

Carlos Medina Rodríguez



**Universidad de Granada**

Departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones

Redes de sensores inalámbricas orientadas a localización  
en interiores usando ultrasonidos

TESIS DOCTORAL

# Redes de sensores inalámbricas orientadas a localización en interiores usando ultrasonidos



**Universidad de Granada**

Departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones



**Realizada por:**

**Carlos Medina Rodríguez**

**Dirigida por:**

**Dr. José Carlos Segura Luna  
Dr. Ángel de la Torre Vega**

Editor: Editorial de la Universidad de Granada  
Autor: Carlos Medina Rodríguez  
D.L.: GR 710-2014  
ISBN: 978-84-9028-897-9

PROGRAMA OFICIAL DE POSGRADO EN SISTEMAS MULTIMEDIA

Departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones

UNIVERSIDAD DE GRANADA



TESIS DOCTORAL

# Redes de sensores inalámbricas orientadas a localización en interiores usando ultrasonidos

**Realizada por:**

Carlos Medina Rodríguez

**Dirigida por:**

Dr. José Carlos Segura Luna

Dr. Ángel de la Torre Vega



El doctorando D. Carlos Medina Rodríguez y los directores de la tesis D. José Carlos Segura Luna, Profesor Catedrático de Universidad y D. Ángel de la Torre Vega, Profesor Titular de Universidad, adscritos al Departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones de la Universidad de Granada

#### GARANTIZAMOS AL FIRMAR ESTA TESIS DOCTORAL

que el trabajo ha sido realizado por el doctorando bajo la dirección de los directores de la tesis y hasta donde nuestro conocimiento alcanza, en la realización del trabajo se han respetado los derechos de otros autores a ser citados, cuando se han utilizado sus resultados o publicaciones.

Granada, a 10 de octubre de 2013

Directores de la Tesis



D. José Carlos Segura Luna



D. Ángel de la Torre Vega

Doctorando



D. Carlos Medina Rodríguez



# Agradecimientos

En primer lugar quiero dar las gracias al Dr. José Carlos Segura Luna y al Dr. Ángel de la Torre Vega por supervisar este trabajo y poner a mi disposición su experiencia y ayuda con valiosos comentarios y sugerencias. Agradezco su continuo apoyo, cercanía y motivación en estos años de doctorado. De ellos he aprendido muchas cosas que han permitido instruirme en el mundo de la investigación. A nivel personal, quiero agradecer al profesor José Carlos Segura su confianza en mí y en mi trabajo, y expresar mi profunda gratitud por su ayuda incluso en momentos delicados para él, deseándole una pronta y completa recuperación.

En segundo lugar quiero agradecer a los miembros del departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones su compañerismo, simpatía y afecto, donde he podido hacer grandes amigos y compartir buenos momentos.

En tercer lugar quiero expresar mi afecto y gratitud a mis compañeros de despacho por su apoyo y comprensión en momentos difíciles y por hacer más llevadero el trabajo diario. ¡Gracias compis!, os aprecio y me siento afortunado de haberos conocido.

Por último quiero agradecer a mis familiares y amigos su apoyo incondicional y hacerlos partícipes del éxito de este trabajo. Gracias por estar ahí.

*Este trabajo de tesis ha sido financiado por el gobierno autonómico de Andalucía a través del proyecto de excelencia P08-TIC-03886.*



# Prefacio

El documento que tiene en sus manos incluye la disertación titulada “*Redes de sensores inalámbricas orientadas a localización en interiores usando ultrasonidos*”. Este documento ha sido escrito para obtener el grado de doctor por la Universidad de Granada.

A lo largo de esta memoria de tesis se describe el diseño, implementación y evaluación de un sistema completo de localización en interiores capaz de estimar la posición de un dispositivo móvil con precisión subcentimétrica y ofrecer buenas prestaciones en cuanto a escalabilidad, flexibilidad de configuración, poco consumo y bajo coste.

Hemos intentado elaborar un documento lo más completo posible, describiendo en detalle las principales contribuciones de nuestra investigación. Esperamos que disfrute de su lectura tanto como nosotros lo hemos hecho escribiendo y desarrollando su contenido.



# Resumen

El objetivo de esta tesis es el desarrollo, implementación y evaluación de un sistema de localización en interiores capaz de estimar la posición de un dispositivo móvil con precisión subcentimétrica y ofrecer buenas prestaciones en cuanto a escalabilidad, flexibilidad de configuración, poco consumo y bajo coste. Este sistema ha sido bautizado con el nombre de TELIAMADE, cuyas siglas responden a “*Tecnologías de localización en aplicaciones de inteligencia ambiental para atención a la dependencia*”. Aunque el sistema TELIAMADE ha sido concebido inicialmente para ser utilizado en aplicaciones de localización de personas dependientes en su entorno y para, mediante el uso de ambientes inteligentes, facilitar su estancia y seguridad en base a dicha información de localización, lo cierto es que la excelente precisión del sistema en la medida de distancia y posicionamiento, junto a la versatilidad de sus nodos para operar con diferentes configuraciones, permiten que TELIAMADE pueda ser utilizado en otros sectores.

El sistema TELIAMADE presenta una topología maestro-esclavo y está compuesto de un nodo central (denominado *nodo coordinador*) y un conjunto de nodos finales que operan como sensores ultrasónicos. Todos ellos forman una red inalámbrica de sensores inteligentes. El nodo coordinador está físicamente conectado a un ordenador (PC) a través de la interfaz serie y actúa de pasarela entre la aplicación de usuario y los nodos finales de la red. La comunicación entre nodos se basa en el intercambio de mensajes radio usando el protocolo ZigBee. Este protocolo se caracteriza por un bajo consumo de potencia, una baja tasa de datos y una comunicación segura, lo que resulta ideal para ser implementado en redes de sensores inalámbricos. La baja complejidad de este estándar hace que el tamaño de la pila de protocolos sea pequeño y pueda ser implementado usando pocos recursos de memoria.

