesis se pueden extraer las siguientes conclusiones:

1. Es factible la integración de un algoritmo para el cálculo de los niveles de presión sonora en dispositivos con grandes limitaciones de cómputo, memoria, comunicaciones y batería. El algoritmo está especialmente diseñado para su adaptación a los recursos disponibles en los dispositivos. Asimismo, de las pruebas realizadas en la sección 5, se derivan las siguientes consideraciones:
 - a. El algoritmo permite obtener los niveles de presión sonora en dBA en tiempo real, con un margen de error en una zona urbana inferior al 2 % en nodos SunSPOT y de 1 % en nodos Arduino Due. Los resultados avalan el buen comportamiento de algoritmo para su utilización en aplicaciones de monitorización de ruido en tiempo real.
 - b. Es posible obtener indicadores de ruido estándar en tiempo real, como L_{Aeq} , L_d , L_e and L_n .
 - c. Dado que el algoritmo hace uso de un análisis en frecuencia mediante FFT, es posible obtener información relacionada con patrones de frecuencia

dominante. En este sentido, los resultados experimentales revelan que las frecuencias dominantes medias en un entorno urbano, se encuentran por debajo de los 400 Hz. Asimismo, las frecuencias máximas no superan los 8 KHz.

- d. Es algoritmo presentado dispone de una gran flexibilidad de adaptación a dispositivos de distinta naturaleza, lográndose integrar en un SunSPOT y un Arduino Due.
2. Es viable la integración de sistemas borrosos basados en reglas (FRBS) para la obtención de indicadores de ruido borrosos en dispositivos con capacidades reducidas. El FRBS está especialmente diseñado para su adaptación a los escasos recursos disponibles en los dispositivos. A su vez, de las pruebas llevadas a cabo en la sección 6, se extraen las siguientes consideraciones:
 - a. El FRBS propuesto se ha integrado satisfactoriamente en nodos sensores de la plataforma SunSPOT.
 - b. Se ha hecho uso de una base de conocimiento (KB), basada en el nivel de presión sonora en dBA y en la persistencia de ruido.
 - c. Mediante dicha KB, se ha logrado inferir el grado de molestia subjetiva mediante la obtención de un indicador de ruido borroso en tiempo real.
 - d. Los resultados obtenidos para el FNI, ponen de manifiesto como el indicador agrega la información de inferencia, facilitando su análisis con respecto a los niveles de presión sonora convencionales.
 3. La integración de ambos sistemas, algoritmo para la medida de los niveles de ruido y el FRBS, se ha llevado a cabo de manera satisfactoria en los nodos. Aunque dependiendo de las necesidades y capacidades disponibles en los dispositivos elegidos, es posible que sean necesarias adaptaciones adicionales.

7.2 Líneas de Investigación Futuras

Tras un análisis del trabajo realizado en la presente tesis doctoral, se seleccionan las líneas de investigación más significativas. Dichas líneas de futuro se resumen en:

1. Mejora del algoritmo para la obtención de los niveles de presión sonora en tiempo real, mediante técnicas de procesamiento paralelo o distribuido.

2. Implementación de filtrado de ponderación en paralelo (Tipo A, Tipo B y Tipo C), obteniendo los distintos niveles de presión sonora en tiempo real.
3. Mejora e introducción de nuevos indicadores de ruido borrosos en el FRBS. La idea es generar varios tipos de indicadores borrosos, basados en las características físicas de la señal acústica.
4. Desarrollo de un sistema de monitorización de ruido ininterrumpido, utilizando sistemas de recarga de batería basados en energías renovables.
5. Integración de ambos sistemas (algoritmo para el cálculo de los niveles de ruido y FRBS) en el internet de las cosas (IoT), haciendo uso de las nuevas redes de acceso radio móvil NB-IoT [206] para envío de datos a través de internet.

7.3 Publicaciones generadas

1. J.A. Mariscal Ramírez, J.A. Fernández Prieto, M.A. Gadeo Martos, J. Cañada Bago. *Knowledge-based wireless sensors using sound pressure level for noise pollution monitoring*. In Proceeding of the 11th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications (ISDA 2011). Córdoba, España, Noviembre 2011.
2. J.A. Mariscal Ramírez, J.A. Fernández Prieto, J. Cañada Bago, M.A. Gadeo Martos. *A new algorithm to monitor noise pollution adapted to resource-constrained devices*. Multimedia Tools and Applications (Springer US), DOI: 10.1007/s11042-014-2074-3, Mayo 2014.
3. J.A. Mariscal Ramírez, J.A. Fernández Prieto, J. Cañada Bago, M.A. Gadeo Martos. *Prototipo experimental para la monitorización de ruido en tiempo real en entornos urbanos*. Greencities 5º Foro de Inteligencia y Sostenibilidad Urbana. Málaga, España, Octubre 2014.