Los nodos del sistema TELIAMADE están equipados con un microcontrolador de bajo consumo (PIC18LF4620) y un chip radio (CC2420) que implementa la capa física y capa de enlace del protocolo ZigBee basadas en el estándar IEEE 802.15.4. El resto de capas del protocolo han sido implementadas vía software y almacenadas en la ROM (read-only memory) del microcontrolador. La transmisión y recepción de señal de radiofrecuencia es realizada a través de una antena microstrip acoplada al chip radio.

El usuario o administrador de la red puede configurar y monitorizar el modo de operación de los nodos finales mediante el envío de mensajes ZigBee a través del nodo coordinador. Para ello utiliza un terminal del PC a través del cual puede escribir y leer la información transmitida en los paquetes radio que circulan por la red. De este modo, una vez realizado el despliegue de los nodos, el sistema puede ser reconfigurado a través de comandos, sin

necesidad de desmontar los nodos para reprogramar su microcontrolador. La facilidad de despliegue del sistema y su flexibilidad de configuración, son algunas de las características que diferencian a TELIAMADE de otros sistemas de posicionamiento.

El sistema TELIAMADE utiliza señales de ultrasonido para inferir distancias entre un dispositivo emisor y un dispositivo receptor. Los nodos finales del sistema están equipados con una pareja de transductores cerámicos ultrasónicos de frecuencia de resonancia 40 kHz. Uno de los transductores es utilizado para la transmisión de señal de ultrasonidos y el otro para la recepción de señal de ultrasonidos. Dependiendo de su configuración, los nodos de la red pueden operar como transmisores o receptores ultrasónicos, aunque también pueden hacerlo de forma dual, es decir, soportando ambas funcionalidades. La medida de distancia entre nodos puede ser estimada midiendo el tiempo de vuelo de señal. Los ultrasonidos, a diferencia de otras señales, presentan la ventaja de tener una lenta velocidad de propagación. Esto permite medir el retardo de propagación de señal con alta precisión y con él la distancia entre un nodo emisor y un nodo receptor considerando el valor de la velocidad del sonido.

A diferencia de otras tecnologías, el rango de frecuencias de los ultrasonidos está libre de un control regulatorio y el coste de los transductores de ultrasonido es relativamente barato. Sin embargo, el corto radio de alcance y la característica direccional de la mayoría de los transductores comerciales implica el uso de un gran número de nodos para cubrir con garantías un área de localización grande, ya que es necesario una visión directa entre los nodos para estimar correctamente el tiempo de vuelo de señal. Las posibles reflexiones de la señal en paredes u obstáculos, pueden hacer que ésta llegue al receptor a través de un camino no directo, provocando errores en la estimación de la distancia y por tanto de posicionamiento.

La señal de ultrasonidos es generada usando la EUSART (Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter module) del microcontrolador. Una secuencia alternada de *unos* y *ceros* es transmitida a una tasa igual al doble de la frecuencia de resonancia de los transductores, donde los *unos* se transmiten como un nivel de tensión alto y los *ceros* con un nivel de tensión bajo. De este modo, la señal a la salida del microcontrolador resulta en una portadora cuadrada de frecuencia igual a la frecuencia de resonancia de los transductores. La generación digital de señal usando el microcontrolador ofrece la posibilidad de implementar técnicas avanzadas de modulación de señal para incrementar la robustez del sistema frente a ruido y efectos *multipath*. Una de ellas es la técnica de modulación BPSK (Binary Phase-Shift Keying), la cual es implementada en los nodos TELIAMADE. Esta modulación, además de ser robusta al ruido, ofrece la posibilidad de utilizar códigos pseudoaleatorios para permitir la transmisión simultánea de señal de ultrasonidos desde varios nodos transmisores, incrementando así la tasa de medidas de posicionamiento por segundo.

El diseño hardware de los nodos TELIAMADE incluye un módulo de acondicionamiento de señal para la transmisión y recepción de ultrasonidos. La señal a la salida de la EUSART se hace pasar por una etapa de potencia formada por un integrado de puertas digitales inversoras en configuración *push-pull*, antes de ser enviada al transductor. Esto permite incrementar la potencia de señal en transmisión y aumentar el radio de alcance del sistema. La versatilidad del sistema para generar distintas señales de ultrasonido configurando distintos parámetros de señal o la posibilidad de implementar distintas técnicas de modulación, son algunas de las características que lo diferencian frente a otros sistemas de posicionamiento. Parámetros de señal relativos a los bits de información de la ráfaga, el periodo de bit, la frecuencia de

---

muestreo en recepción o la tasa de medidas por segundo, son algunas de las variables que pueden ser configuradas fácilmente mediante el envío de mensajes ZigBee. De este modo, el sistema puede operar con diferentes configuraciones para adaptarlo a escenarios con distintos requerimientos.

En recepción, la señal ultrasónica registrada por el transductor es amplificada y filtrada aplicando un filtro paso banda analógico de frecuencia central igual a la frecuencia de la señal portadora y un ancho de banda estrecho. Esta etapa de acondicionamiento de señal requiere el uso de un amplificador operacional dual y varios componentes pasivos, lo que permite reducir el ruido fuera de banda e incrementar la SNR (signal-to-noise ratio) de la señal utilizando muy pocos recursos hardware. Seguidamente la señal es muestreada y almacenada en un buffer de la memoria RAM (Random-access memory) del microcontrolador. El muestreo de señal es realizado utilizando el conversor A/D (analógico/digital) del microcontrolador con una resolución de 10 bits (cada muestra de señal es representada por 2 bytes), lo que permite un adecuado rango dinámico.

El diseño de un sistema con nodos de bajo coste y bajo consumo implica utilizar un microcontrolador con reducidas capacidades de cómputo y memoria. El modelo de microcontrolador utilizado en TELIAMADE dispone únicamente de 2 Kbytes de memoria RAM útil para almacenar las muestras de señal. Esta limitación de memoria plantea un problema de implementación que es solventado mediante la utilización de un esquema de muestreo paso banda de la señal de ultrasonidos. El muestreo paso banda permite utilizar frecuencias de muestreo inferiores a la frecuencia portadora y únicamente está condicionado por el ancho de banda de la señal. Un caso particular del muestreo paso banda es el denominado muestreo en cuadratura, que permite recuperar las muestras de las componentes en fase y en cuadratura de la señal modulada.