Bibliografía

- [1] European Commission. Green Paper on Future Noise Policy. Com (96) 540 final, Bruselas, Noviembre 1996.
- [2] European Parliament. Assessment and Management of Environmental Noise. Official Journal of the European Communities. Directiva 2002/49/EC. Bruselas, Junio 2002.
- [3] European Commission Working Group Assessment of Exposure to Noise. Good Practice Guide for Strategic Noise Mapping and the Production of Associated Data on Noise Exposure. Bruselas, Enero 2006.
- [4] S. Santini, B. Ostermaier, y A. Vitaletti. *First Experiences Using Wireless Sensor Networks for Noise Pollution Monitoring*. In Proceeding of the REALWSN'08, pp. 61-65, Glasgow, UK, Abril 2008.
- [5] P. Bhusari, G.M. Asutkar, y M. Tech. *Design of Noise Pollution Monitoring System Using Wireless Sensor Network*. In International Journal of Software and Web Sciences (IJSWS), pp. 55-58, 2013.
- [6] J. Gubbi, S. Marusic, Y. Law, A.S. Rao, y M.A. Palaniswami. *A Pilot Study of Urban Noise Monitoring Architecture using Wireless Sensor Networks*. In International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), Mysore, India, Agosto 2013.
- [7] S. Santini, B. Ostermaier, y R. Adelman. *On the use of sensor nodes and mobile phones for the assessment of noise pollution levels in urban environments*. In Proceeding of the 6th International Conference on Networked Sensing Systems, pp. 1-8, Pittsburgh, USA, Junio, 2009.
- [8] S. Santini y A. Vitaletti. *Wireless Sensor Networks for Noise pollution Monitoring*. In 6th GI/ITG Workshop on Sensor Networks, Aachen, Germany, Julio 2007.

- [9] L. Filipponi, S. Santini, y A. Vitaletti. *Data Collection in Wireless Sensor Networks for Noise Pollution Monitoring*. In Proceeding of the 4th IEEE International Conference on Distributed Computing in Sensor Systems (DCOSS '08), pp. 492-497, Santorini Island, Grecia, Junio 2008.
- [10] R. Kumar-Rana, C. Tung-Chou, S. Kanhere, N. Bulusu, y W. Hu. *Ear-Phone: An end-to-end participatory urban noise mapping system*. In Proceeding of the 9th ACM/IEEE International Conference on Information Processing in Sensor Networks (IPSN'10), pp. 105-116, Estocolmo, Suecia, Abril 2010.
- [11] H. Karl y A. Willig. *Protocols and Architectures for Wireless Sensor Networks*. John Wiley & Sons: Chichester, West Sussex, UK, 2007.
- [12] I.F. Akyildiz y M.C. Vuran. *Wireless Sensor Networks*. John Wiley & Sons, Inc, New York, NY, USA, 2010.
- [13] C. Buratti, A. Conti, D. Dardari, y R. Verdone. *An overview on wireless sensor networks technology and evolution*. Sensors, vol. 9, no. 9, pp. 6869-6896, 2009.
- [14] N.G.S. Campos, D.G. Gomes, F.C. Delicato, A.J.V. Neto, L. Pirmez, y J. N. Souza. *Autonomic Context-Aware Wireless Sensor Networks*. Journal of Sensors Volume 2015, DOI: 10.1155/2015/621326, Abril 2015.
- [15] R.A Roseline y P. Sumathi. *Energy Efficient Routing Protocols and Algorithms for Wireless Sensor Networks – A Survey*. Global Journals of Computer Science and Technology, USA, Diciembre 2011.
- [16] D. Gour y N. Tiwari. *Fuzzy Based Optimal Sleep Control Strategy in Wireless Sensor Networks for Delay Sensitive and Insensitive Scenario*. International Journals of Engineering & Scientific Research (IJESR). ISSN: 2347-6532, Septiembre 2014.
- [17] Estándar ISO 1999:1990. *Acoustics Determination of occupational noise exposure and estimation of noise-induced hearing impairment*.
- [18] D. Botteldooren, A. Verkeyn, y P. Lercher. *A fuzzy rule based framework for noise annoyance modeling*. Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 114, Issue 3, pp. 1487-1498, 2003.
- [19] O. Cerdón, F. Herrera, F. Hoffmann, y L. Magdalena. *Genetic Fuzzy Systems: Evolutionary tuning and learning of fuzzy knowledge bases*. vol. 19 of Advances in fuzzy systems – Applications and theory. World scientific Publishing, 2001.

- [20] B. Berglund, T. Lindvall, y D.H. Schwela. *Guide for the urban noise*. Organización Mundial de la Salud, Abril 1999.
- [21] H. Fletcher y W.A. Munson. *Loudness, its definition, measurement and calculation*. Journal of the Acoustic Society of America 5, pp. 82-108, 1933.
- [22] D.W. Robinson y R.S. Dadson. *A re-determination of the equal-loudness relations for pure tones*. British Journal of Applied Physics, Volume 7, pp. 166-181, 1956.
- [23] B. Kirk. *Hearing strength and reuse of infrasound*. Institute of Electronic Systems, Aalborg University, pp. 1-111, ISSN 0106-0791, Aalborg, Dinamarca, 1983.
- [24] H. Moller y J. Andresen. *Loudness of pure tones at low and infrasonic frequencies*. J. Low Freq. Noise and Vib., pp. 78-87, 1984.
- [25] K. Betke y V. Mellert. *New measurements of equal-loudness level contours*. Proc. Inter-noise 89, pp. 793-796, 1989.
- [26] S. Suzuki, Y. Suzuki, S. Kono, T. Sone, M. Kumagai, H. Miura, y H. Kado. *Equal-loudness level contours for pure tone under free field listening condition (I) — Some data and considerations on experimental conditions*. J. Acoust. Soc. Jpn. (E), pp. 329-338, 1989.
- [27] H. Fastl, A. Jaroszewski, E. Shorer, y E. Zwicker. *Equal loudness contours between 100 and 1000 Hz for 30, 50, and 70 phon*. Acustica, pp. 197-201, 1990.
- [28] T. Watanabe y H. Moller. *Hearing threshold and equal loudness contours in free field at frequencies below 1 kHz*. J. Low Frequency Noise and Vibration., pp. 135-148, 1990.
- [29] M. Lydolf y H. Moller. *New measurements of the threshold of hearing and equal-loudness contours at low frequencies*. Proceedings of the 8th International meeting on Low Frequency Noise and Vibration, Gothenburg, Suecia, pp. 76-84, 1997.
- [30] H. Takeshima, Y. Suzuki, M. Kumagai, T. Sone, T. Fujimori, y H. Miura. *Equal-loudness level measured with the method of constant stimuli — Equal-loudness level contours for pure tone under free-field listening condition (II)*. J. Acoust. Soc. Jpn. (E), pp. 337-340, 1997.
- [31] M. A. Bellmann, V. Mellert, C. Reckhardt, y H. Remmers. *Sound and vibration at low frequencies*. Joint meeting of ASA, EAA and DAGA, J. Acoust. Soc. Am., pp. 1297, Berlín, Alemania, 1999.

- [32] H. Takeshima, Y. Suzuki, H. Fujii, M. Kumagai, K. Ashihara, T. Fujimori, y T. Sone. *Equal-loudness contours measured by the randomized maximum likelihood sequential procedure*. *Acústica*, pp. 389-399, 2001.
- [33] Estándar ISO 226:2003. *Normal equal-loudness level contours*.
- [34] Estándar IEC 61672-1:2013. *Electroacoustics - Sound level meters - Part 1: Specifications*.
- [35] Estándar IEC 651:1979. *Sound Level Meters*.
- [36] M. Aranda, M. Bueno, C. Díaz, J. Expósito, N. Van Oosten, A. Pedrero, J. Vicente, y S. Expósito. *Innovación para el control del ruido ambiental*. Ediciones de la Universidad de Castilla La Mancha, Cuenca, España, 2013.
- [37] Estándar ISO 1996-1:2003. *Electroacoustics - Description, measurement and assessment of environmental noise - Part 1: Basic quantities and assessment procedures*.
- [38] Estándar ISO 1996-2:1987. *Electroacoustics - Description and measurement of environmental noise - Part 2: Acquisition of data pertinent to land use*.
- [39] Norma UNE-EN 61260. *Filtros de banda de octava y de bandas de una fracción de octava. Parte 1: Especificaciones*.
- [40] Estándar IEC651 Type 2 SLM. *Electroacoustics - Sound level meters*.
- [41] A.N. Rimmell, N.J. Mansfield, y G.S. Paddman. *Design of digital filters for frequency weightings (A and C) required for risk assessments of workers exposed to noise*. *Industrial Health*, Septiembre 2014.
- [42] A. Oppenheim y R. Schaffer. *Discrete-time Signal Processing*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 1989.
- [43] L.R. Rabiner y B. Gold. *Theory and Application of Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 1975.
- [44] M. Ruiz y H. Duxans. *Diseño y análisis de filtros en procesamiento de audio*. Universidad Abierta de Cataluña, España.
- [45] U. Salier y M. Hassenzahi. *Assessing noise annoyance: an improvement-oriented approach*. *Ergonomics*, pp. 1920-1938, 2000.
- [46] H. Fastl y E. Zwicker, *Psychoacoustics: Facts and Models (Information Sciences)*. Springer, USA, 2007.

- [47] P. Nassiri, H.R. Heidari, M. Khadem, H. Rahimifard, y E. Rostami. *Assessment of Noise Annoyance and its Effects on Healthcare Staff Based on Sound Pressure Level and Annoyance Scale*. International Journal of Occupational Hygiene, Diciembre 2013.
- [48] W. Ellermeier, A. Zeitler, y H. Fastl. *Predicting annoyance judgements from psychoacoustic metrics: identifiable versus neutralized sounds*. International Congress and Exposition on Noise Control Engineering, Praga, República Checa, Agosto 2004.
- [49] S. McGuire y P. Davies. *An overview of methods to quantify annoyance due to noise with application to tire-road noise*. American Concrete Pavement Association, USA, Febrero 2008.
- [50] P. Schomer, Y. Suzuki, y F. Saito. *Evaluation of loudness-level weightings for assessing the annoyance of environmental noise*. The Journal of the Acoustical Society of America, DOI: 10.1121/1.1402116, Diciembre 2001.
- [51] J. Kang. *Urban Sound Environment*. Building Acoustics, DOI: 10.1260/135101007781448000, pp. 159-160, Junio 2007.
- [52] Redes de comunicaciones móviles, información disponible en: www.3gpp.com
- [53] Estándar IEEE 802.11. *Wireless Local Area Networks*.
- [54] Estándar IEEE 802.6. *Metropolitan Area Network*.
- [55] K. Sohraby, D. Minoli, y T. Znati. *Wireless Sensor Networks: technology, protocols and applications*. ISBN 978-0-471-74300-2, Wiley, 2007.
- [56] S. Mahfoudh y P. Minet. *Survey of Energy Efficient Strategies in Wireless Ad Hoc and Sensor Networks*. Seventh International Conference on Networking, pp. 1-7, Cancún, Mexico, 2008.
- [57] Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. *Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*. IEEE Press, New York, USA, Octubre 2003.
- [58] A. P. Chandrakasan, R. Min, M. Bhardwaj, S.H. Cho, y A. Wang. *Power Aware Wireless Microsensor Systems*. In Proceedings of the ESSCIRC 2002, Florencia, Italia, Septiembre 2002.