La característica de ancho de banda de los transductores utilizados en el diseño de los nodos (inferior a 2 kHz) limita el ancho de banda de la señal de ultrasonidos y posibilita el uso del muestreo en cuadratura. El sistema puede ser configurado para utilizar frecuencias de muestreo de 32 kHz, 17.78 kHz o incluso 12.31 kHz, reduciendo el número de muestras por segundo sin pérdida de información. Esta aproximación logra optimizar los recursos de memoria disponibles y posibilita el registro de un menor número de muestras de señal. Suponiendo la transmisión de una ráfaga corta, el radio de alcance del sistema puede verse incrementado al permitir un mayor tiempo de vuelo de señal, debido a una menor tasa de muestras por segundo. Si la separación máxima entre nodos es limitada a una cierta distancia, el uso de bajas frecuencias de muestreo reduce el coste computacional en el receptor al trabajar con un menor número de muestras de señal. También ofrece la posibilidad de utilizar ráfagas de señal más largas para mejorar la robustez del sistema frente a ruido y otras interferencias del canal.

La medida de tiempo de vuelo de la señal ultrasónica es estimada usando un detector en cuadratura a partir de las muestras de señal registradas en el receptor. En un muestreo en cuadratura, las muestras de la señal paso banda corresponden a las muestras entrelazadas de las componentes en fase y cuadratura. Dado que ambas señales están correctamente muestreadas, hacemos uso de un proceso de interpolación para recuperar los valores de las componentes en fase y cuadratura en aquellos instantes donde a priori son desconocidas. Dicha interpolación es realizada aplicando una pareja de filtros en cuadratura obtenidos a

partir de un filtro interpolador paso baja, que a su vez permite reducir el ruido fuera de la banda de interés de la señal. De esta forma, el filtro interpolador mejora la precisión en la medida de tiempo de vuelo al proporcionar señales con mayor SNR.

El diseño de los filtros en cuadratura es optimizado para alcanzar una buena estimación con el mínimo coste computacional, utilizando un total de 7 coeficientes por filtro, que son cuantizados con 3 bits para evitar las operaciones de punto flotante en el microcontrolador. Las muestras interpoladas pasan por un filtro adaptado a la señal transmitida. Por simplicidad, la experimentación realizada en este trabajo de tesis ha sido realizada considerando una ráfaga ultrasónica de un solo bit y duración 1 ms. Las componentes en fase y cuadratura obtenidas a la salida del filtro adaptado, se utilizan para estimar la envolvente de señal a partir de la cual la medida de tiempo de vuelo es estimada como el instante de tiempo donde la envolvente alcanza su máxima amplitud. Dicho instante de tiempo es calculado a partir del índice de muestra correspondiente al máximo valor de envolvente considerando el valor de la frecuencia de muestreo seleccionada.

Esta forma de calcular el tiempo de vuelo de señal hace que la precisión del sistema dependa fuertemente de la frecuencia de muestreo seleccionada: el error máximo en la medida de tiempo de vuelo es la mitad del periodo de muestreo. Este error ha sido reducido aplicando interpolación parabólica usando las muestras de señal adyacentes al máximo detectado, es decir, un total de 3 muestras. Dicha corrección de interpolación permite obtener errores inferiores a medio periodo de muestra, reduciendo así la desviación típica del error en las medidas de tiempo de vuelo de señal. La excelente precisión de medida usando interpolación permite utilizar la información de fase de la señal para mejorar la estimación de la medida. La fase presenta una mayor resolución y su valor no está condicionado por la frecuencia de muestreo. Dadas las características de nuestro detector digital, la medida de fase es estimada usando las componentes en fase y cuadratura a la salida del filtro adaptado. Aunque su valor es periódico con cada longitud de onda de señal, de él es posible extraer la corrección fraccionaria que debemos aplicar a la medida de tiempo de vuelo, obteniendo una gran precisión incluso con frecuencias de muestreo muy bajas.

La distancia entre nodos es calculada usando el tiempo de vuelo estimado y la velocidad de propagación del sonido. El sistema TELIAMADE utiliza información de temperatura para estimar la velocidad del sonido. La precisión del sistema ha sido evaluada tomando varias parejas de nodos en las cuales uno de los nodos opera como transmisor de ultrasonidos y el otro como receptor. Los nodos fueron separados considerando diferentes distancias en un rango de 2 a 6 m. La distancia de separación entre nodos fue medida usando un telémetro láser comercial de precisión  $\pm 1.5$  mm. Las distancias medidas con el telémetro fueron utilizadas como referencia para determinar el error de distancia cometido por el sistema. Los resultados experimentales muestran un error absoluto de distancia inferior a 3 mm para el percentil 99 de las medidas realizadas. Sin embargo, una porción de este error es atribuido a posibles errores humanos en la colocación de los nodos y a la propia precisión del telémetro láser. La desviación típica de las medidas de distancia estimadas por el sistema es inferior a 0.5 mm. Dado que la desviación típica proporciona información acerca de la repetitividad de las medidas, podemos decir que 0.5 mm es la máxima precisión de distancia que el sistema TELIAMADE puede lograr usando una adecuada calibración.

La medida de tiempo de vuelo exige una precisa sincronización de los nodos de la red para

---

permitir que los procesos de transmisión y recepción de señal se inicien en el mismo instante de tiempo. Esto es especialmente complejo en TELIAMADE, donde cada nodo dispone de una referencia de tiempo o señal de reloj particular afectada por diferentes derivas relativas. A diferencia de otros sistemas, TELIAMADE reutiliza su interfaz radio con propósitos de sincronización de red además de la transmisión de datos. Esto reduce la complejidad del sistema y por tanto su coste. El despreciable retardo de propagación de la señal radio permite aplicar una estrategia de sincronización basada en el envío de paquetes ZigBee desde el nodo coordinador al resto de nodos de la red, proporcionando una referencia de tiempo común a todos ellos.