- [59] J. M. Kahn, R. H. Katz, y K. S. J. Pister. *Next Century Challenges: Mobile Networking for "Smart Dust"*. In Proceedings of ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 99), Seattle, USA, Agosto 1999.
- [60] J. M. Rabaey, M. J. Ammer, J. L. da Silva, D. Patel, y S. Roundy. *PicoRadio Supports Ad Hoc Ultra-Low Power Wireless Networking*. IEEE Computer, 2000.
- [61] V. Raghunathan, C. Schurgers, S. Park, y M. B. Srivastava. *Energy-Aware Wireless Microsensor Networks*. IEEE Signal Processing Magazine, 2002.
- [62] S. Roundy, D. Steingart, L. Frechette, P. Wright, y J. Rabaey. *Power Sources for Wireless Sensor Networks*. In Proceedings of 1st European Workshop on Wireless Sensor Networks (EWSN), Springer, vol. 2920, pp. 1-17, Berlin, Alemania, Enero 2004.
- [63] S. Roundy. *Improving power output for vibration-based energy scavengers*. Pervasive Computing, vol. 4, no. 1, pp. 28-36, Enero 2005.
- [64] S. Roundy. *Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks*. Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [65] A. Kansal y M.B. Srivastava. *An Environmental Energy Harvesting Framework for Sensor Networks*. In Proceedings of the International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED), Seúl, Corea del Sur, Agosto 2003.
- [66] C.C. Shen, C. Srisathapornphat, y C. Jaikaeo. *Sensor Information Networking Architecture and Applications*. IEEE Personal Communications, 2001.
- [67] A. Cerpa, J. Elson, D. Estrin, L. Girod, M. Hamilton, y J. Zhao. *Habitat Monitoring: Application Driver for Wireless Communications Technology*. In Proceedings of the ACM SIGCOMM Workshop on Data Communications in Latin America and the Caribbean, San Jose, Costa Rica, 2001.
- [68] Radio Electronics, información disponible en: <http://www.radio-electronics.com/> (último acceso, Mayo 2017).
- [69] Zigbee Alliance, información disponible en: <http://www.zigbee.org> (último acceso, Mayo 2017).
- [70] Wireless-HART, información disponible en: <http://en.hatcomm.org> (último acceso, Mayo 2017).
- [71] International Society of Automation (ISA), información disponible en: <http://www.isa.org> (último acceso, Mayo 2017).

- [72] N. Kushalnagar, G. Montenegro, J. W. Hui, y D.E. Culler. *6LoWPAN: Overview, Assumptions, Problem Statement and Goals*. RFC 4919, Agosto 2007.
- [73] N. Kushalnagar, G. Montenegro, J. W. Hui, y D.E. Culler. *6LoWPAN: Transmission of IPv6 Packets over IEEE 802.15.4 Networks*. RFC 4944, Septiembre 2007.
- [74] J. Hui y P. Thubert. *Compression Format for IPv6 Datagrams over IEEE 802.15.4-Based Networks*. RFC 6282, Septiembre 2011.
- [75] E. Kim, D. Kaspar, y J.P. Vasseur. *Design and Application Spaces for IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Networks (6LoWPANs)*. RFC 6568, Abril 2012.
- [76] E. Kim, D. Kaspar, C. Gómez, y C. Bormann. *Problem Statement and Requirements for IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Network (6LoWPAN) Routing*. RFC 6606, Mayo 2012.
- [77] Z. Shelby, S. Chakrabarti, E. Nordmark, y C. Bormann. *Neighbor Discovery Optimization for IPv6 over Low-Power Wireless Personal Area Networks*. RFC 6775, Noviembre 2012.
- [78] Z. Shelby y C. Bormann. *6LoWPAN the wireless embedded internet*. John Wiley & Sons, 2009.
- [79] J. Postel. *User Datagram Protocol*. RFC 0768, Agosto 1980.
- [80] R. Silva, J. Silva, y F. Boavida. *Evaluating 6LoWPAN implementations in WSNs*. Department of Informatics Engineering University of Coimbra Pólo II – Pinhal de Marrocos, pp. 3030-290, 2009.
- [81] W. Guo y W.M. Healy. *Power Supply Issues in Battery Reliant Wireless Sensor Networks: A Review*. International Journal of Intelligent Control and Systems, vol. 19, no. 1, pp. 15-23, Marzo 2014.
- [82] R. Souza y P. Minet. *A Survey on energy efficient techniques in wireless sensor networks*. WNNC 2011 – 4th Joint IFIP Wireless and Mobile Networking Conference, Toulouse, Francia, 2011.
- [83] S. Mahfoudh y P. Minet. *Survey of Energy Efficient Strategies in Wireless Ad Hoc and Sensor Networks*. Seventh International Conference on Networking, Cancun, Mexico, 2008.

- [84] G. Anastasi, M. Conti, M. Di Francesco, y A. Passarella. *Energy conservation in wireless sensor networks: A survey*. Ad Hoc Networks, vol. 7, no. 3, pp. 537- 568, 2009.
- [85] R. Willett, A. Martin, y R. Nowak. *Backcasting: Adaptive Sampling for Sensor Networks*. Proceedings of the 3rd international symposium on Information processing in sensor networks, ISBN: 1-58113-846-6, Abril 2004.
- [86] D. Marbini y L.E. Sacks. *Adaptive sampling mechanisms in sensor networks*. Presented at the London Communications Symp., London, UK, 2003.
- [87] A. Jain y E.Y. Chang. *Adaptive sampling for sensor networks*. Proceedings of the 1st international workshop on Data management for sensor networks: in conjunction with VLDB 2004, pp. 10-16, Toronto, Canada, Agosto 2004.
- [88] L. Liu y P. S. Yu. *ASAP: An Adaptive Sampling Approach to Data Collection in Sensor Networks*. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, 2007.
- [89] S. Goel, A. Passarella, y T. Imielinski. *Using buddies to live longer in a boring world*. Technical Report DCS-TR-558, Rutgers University, Septiembre 2004.
- [90] N. Kimura y S. Latifi. *A Survey on Data Compression in Wireless Sensor Networks*. In Proc. International Conference on Information Technology: Coding and Computing (ITCC'05), pp. 8-13, 2005.
- [91] W.R. Heinzelman y H. Balakrishnan. *Energy-efficient communication protocol for wireless microsensor networks*. Proceedings the 33rd Hawaii International Conference on System Sciences (HICSS'00), 2000.
- [92] W.B. Heinzelman. *An application-specific protocol architecture for wireless networks*. IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 1, No. 4, Octubre 2002.
- [93] S. Lindsey y C.S. Raghavendra. *PEGASIS: Power-efficient gathering in sensor information*. IEEE Aerospace Conference Proceedings, Marzo 2002.
- [94] K. Akkaya y M. Younis. *A survey on routing protocols for wireless sensor networks*. Ad Hoc Networks Vol. 3, pp. 325-349, 2005.
- [95] W. Zhang y G. Cao. *Optimizing tree reconfiguration for mobile target tracking in sensor networks*. Proceedings INFOCOM 2004, 2004.
- [96] W. Zhang y G. Cao. *DCTC: dynamic convoy tree-based collaboration for target tracking in sensor networks*. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004.