La sincronización es lograda usando las marcas de tiempo correspondientes a los instantes de envío y recepción de los paquetes ZigBee. Esto ha supuesto modificar parcialmente las capas PHY (Physical) y MAC (Media Access Control) del protocolo ZigBee para medir esos instantes con una precisión de un ciclo de reloj. Los paquetes de sincronización emitidos por el nodo coordinador llegan a todos los nodos en el mismo instante de tiempo. La marca de tiempo de la recepción de los paquetes es usada como referencia para programar el inicio de la transmisión o recepción de señal de ultrasonidos según la configuración del nodo. Estos procesos son gestionados mediante rutinas controladas por interrupción que conllevan la ejecución de un número diferente de ciclos de instrucción. El tiempo empleado en ejecutar estas rutinas está condicionado por la carga de trabajo del microcontrolador, introduciendo un retardo aleatorio. Todo esto implica cierta desincronización entre los instantes de inicio de transmisión y recepción de señal, que puede llevar a errores rms (root mean square) de distancia del orden de 17 cm. Este problema es solventado fijando un retardo de tiempo común en todos los nodos antes de habilitar los servicios de interrupción que inician la medida. Este retardo es implementado tomando como referencia la marca de tiempo del último paquete de sincronización y permite compensar la diferencia de tiempo de ejecución entre ambas rutinas. Esta aproximación logra la sincronización de los procesos de medida con una precisión igual a la resolución nominal del reloj, reduciendo el error rms de distancia a un valor típico de 0.14 mm.

Por otro lado, el sistema TELIAMADE permite realizar medidas de forma programada sin la intervención de un nodo supervisor que indique cuando iniciar los procesos de medida en los nodos. Dicho esquema utiliza la técnica de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) para gestionar el canal de ultrasonidos. Los nodos son programados para iniciar la transmisión o recepción de señal ultrasónica en determinados instantes de tiempo. Esos instantes son establecidos usando una estructura temporal que es organizada en periodos de cierta duración y que denotamos con el nombre de *multitramas*. Cada multitrama es dividida a su vez en periodos de tiempo más cortos denominados *tramas*. El inicio de cada multitrama es señalizado por el nodo coordinador mediante el envío de un mensaje de sincronización. Su recepción, proporciona a los nodos la referencia de tiempo común que les permite calcular los instantes de tiempo en los cuales deben iniciar el proceso de medida. En este caso, la medida es programada para ser iniciada al comienzo de una trama. En un escenario con múltiples nodos, cada nodo transmisor puede tener asignado una o más tramas de la multitrama en las cuales debe iniciar la transmisión de señal. Esto garantiza un acceso ordenado al canal ultrasónico y evita colisiones de señal en transmisión. Por su parte, el nodo receptor es programado para muestrear la señal al comienzo de todas las tramas. El sistema permite cambiar la duración de trama y modificar la tasa de medidas dependiendo de los requisitos

del escenario de medida.

Los recursos utilizados en el diseño de los nodos y el esquema de medida propuesto en TELIAMADE están orientados a reducir el consumo del sistema. El consumo promedio de un nodo operando como transmisor o receptor de ultrasonidos es de 30 mA y 27 mA respectivamente. Sin embargo, los nodos pueden ser forzados a un modo de bajo consumo (el transceptor radio y los periféricos son deshabilitados temporalmente) reduciendo su consumo a 1.7 mA. Por otro lado, la tasa de envío de mensajes de sincronización está limitada al periodo de multitrama (típicamente del orden de 7 segundos), reduciendo significativamente el tráfico de red. Todo ello contribuye a un menor consumo que permite prolongar la vida media de las baterías de los nodos.

Sin embargo, la reducida tasa de envío de paquetes de sincronización hace que la precisión del sistema se vea afectada por derivas en la señal de reloj de los nodos. La referencia de tiempo en los nodos es obtenida a partir de la señal de reloj del microcontrolador que utiliza un oscilador de cristal de cuarzo de 16 MHz. La frecuencia real de resonancia de los cristales comerciales suele presentar derivas del orden de varias decenas de partes por millón con respecto a la frecuencia nominal de resonancia. Por tanto, todas las medidas de tiempo realizadas con el reloj de un nodo están afectadas por una deriva. Las diferentes derivas en las señales de reloj de los nodos provocan un error de sincronización que degrada la precisión del sistema al introducir un *bias* desconocido en la medida de tiempo de vuelo. Este error es mayor para periodos de multitrama largos y cuando la diferencia entre las derivas relativas de los relojes aumenta. Los resultados experimentales muestran que la medida de distancia puede verse afectada por errores rms típicos del orden de 1 cm debido a dicha deriva en los relojes. En TELIAMADE, la deriva de reloj de los nodos es compensada usando una base de tiempos común proporcionada por el nodo coordinador. Cada nodo realiza una estimación del tiempo del coordinador aplicando una transformación lineal de su tiempo local. Para ello se utilizan las marcas de tiempo relativas al instante de envío y recepción de los paquetes de sincronización emitidos periódicamente desde el coordinador. La compensación de la deriva permite reducir el error rms de medida a un valor inferior a 0.5 mm.

La excelente precisión obtenida con la medida de tiempo de vuelo puede resultar innecesaria en aplicaciones con requisitos de precisión más relajados. El sistema TELIAMADE ofrece la posibilidad de estimar distancias usando la medida de potencia de señal recibida. En este caso, la distancia entre nodos es estimada aplicando un modelo de propagación de la señal de ultrasonidos, considerando las pérdidas de potencia por divergencia esférica y absorción atmosférica. El modelo incluye parámetros de temperatura y humedad relativa para ajustarse a las condiciones cambiantes del entorno.

Esta medida de potencia puede verse afectada por las características de los transductores. En TELIAMADE, el uso de transductores con un patrón de radiación direccional y un ancho de haz estrecho, condiciona la medida de potencia dependiendo del ángulo de incidencia entre los transductores. La pérdida de potencia debida a la orientación de los transductores es estimada aplicando un modelo teórico que se ajusta a la forma de la superficie de resonancia del transductor. Por otro lado, el nivel de voltaje de las baterías también puede afectar a la medida de potencia. Dependiendo de la configuración del nodo y su carga de trabajo, el consumo de las baterías puede ser mayor o menor y causar diferencias de voltaje en los nodos. La ganancia de señal en transmisión es menor cuanto menor es el nivel de voltaje

de las baterías. Por su parte, una caída de voltaje en recepción reduce el rango dinámico del conversor A/D y hace que la señal sea detectada con mayor amplitud y por tanto con mayor potencia. El efecto de las baterías es compensado usando el nivel de tensión actual de los nodos para ajustar la medida de potencia a unas condiciones de tensión de referencia. La compensación de ambos factores permite reducir el error de distancia en un factor 10, logrando errores inferiores a 5 cm.