- [97] A. Goel y D. Estrin. *Simultaneous optimization for concave costs: single sink aggregation or single source buy-at-bulk*. Proceedings SODA, 2003.
- [98] R.C. Baltasar, R. Cristescu, y B.B. Lozano. *On Network Correlated Data Gathering*. Proceedings INFOCOM 2004, 2004.
- [99] Y. Zhu, K. Sundaresan, y R. Sivakumar. *Practical limits on achievable energy improvements and useable delay tolerance in correlation aware data gathering in wireless sensor networks*. Proceedings IEEE SECON 2005, 2005.
- [100] K.W. Fan, S. Liu, y P. Sinha. *On the potential of Structure-free Data Aggregation in Sensor Networks*. Proceedings INFOCOM 2006, Abril 2006.
- [101] K.W. Fan, S. Liu, y P. Sinha. *Scalable data aggregation for dynamic events in sensor networks*. Proceedings the 4th international conference on Embedded networked sensor systems (SenSys'06), 2006.
- [102] S. Mahfoudh y P. Minet. *An energy efficient routing based on OLSR in wireless ad hoc and sensor networks*. Proceedings PAEWN08, Okinawa, Japón, Marzo 2008.
- [103] P. Levis, T. Clausen, J. Hui, O. Gnawali, y J. Ko. *The Trickle Algorithm*. RFC 6206, Marzo 2011.
- [104] G. Pei, M. Gerla, y T.W. Chen. *Fisheye state routing: a routing scheme for ad hoc wireless networks*. Proceedings IEEE ICC00, New Orleans, USA, Junio 2000.
- [105] V.D Schaar y M. S. Shankar. *Cross-layer wireless multimedia transmission: challenges, principles, and new paradigms*. IEEE Wireless Communications, vol. 12, pp. 50-58, 2005.
- [106] F. Dai y J. Wu. *An extended localized algorithm for connected dominating set formation in ad hoc wireless networks*. IEEE Transactions on Parallel and distributed systems, vol. 15, 2004.
- [107] F. Ingelrest, D. Simplot-Ryl, y I. Stojmenovic. *Smaller Connected Dominating Sets in Ad Hoc and Sensor Networks based on Coverage by Two-Hop Neighbors*. Proceedings 2nd International Conference on Communication System Software and Middleware, Bangalore, India, 2007.
- [108] E.O. Blass, J. Horneber, y M. Zitterbart. *Analyzing Data Prediction in Wireless Sensor Networks*. Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference, 2008.
- [109] K. Zeng, W. Lou, J. Yang, y D.R. Brown III. *On Geographic Collaborative Forwarding in Wireless Ad Hoc and Sensor Networks*. Proceedings International Conference on Wireless Algorithms, Systems and Applications (WASA), 2007.

- [110] M. Bhardwaj y A.P. Chandrakasan. *Bounding the Lifetime of Sensor Networks Via Optimal Role Assignments*. Proceedings the 21st IEEE INFOCOM, 2002.
- [111] M. Cagalj, J.P. Hubaux, y C. Enz. *Minimum-energy Broadcast in All-wireless Networks: NP-completeness and Distribution Issues*. Proceedings the 8th ACM MobiCom, 2002.
- [112] I. Papadimitriou y L. Georgiadis. *Energy-aware Routing to Maximize Lifetime in Wireless Sensor Networks with Mobile Sink*. Journal of Communications Software and Systems, vol. 2, pp. 141-151, 2006.
- [113] L. Pelusi, A. Passarella, y M. Conti. *Opportunistic Networking: Data Forwarding in Disconnected Mobile Ad Hoc Networks*. IEEE Communications Magazine, vol. 44, no. 11, pp. 134-141, Noviembre 2006.
- [114] R.C. Shah, S. Roy, S. Jain, y W. Brunette. *Data MULEs: modeling a three-tier architecture for sparse sensor networks*. Proceedings IEEE International Workshop on Sensor Network Protocols and Applications (SNPA 2003), pp. 3041, Mayo 2003.
- [115] C.H. Ou y K.F. Ssu. *Routing with mobile relays in opportunistic sensor networks*. Proceedings the 18th Annual IEEE International Symposium on personal, indoor and Mobile radio Communications (PIRMC'07), 2007.
- [116] M.A. Labrador y P.M. Wightman. *Topology Control in Wireless Sensor Networks with a companion simulation tool for teaching and research*. Springer Science and Business Medi, 2009.
- [117] F. Ingelrest, D. Simplot-Ryl, y I. Stojmenovic. *Optimal Transmission Radius for Energy Efficient Broadcasting Protocols in Ad Hoc Networks*. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, Junio 2006.
- [118] R. Zhang y M.A Labrador. *Energy-aware topology control in heterogeneous wireless multihop networks*. Proceedings 2nd IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing, Puerto Rico, 2007.
- [119] S. Meguerdichian y M. Potkonjak. *Low power 0/1 coverage and scheduling techniques in sensor networks*. UCLA Technical Reports 030001, Enero 2003.
- [120] K. Chakrabarty. *Grid coverage for surveillance and target location in distributed sensor networks*. IEEE Transactions on Computers, vol. 51, pp. 1448-1453, 2002.
- [121] B. Chen, K. Jamieson, H. Balakrishnan, y R. Morris. *Span: an energy efficient coordination algorithm for topology maintenance in ad hoc wireless networks*. ACM Wireless Networks, vol. 8, 2002.

- [122] V. Rajendran, K. Obraczka, y J.G.L. Aceves. *Energy Efficient, Collision-free Medium Access Control for Wireless Sensor Networks*. Proceedings ACM SenSys'03, pp. 181-192, USA, Noviembre 2003.
- [123] W.L. Lee, A. Datta, y R.C. Oliver. *FlexiTP: A Flexible-Schedule- Based TDMA Protocol for Fault-Tolerant and Energy-Efficient Wireless Sensor Networks*. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, Vol. 19, pp. 851-864, Junio 2008.
- [124] S. Gabriel, D. Mousse, y R. Cleric. *TDMA-ASAP: sensor network TDMA scheduling with adaptive slot stealing and parallelism*. Proceedings ICDCS 2009, Montreal, Canada, Junio 2009.
- [125] C. Buratti, A. Conti, y R. Verdone. *An Overview on Wireless Sensor Networks Technology and Evolution*. Sensors, vol. 9, pp. 6869-6896, DOI: 10.3390/s90906869, 2009.
- [126] J. Yick, B. Mukherjee, y D. Ghosal. *Wireless sensor network survey*. Computer Networks, vol. 52, no. 12, pp. 2292-2330, Abril 2008.
- [127] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, y E. Cayirci. *Wireless sensor networks: a survey*. Computer Networks, vol. 38, no. 4, pp. 393-422, 2002.
- [128] X. Wang, D. Le, H. Cheng, y C. Xie. *All-IP wireless sensor networks for real-time patient monitoring*. Journal of Biomedical Informatics, vol. 52, pp. 406-417, Diciembre 2014.
- [129] A. Minaie y A. Sanati-Mehrizy. *Application of Wireless Sensor Networks in Health Care System*. 120th ASEE Annual Conference and Exposition, Junio 2013.
- [130] H. Huo. *An Elderly Health Care System Using Wireless Sensor Networks at Home*. Third International Conference on Sensor Technologies and Applications, 2009.
- [131] X. Li, Y. Deng, y L. Ding. *Study on precision agriculture monitoring framework based on WSN*. Second International Conference on Anti-counterfeiting, Security and Identification, Guiyang, China, 2008.
- [132] M.A. Gadeo Martos, J.A. Fernández Prieto, y J.R. Velasco. *An Architecture for Performance Optimization in a Collaborative Knowledge-Based Approach for Wireless Sensor Networks*. Sensors, vol. 11, no. 10, pp. 9136-9159, 2011.
- [133] J. Sommerhoffs, M. Recuero, y E. Suárez. *Community noise survey of the city of Valdivia, Chile*. Applied Acoustics 65, pp. 643-656, 2004.

- [134] J. Romeu, S. Jiménez, M. Genescá, y R. Capdevila. *Spatial sampling for night levels estimation in urban environments*. Journal of the Acoustical Society of America, 120, pp. 791-800, 2006.
- [135] Moteiv Corporation. <http://www.sentilla.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [136] Santini, A. TinyLAB: A Matlab-Based Framework for Interaction with Wireless Sensor Networks. *The First European TinyOS Technology Exchange (ETTX 2009)*, Cork, Ireland, February 10-20, 2009.
- [137] A. Mainwaring, D. Culler, J. Polastre, R. Szewczyk, y J. Anderson. *Wireless Sensor Networks for Habitat Monitoring*. In Proceedings of the 1st ACM Int'l. Workshop on Wireless Sensor Networks and Applications (WSNA), New York, USA, 2002.
- [138] MIT Computer Science and Artificial Intelligence Lab. *Cricket user Manual, Second Edition*. Enero 2005.
- [139] J. Ko, K. Klues, C. Richter, W. Hofer, B. Kusy, M. Bruenig, T. Schmid, Q. Wang, P. Dutta, y A. Terzis. *Low power or high performance? A tradeoff whose time has come (and nearly gone)*. Proceedings the 9th European Conference on Wireless Sensor Networks, Italia 2012.
- [140] C.M. Hsieh, F. Samie, M.S. Srouji, M. Wang, Z. Wang, y J. Henkel. *Hardware/software co-design for a wireless sensor network platform,* 2014 *International Conference on Hardware/Software Codesign and System Synthesis (CODES + ISSS)*. Nueva Delhi, India, 2014.
- [141] M. Kohvakka, T. Arpinen, M. Haunikainen, y T.D. Hamalainen. *High-performance multi-radio wsn platform*. Proceedings of the 2nd International Workshop on Multi-hop Ad Hoc Networks: From Theory to Reality, pp. 95-97, 2006.
- [142] F. Philipp, F.A. Sammanand, y M. Glesner. *Design of an autonomous platform for distributed sensing-actuating systems*. 22nd IEEE International Symposium on Rapid System Prototyping (RSP), pp. 85-90, 2011.
- [143] J. Portilla, T. Riesgo, y A. De Castro. *A reconfigurable FPGA-based architecture for modular nodes in wireless sensor networks*. 3rd Southern Conference on Programmable Logic, Mar del Plata, Argentina, 2007.
- [144] R.R Selmic, V.V. Phoha, y A. Serwadda. *WSNs Security, Coverage, and Localization*. Springer, 2016.