Pese a su menor precisión, y comparada con la medida de tiempo de vuelo, la medida de potencia requiere un menor coste computacional y no necesita de una precisa sincronización temporal de los nodos de la red. Esto permite simplificar el diseño de los nodos y la complejidad del sistema. Por otro lado, la característica de no penetración en muros de la señal de ultrasonidos y sus múltiples reflexiones, puede resultar adecuada en entornos de localización cerrados. A pesar de no disponer de visión directa entre el emisor y el receptor, es posible detectar potencia de señal debido a las múltiples reflexiones en paredes y obstáculos. De este modo, aunque la medida de distancia no sea fiable, es posible conocer la localización aproximada de un objeto móvil (al menos a nivel de habitación) sin necesidad de utilizar un despliegue elevado de nodos.

La posición del móvil es calculada aplicando trilateración o multilateración a partir de las medidas de distancia estimadas a tres o más nodos de referencia. La precisión de localización del sistema ha sido evaluada en un entorno real de oficina. Los nodos de referencia operan como transmisores ultrasónicos y están fijados al techo. Por su parte, el nodo móvil opera como receptor de ultrasonidos y puede ocupar distintas posiciones en el espacio tridimensional. Dicha experimentación ha requerido la fabricación de un banco de medida que ha sido utilizado como soporte para colocar el nodo móvil en distintas posiciones con un error de posicionamiento de pocos milímetros. Estas posiciones fueron tomadas como referencia para evaluar la precisión de localización del sistema. Los nodos fijos fueron localizados a una altura aproximada de 2.7 m y separados por una distancia de 2 m. La técnica de trilateración o multilateración exige conocer de forma exacta las coordenadas de los nodos de referencia para obtener una buena estimación de la posición del móvil. Sin embargo, la ubicación de estos nodos (típicamente en el techo) dificulta la medida de sus coordenadas.

En TELIAMADE proponemos el uso de un algoritmo de calibración para estimar de forma precisa las coordenadas de los transmisores a partir de medidas de distancia obtenidas a ciertas posiciones conocidas del nodo móvil. Los resultados experimentales muestran que la precisión de localización del sistema es subcentimétrica cuando la medida de distancia es estimada a partir del tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos. Dicha precisión se degrada cuando la distancia entre nodos es estimada utilizando la medida de potencia de señal. En este caso el error rms de posicionamiento es del orden de 10 cm, lo cual es asumible para muchas aplicaciones cotidianas de localización.

Las características y prestaciones anteriormente citadas hacen del sistema TELIAMADE un sistema versátil de localización en interiores basado en una red inalámbrica de sensores que pueden operar como transmisores y/o receptores de ultrasonidos. Su diseño proporciona una nueva arquitectura de bajo consumo de potencia, precisión de localización subcentimétrica y gran flexibilidad de configuración, con bajos requerimientos de memoria y un reducido coste computacional.

La posición de un objeto móvil es típicamente calculada aplicando multilateración a partir de las distancias estimadas a varios nodos de referencia fijos. La medida de distancia es estimada a partir del tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos usando un detector digital en cuadratura basado en un esquema de muestreo paso banda. El sistema también ofrece la posibilidad de medir distancias a partir del nivel de potencia de señal recibida, usando para ello un modelo de propagación de señal. Esta aproximación permite simplificar el diseño del sistema aunque a costa de reducir la precisión de localización.

El sistema utiliza un esquema de medidas periódicas programadas donde la sincronización de red es lograda mediante el envío periódico de mensajes de sincronización a través de la interfaz radio que implementa el protocolo ZigBee. La medida de distancia puede verse afectada por errores de sincronización debido a derivas en la señal de reloj de los nodos cuando se utiliza la medida de tiempo de vuelo. Por su parte, las características de los transductores ultrasónicos y el nivel de voltaje de las baterías también condicionan la precisión del sistema cuando se utiliza la medida de potencia para estimar distancias. En este trabajo, dichas fuentes de error son teóricamente caracterizadas y parcialmente corregidas aplicando técnicas de compensación.

Si bien el sistema TELIAMADE ha sido diseñado originalmente con un propósito de localización de personas dependientes en su entorno, su excelente precisión en la medida de distancia y posicionamiento permite utilizarlo en múltiples aplicaciones. Por ejemplo, en el ámbito comercial podría ser utilizado en parking de vehículos para detectar plazas de aparcamiento libres o analizar la trayectoria de clientes en grandes superficies para realizar estudios de mercado orientados a la disposición de productos o pautas de compra de los usuarios. En el ámbito industrial podría ser utilizado como herramienta de test para certificar el grosor o tamaño de determinados materiales y piezas, y también para medir el nivel de llenado en tanques.

Por otro lado, y en el contexto de la ingeniería de las telecomunicaciones, el sistema TELIAMADE puede ser utilizado como una herramienta de enseñanza. Su diseño simple, la versatilidad de su configuración y las características de las señales implicadas en la comunicación, lo convierten en una herramienta apropiada para la enseñanza de conceptos básicos relacionados con sistemas de localización, sistemas de comunicación digital, programación de microcontroladores, protocolos radio o avanzadas técnicas de procesamiento de señal. Su diseño permite a los estudiantes muestrear, cargar y analizar señales en diferentes puntos del circuito usando osciloscopios convencionales. Además, su flexibilidad para configurar diferentes parámetros de señal (ráfaga binaria, duración de bit, frecuencia de muestreo, etc.), permite a los alumnos analizar algunas características relevantes de los sistemas de comunicación y localización tales como la probabilidad de error de bit, la inmunidad al ruido, la precisión de localización usando distintas técnicas de medida, el estudio de técnicas de señalización, la implementación de esquemas de modulación digital o el estudio de algoritmos de sincronización en redes inalámbricas de sensores.

El trabajo realizado y los resultados obtenidos de esta investigación han dado lugar a varios trabajos científicos enumerados al final de este resumen. Los trabajos [1] y [2] son contribuciones en congresos nacionales. En [1] se describe por primera vez la arquitectura y funcionamiento del sistema TELIAMADE. En [2] se profundiza en el esquema de medida del sistema y en el mecanismo de sincronización de red que permite su funcionamiento. En

este trabajo también se describe a grandes rasgos la técnica utilizada para medir el tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos y se proporcionan algunos resultados de la precisión del sistema en la estimación de distancias.

Por su parte, los trabajos [3], [4] y [5] corresponden a publicaciones en revistas indexadas. En [3] se aborda el problema de una precisa sincronización de tiempo en redes de sensores inalámbricas orientadas a medir fenómenos físicos que deben ser monitorizados periódicamente, como por ejemplo el tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos en sistemas de posicionamiento. Derivas en los relojes de los nodos y variaciones aleatorias en los instantes de tiempo que indican el inicio de medida, son presentadas aquí como las principales fuentes de error de sincronización de estos sistemas. En este trabajo se describe un mecanismo de sincronización de red que utiliza el estándar IEEE 802.15.4 para permitir un esquema de medidas programadas compensando dichas fuentes de error. En [4] se analizan a fondo las fuentes de error debidas a la deriva y la resolución finita de los relojes de los microcontroladores de los nodos. Dichas fuentes son caracterizadas teóricamente para proporcionar un modelo teórico del error de medida capaz de predecir el rendimiento del sistema. En [5] se presenta una descripción completa del sistema TELIAMADE. En este trabajo se proporcionan los detalles del diseño hardware de los nodos y la forma en la cual éstos transmiten y muestrean la señal de ultrasonidos. Aquí se presenta la formulación completa que permite describir el receptor digital de correlación en cuadratura basado en un esquema de muestreo paso banda en cuadratura. En él se describe el procedimiento que permite calcular la medida de tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos y con ella la distancia usando la velocidad del sonido, además de la formulación que describe la técnica de multilateración utilizada para estimar la posición de un nodo móvil a partir de las distancias estimadas a varios nodos de referencia fijos. En este artículo se proporcionan resultados experimentales que muestran la precisión de distancia y la precisión de localización del sistema.

Por último, los trabajos [6] y [7] corresponden a publicaciones en congresos internacionales. En [6] se analiza el rendimiento de un sistema de localización basado en la medida de potencia de señal de ultrasonidos. Esto viene motivado por el hecho de que la medida de potencia resulta más fácil de estimar que la medida de tiempo de vuelo, lo cual podría significar una simplificación del diseño del sistema. El estudio es realizado tomando como referencia el sistema TELIAMADE, donde la distancia es estimada a partir del valor de potencia de señal recibida usando un modelo de propagación de señal. Los factores asociados al patrón de radiación de los transductores ultrasónicos o el nivel de voltaje en los nodos pueden afectar a la medida de potencia. En este artículo se analizan los efectos de estos factores y se proporcionan los algoritmos que permiten compensarlos. En este artículo se presentan resultados experimentales que muestran la precisión de localización del sistema usando esta aproximación basada en la medida de potencia, donde es posible observar la bondad de los algoritmos de compensación propuestos. Finalmente en [7] el sistema TELIAMADE es presentado como una herramienta de enseñanza que podría ser utilizada en el contexto de la ingeniería de las telecomunicaciones. En este trabajo se describe la versatilidad del sistema para estudiar algunas características relevantes de los sistemas de comunicación y localización en laboratorios docentes convencionales.

## TRABAJOS PUBLICADOS:

1. C. Medina, J.C. Segura, A. de la Torre; TELIAMADE: Sistema de localización en interiores basado en ultrasonido y RF; *in Proc. 25th Simp. Nacional URSI*, no. 39, Bilbao, Spain, September 2010. [1]
2. C. Medina, J.C. Segura, A. de la Torre; Una red inalámbrica de sensores orientada a localización con precisión subcentimétrica; *in Proc. 26th Simp. Nacional URSI*, pp. 5-8, Leganés, Spain, Sep. 2011. [2]
3. C. Medina, J.C. Segura, A. De la Torre; Accurate Time Synchronization of Ultrasonic TOF Measurements in IEEE 802.15.4 based Wireless Sensor Networks; *Ad Hoc Networks*, vol. 11, pp. 442-452, 2012. [3]
4. C. Medina, J.C. Segura, A. De la Torre; A synchronous TDMA ultrasonic TOF measurement system for low power Wireless Sensor Networks; *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1-13, 2012. [4]
5. C. Medina, J.C. Segura, A. De la Torre; Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy. *Sensors*, March 2013. 13(3), 3501-3526; DOI:10.3390/s130303501. [5]
6. C. Medina, S. Holm, J.C. Segura; Feasibility of ultrasound positioning based on signal strength. *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), International Conference on*, pp. 1-9, Sydney, Australia, November 2012. [6]
7. C. Medina, I. Álvarez, J.C. Segura, A. De la Torre, C. Benitez; Teliamade ultrasonic indoor location system: application as a teaching tool; *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), IEEE International Conference on*, pp. 2777-2780, Kyoto, Japan, March 2012. [7]

# Summary

The purpose of this thesis is the development, implementation and evaluation of an indoor location system capable of estimating the position of a mobile device with subcentimeter accuracy and providing good performance in terms of scalability, configuration flexibility, low consumption and low cost. This system has been given the name of TELIAMADE (*Tecnologías de localización en aplicaciones de inteligencia ambiental para atención a la dependencia*), whose acronym into english stands for “*Location technologies in ambient intelligence applications for dependency care*”. Although TELIAMADE system has been initially designed to be used in location applications of dependent people in their environment to facilitate their stay and security in smart environments, certainly this system can be used in other sectors due to its excellent accuracy for determining distance and positioning, and also the versatility of its nodes to operate with different configurations.

The TELIAMADE system uses a master-slave topology and consists of a central node (denoted as *coordinator node*) and a set of end nodes that operate as ultrasonic sensors. All of them form a wireless network of smart sensors. The coordinator node is physically connected to a personal computer (PC) through the serial interface. This node works as a gateway between the user application and the network end nodes. The communication between nodes is based on the exchange of radio messages using the ZigBee protocol. This protocol is characterized by low power consumption, a low data rate and a secure communication, hence ideally suited for being implemented in wireless sensor networks. Unlike other standards, it has a lower complexity protocol stack that results in a lower memory and computational resources demand.