- [145] M. Johnson, M. Healy, P. van de Ven, M.J. Hayes, J. Nelson, T. Newe, y E. Lewis. *A comparative review of wireless sensor network mote technologies*. Proceedings IEEE Sensors, pp. 1439-1442, Octubre 2009.
- [146] Memsic, información disponible en: <http://www.memsic.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [147] TinyOS, información disponible en: <http://www.tinyos.net> (último acceso, Mayo 2017).
- [148] J.S.C. Turner, M.F. Ramli, L.M. Kamarudin, A. Zakaria, A.Y.M. Shakaff, D.L. Ndzi, C.M. Nor, N. Hassan, y S.M Mamduh. *The study of human movement effect on signal strength for indoor WSN deployment*. IEEE Conference on Wireless Sensors (ICWiSe2013), Kuching, Sarawak, Diciembre 2013.
- [149] G. Stamatescu, C. Chițu, C. Vasile, I. Stamatescu, D. Popescu, y V. Sgarciu. *Analytical and experimental sensor node energy modeling in ambient monitoring*. 9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Hangzhou, China, 2014.
- [150] WiSense, información disponible en: <http://www.wisense.in> (último acceso, Mayo 2017).
- [151] Texas Instruments, información disponible en: <http://www.ti.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [152] Digi XBee, información disponible en: <http://www.digi.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [153] iMote2, información disponible en: wsn.cse.wustl.edu/images/e/e3/Imote2_Datasheet.pdf (último acceso, Mayo 2017).
- [154] Mulle, información disponible en: <http://www.eistec.se/mulle/> (último acceso, Mayo 2017).
- [155] Contiki OS, información disponible en: <http://www.contiki-os.org> (último acceso, Mayo 2017).
- [156] CM30x, información disponible en: <http://www.coalesenses.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [157] CSIRO ICT, información disponible en: <http://www.csiro.au> (último acceso, Mayo 2017).

- [158] N.B. Priyantha. *The Cricket Indoor Location System*. Ph.D. Dissertation, Massachusetts Institute of Technology, Junio 2005.
- [159] Shimmer, información disponible en: www.shimmersensing.com (último acceso, Mayo 2017).
- [160] Advanticsys XM1000, información disponible en: www.advanticsys.com (último acceso, Mayo 2017).
- [161] TelosB, información disponible en:
http://www.memsic.com/userfiles/files/Datasheets/WSN/telosb_datasheet.pdf
(último acceso, Mayo 2017).
- [162] Arduino, información disponible en: <http://www.arduino.cc> (último acceso, Mayo 2017).
- [163] L.A. Zadeh. *Fuzzy Sets*. *Information and Control*, vol. 8, pp. 338-353, Junio 1965.
- [164] E.H Mamdani. *Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant*. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 121, Diciembre 1974.
- [165] T. Takagi y M. Sugeno. *Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control*. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, Febrero 1985.
- [166] L. Magdalena y J.R Velasco. *Fuzzy rule-based controllers that learn by evolving their knowledge base*. *Genetic Algorithms and Soft Computing*, Physica-Verlag, pp. 172-201, 1996.
- [167] L. Magdalena y J.R. Velasco. *Evolutionary based learning of fuzzy controllers*. In *Fuzzy evolutionary computation*, pp. 249-268, Springer US, 1997.
- [168] L. Magdalena y F. Monasterio. *Evolutionary-based learning applied to fuzzy controllers*. *International Joint Conference of the Fourth IEEE International Conference on Fuzzy Systems and The Second International Fuzzy Engineering Symposium.*, *Proceedings of 1995 IEEE*, vol. 3, pp. 1111-1118, Marzo 1995.
- [169] L.A. Zadeh. *The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning I*. *Information sciences*, pp. 199-249, 1975.

- [170] L.A. Zadeh. *Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes*. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Enero 1973.
- [171] M. Marin-Perianu y P. Havinga. *D-FLER—a distributed fuzzy logic engine for rule-based wireless sensor networks*. Ubiquitous Computing Systems, pp. 86-101, 2007.
- [172] K.X Thuc y K. Insoo. *A collaborative event detection scheme using fuzzy logic in clustered wireless sensor networks*. AEU-International Journal of Electronics and Communications, vol. 65, no. 5, 485-488, 2011.
- [173] K. Krasimira, S.H. Son, H. Sang y K.D Kang. *Using fuzzy logic for robust event detection in wireless sensor networks*. Ad Hoc Networks, 2012, vol. 10, no 4, p. 709-722, 2012.
- [174] L. Zhang, H. Leung, y K.C Chan. *Information fusion based smart home control system and its application*. IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 54, no. 3, 2008.
- [175] P. Manjunatha, A.K Verma, y A. Srividya. *Multi-sensor data fusion in cluster based wireless sensor networks using fuzzy logic method*. IEEE Region 10 and the Third international Conference, pp. 1-6, Diciembre 2008.
- [176] J. Canada-Bago. *From a genetic fuzzy rule-based system to a Intelligent sensor network*. International conference on sensor technologies and applications, IEEE Computer Society, Valencia, España, 2007.
- [177] S.A. Munir, Y.W. Bin, R. Biao, y M. Jian. *Fuzzy Logic based Congestion Estimation for QoS in Wireless Sensor Network*. Proceedings IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Hong Kong, China. 2007.
- [178] M. Marin-Perianu, C. Lombriser, O. Amft, P. Havinga, y G. Tröster. *Distributed activity recognition with fuzzy-enabled wireless sensor networks*. International Conference on Distributed Computing in Sensor Systems, pp. 296-313, Springer Berlin Heidelberg, Junio 2008.
- [179] A. Barati, S.J. Dastgheib, A. Movaghar, y I. Attarzadeh. *An effective fuzzy based algorithm to detect faulty reading in long thin wireless sensor networks*. International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering (IJTPE), Marzo 2012.