The TELIAMADE nodes are equipped with a low-power microcontroller (PIC18F4620) and a radio chip (CC2420) implementing the IEEE 802.15.4 physical and MAC layers. The rest of the ZigBee stack is implemented by software in the ROM (read-only memory) of the microcontroller. The transmission and reception of radiofrequency signal is performed through a microstrip antenna coupled to the radio chip.

The user or network administrator can configure and monitor the operating mode of the end nodes by using ZigBee messages through the coordinator node. A computer terminal is used to write and read information contained in the radio packets circulating on the network. Once the nodes deployment is done, the system can be reconfigured through commands without having to dismount the nodes to reprogram the microcontroller. The ease of deployment of the TELIAMADE system and its configuration flexibility are some of the characteristics which differentiate it from other positioning systems.

The TELIAMADE system uses ultrasound signals to infer distances between a transmitter node and a receiving node. The end nodes are equipped with a couple of ceramic ultrasonic transducers with a resonance frequency of 40 kHz. One of the transducers is used for the transmission of ultrasound signal and the other for the signal reception. Depending on their configuration, the network nodes can operate as transmitters or receivers of ultrasound signal, although they can also work in a dual way, i.e. supporting both modes. The distance measure between nodes can be estimated by measuring the time of flight of ultrasonic signal. Unlike other signals, ultrasound has the advantage of having a slow propagation speed. This allows to measure the propagation delay of signal from one emitter node to another receiver node with high precision. The distance is calculated taking into account the propagation delay and the speed of sound.

Unlike other technologies, the ultrasound frequency range is free from regulatory control and the cost of the ultrasound transducers is relatively inexpensive. However, most of the commercial transducers have a short-range and a directional radiation pattern which involves the use of a large number of nodes to cover a wide location area, since it is necessary a direct line of sight between nodes to correctly estimate the time of flight of the ultrasound signal. Possible signal reflections on walls or obstacles can make the signal reaches the receiver via a non direct path. It can cause errors in the distance estimation and positioning.

The generation of an ultrasonic burst is performed by the Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (EUSART) of the microcontroller. A sequence of alternating 0 and 1 bits is generated at a baud rate of twice the nominal frequency of the transducer, where 1's bits are transmitted using a high voltage level and 0's bits with a low voltage level. As a result, the EUSART output is a square signal of carrier frequency equal to the resonance frequency of the transducers. Since signal generation is digital, it is possible to implement advanced signal modulation techniques for providing greater robustness against noise and multipath effects. One of such modulation techniques is BPSK (Binary Phase-Shift Keying), which has been implemented in the TELIAMADE system. BPSK as well as being robust to noise offers the possibility of using pseudorandom codes to allow simultaneous transmission of the ultrasound signal from multiple transmitters, thereby increasing the positioning measures rate per second.

The hardware design of the TELIAMADE nodes includes a signal conditioning module for the transmission and reception of the ultrasound signal. The EUSART output is buffered into digital inverter gates implementing a push-pull configuration in order to provide a higher gain in the signal transmission, before being sent to the transducer. This involves increasing the power of the signal being sent, so that the system range is also increased. Some of the characteristics that differentiate this system from other positioning systems are its versatility to generate different ultrasound signals by configuring various signal parameters or the possibility of implementing different modulation techniques. By sending ZigBee messages, the user can easily configure some signal parameters such as the bits included in the burst, the bit period, the sampling frequency in reception or the rate of measurements per second. In this way, the system can operate with different configurations to suit scenarios with different requirements.

The received signal from the ultrasonic transducer is amplified and filtered using an active second order analog filter with a center frequency equal to the carrier frequency and a narrow

bandwidth. This signal conditioning stage requires use of a dual operational amplifier and several passive components, which allows to reduce the out-of-band noise and increase the signal to noise ratio (SNR) using few hardware resources. Next the signal is sampled using the A/D (analog-to-digital) converter of the microcontroller with 10-bit resolution for a suitable dynamic range. The signal samples are stored in the microcontroller RAM (random-access memory) using 2 bytes per sample.

The design of a low-consumption system with low-cost nodes involves using a microcontroller with a limited computational power and low memory. The microcontroller RAM memory used in TELIAMADE is only of 2 Kbytes to store the signal samples. This memory limitation involves an implementation problem. A band-pass sampling scheme is adopted to deal with this problem. The band-pass sampling determines that a band-pass signal can be retrieved from its samples using a sampling frequency lower than its carrier frequency. The quadrature sampling is a particular case of band-pass sampling. In this case, the sampling frequency is conditioned by the bandwidth of the modulating signal and it is possible to retrieve the samples of the in-phase and quadrature components of the modulated signal.

The bandwidth of the transducers used in the nodes design (less than 2 kHz) limits the bandwidth of the ultrasound signal and allows the use of the quadrature sampling. The system can be operated at sampling frequencies of 32 kHz, 17.78 kHz or even 12.31 kHz, reducing the number of samples per second without losing information. This approach allows to optimize the available memory resources. The quadrature sampling scheme allows to handle signals of greater duration to increase the distance range of the system (a smaller sampling rate enables a greater time-of-flight (TOF) of the signal) or to reduce the processing resources at the receiver to operate with a smaller number of signal samples. It also offers the possibility of using longer signal bursts to improve the system robustness against noise and other interference of the channel.

The TOF of the ultrasound signal is estimated from the recorded signal samples in the receiver node using a quadrature detector. In quadrature sampling, alternate samples of band-pass signal correspond to in-phase and quadrature components. Since both signals are sampled correctly, it is possible to use an interpolation process to retrieve the value of in-phase and quadrature components in the instants where they are unknown. These values are obtained from the signal samples using a pair of quadrature filters derived from an interpolation low-pass filter. This also reduces the out-of-band noise. In this way, the interpolation filter provides signals with higher SNR, resulting into an improvement of the accuracy in TOF measurements.