- [180] H. Medjahed, D. Istrate, J. Boudy, y B. Dorizzi. *Human Activities of Daily Living Recognition Using Logic For Elderly Home Monitoring*. IEEE International Conference on Fuzzy System, DOI: 10.1109/FUZZY.2009.5277257, Agosto 2009.
- [181] S.Y. Chiang, Y.C. Kan, y Y.S. Chen. *Fuzzy Computing Model of Activity Recognition on WSN Movement Data for Ubiquitous Healthcare Measurement*. Sensors, DOI:10.3390/s1622053, Diciembre 2016.
- [182] B. Balakrishnan y S. Balachandran. *FLECH: fuzzy logic based energy efficient clustering hierarchy for nonuniform wireless sensor networks*. DOI: 10.1155/2017/1214720, Febrero 2017.
- [183] B. M. Khan y R. Bilal. *Fuzzy-Topsis-Based Cluster Head Selection in Mobile Wireless Sensor Networks*. DOI: 10.4018/978-1-5225-1785-6.ch012, Enero 2017.
- [184] M. Mirzaie y S. M. Mazinani. *MCFL: an energy efficient multi-clustering algorithm using fuzzy logic in wireless sensor network*. DOI: 10.1007/s11276-017-1466-5, Febrero 2017.
- [185] N. Hiremani y T. G. Basavaraju. *An Efficient Routing Protocol Adopting Enhanced Cluster Formation Technique Accompanied by Fuzzy Logic for Maximizing Lifetime of WSN*. DOI:10.22266/ijies2016.1231.20, Diciembre 2016.
- [186] S. Tirrito y G. Nicolosi. *Energy efficient wireless sensor networks by using a fuzzy-based solution*. International Conference of Computational Methods in Sciences and Engineering (ICCMSE 2016), Diciembre 2016.
- [187] Oracle Corporation, información disponible en: <http://www.oracle.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [188] S. K. Mitra. *Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach*. McGraw-Hill, New York, NY, USA, 2006.
- [189] ADT7411, información disponible en: <http://www.analog.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [190] Fonestar, información disponible en: <http://www.fonestar.es> (último acceso, Mayo 2017).
- [191] Micrófono Fonestar 2213, información disponible en: http://www.fonestar.com/catalogo.php?id_prod=305 (último acceso, Mayo 2017).

- [192] Amplificador operacional TS472, información disponible en: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/ef/01/71/05/df/af/47/e7/CD00047208.pdf/files/CD00047208.pdf/jcr:content/translations/en.CD00047208.pdf> (último acceso, Mayo 2017).
- [193] Amplificador operacional TS971, información disponible en: <http://www.st.com/en/amplifiers-and-comparators/ts971.html> (último acceso, Mayo 2017).
- [194] Amplificador operacional LMV721, información disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmv721-n.pdf> (último acceso, Mayo 2017).
- [195] Amplificador operacional MAX4469, información disponible en: <https://cdn-shop.adafruit.com/datasheets/MAX4465-MAX4469.pdf> (último acceso, Mayo 2017).
- [196] R. L. Boylestad y L. Nashelsky. *Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*. Prentice Hall, ISBN: 978-607-442-292-4, 2009.
- [197] Herramienta Matlab, información disponible en: <http://www.matlab.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [198] Herramienta de prototipado PCB Wizard, información disponible en: <http://www.new-wave-concepts.com> (último acceso, Mayo 2017).
- [199] Circuito de preamplificación para micrófono. <https://www.adafruit.com/product/1063> (último acceso, Mayo 2017).
- [200] D. Bacon, S. Graham, y O. Sharp. *Compiler Transformations for High-Performance Computing*. ACM Computing Surveys, Vol 26, N° 4, 1994.
- [201] S. Muchnick. *Advanced Compiler Design Implementation*. Morgan Kaufmann: San Diego, USA, 1997.
- [202] PCE-353 Sound Level Meter (2017). <http://www.industrial-needs.com/technical-data/datalogging-leq-sound-level-meter.htm> (último acceso, Mayo 2017).
- [203] J.A. Mariscal Ramírez, J.A. Fernández Prieto, M.A. Gadeo Martos, y J. Cañada Bago. *Knowledge-based wireless sensors using sound pressure level for noise pollution monitoring*. In Proceeding of the 11th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications (ISDA 2011). Córdoba, España, Noviembre 2011.

- [204] J. Canada Bago, J.A. Fernández Prieto, M.A. Gadeo Martos, y J.R. Velasco. *A New Collaborative Knowledge-Based Approach for Wireless Sensor Networks*. *Sensors*, vol. 10, pp. 6044-6062, DOI: 10.3390/s100606044, Junio 2010.
- [205] J. C. Cuevas Martínez, M. A. Gadeo Martos, J. A. Fernández Prieto, J. Cañada-Bago, y A. J. Yuste-Delgado. *Wireless Intelligent Sensors Management Application Protocol-WISMAP*. *Sensors*, vol. 10, pp. 8827-8849, DOI:10.3390/s10118827, Septiembre 2010.
- [206] Narrow Band IoT, 3GPP Release 13.