The design of the quadrature filters is optimized to achieve a good estimate with the minimum computational cost, using a total of 7 coefficients for each filter. The interpolated samples are filtered through a matched filter to the transmitted signal. In order to simplify the calculation of the operations and reduce the memory requirements, the coefficients of the filters are quantized with 3 bits, thus avoiding floating point operations in the microcontroller. For simplicity, an ultrasound signal of one bit with bit duration of 1 ms is considered for the experiments conducted in this thesis work. The in-phase and quadrature components obtained at the output of the matched filter are used to estimate the signal envelope, from which it is possible to measure the TOF as the time instant at which the envelope reaches its maximum value. This time is calculated from the index of the sample at which the envelope

reaches its maximum amplitude for a known sampling frequency.

This way of calculating the time-of-flight of signal causes the system's accuracy depends heavily on the selected sampling frequency. A maximum error of half a sample can be made. In order to reduce this error we apply a parabolic interpolation for detecting the envelope peak to obtain a time resolution much better than one-half sample. For this, we consider the adjacent samples around the selected peak. Experimentally we have found that a buffer size of 3 samples is enough to get a good interpolation. The interpolation correction leads to errors less than half sample period and reduces the standard deviation of the measurements. Such accuracy enables the use of phase signal information to improve the TOF measurement. The signal phase information has a greater resolution and its value is not limited by the used sampling frequency. According to the characteristics of our digital detector, the phase is easily calculated from the in-phase and quadrature components at the output of the matched filter. However the phase is ambiguous, i.e., its value is periodic with a period equal to a wavelength. Therefore, the estimated delay from the phase allows us to know the TOF value but it does not specify an integer number of wavelengths. This integer number of wavelengths is estimated using parabolic interpolation. In this way, the phase information provides the fractional correction in the TOF measurement to achieve high accuracy even with very low sampling frequencies.

The distance between nodes is estimated from the TOF measurement using the propagation speed of sound. To achieve a good accuracy in the distance calculation, it is necessary to properly estimate the speed of sound. In TELIAMADE we make use of an approach where the influence of temperature is considered to estimate the speed of sound.

The system accuracy in the distance measurement was evaluated using several pairs of nodes in which one of them operates as ultrasound transmitter and the other as receiver. The nodes were separated by different distances in the range from 2 to 6 m. A commercial laser rangefinder of precision  $\pm 1.5$  mm was used to measure the separation between nodes. The distances provided by the laser rangefinder were used as reference to determine the distance error obtained with our system. Experimental results show a 99% percentile of the absolute error of the measurements less than 3 mm. However, a portion of this absolute total error is attributed to possible errors in the node positioning as well as the accuracy of the laser rangefinder whose measurements were taken as reference. The standard deviation value of the distance measurements is less than 0.5 mm. Since this parameter provides information on the repeatability of the measurements, this means that the system can achieve a maximum accuracy of 0.5 mm, as long as an accurate calibration of the nodes is possible.

The TOF measurement requires a precise synchronization between the receiving and transmitting processes of the ultrasound signal. This is particularly complex in TELIAMADE, where each network node has a local clock that controls its operation. Clock drifts introduce a delay between the receiver and transmitter nodes and consequently an inaccurate estimation of the TOF value. Unlike other systems, the TELIAMADE nodes use the same interface for data transmission and for synchronization purposes, which simplifies the design and reduces the cost. The negligible propagation delay of the radio messages allows to use the ZigBee interface to provide synchronization information to the network nodes from the coordinator node. The proposed synchronization scheme is able to maintain a common time reference for all network nodes.

Synchronization is achieved using the timestamps corresponding to the sending and receiving of the ZigBee synchronization messages. For this, a minor modification of the PHY (Physical) and MAC (Media Access Control) layers code of the ZigBee protocol stack is needed to record the clock tick values just at the beginning of the reception of a radio packet and just at the end of the transmission of a radio packet, with an accuracy of one clock cycle. All nodes in the network are time synchronized by periodic sending ZigBee synchronization messages issued by the coordinator node. These synchronization messages are received by all nodes at the same time. The timestamp on the receipt of the message is used as time reference to set the beginning of the transmission or reception of ultrasonic signal according to the node configuration. Both transmission and reception processes are performed using interrupt driven routines of the node microcontroller.

Depending on the node configuration (as transmitter or receiver) the number of executed instruction cycles before the start of transmission and reception of the ultrasonic signal are different. The time elapsed from the start of the transmission/reception process until the actual beginning of transmission/reception may vary depending on the configuration and node computational load. These delays cause random time variations that lead to rms (root mean square) distance errors of around 17 cm. To overcome the lack of synchronization caused by the previously described situation, we use a fixed common delay from the reference time (timestamp of the last packet of synchronization) before enabling the microcontroller interrupt services. This delay compensates for the time difference between both routines and achieves the synchronization of the measurement processes with a precision equal to the nominal resolution of the clock, reducing the rms distance error to a typical value of 0.14 mm.

On the other hand, the TELIAMADE system allows to perform regularly scheduled measurements without the intervention of a supervisor node for indicating when the nodes have to start measuring processes. The proposed measurement scheme is based on a Time Division Multiple Access (TDMA) approach to share the ultrasonic channel. Using this approach, the network nodes can be programmed to start transmission or reception of ultrasonic pulses at given time instants. These time instants are specified using a temporal structure that is organized in periods of certain duration which we will refer to as *multiframes*. Each multiframe is divided into shorter time periods called *frames*. The beginning of each multiframe is signaled by the network coordinator by sending a synchronization message which all network nodes receive at virtually the same time. This provides a common time base for all network nodes, from which it is easy to schedule the precise time instant at which a given node must begin the transmission or reception of an ultrasonic pulse. In this case, the measurement is performed at the beginning of every single frame of the multiframe.

In a multi-node scenario, each transmitter node starts the ultrasonic pulse generation at the beginning of a given frame of the multiframe. In this way, it provides a scheduled access to the ultrasound channel of the transmitter nodes, avoiding collisions in the signal transmission. Furthermore, the receptor node starts the reception process of the ultrasonic pulse at the beginning of the same frame, which guarantees that both processes start at the same time (i.e. synchronously). The system allows to configure the frame length and modify the measurements rate depending on the requirements of the measurement scenario.

The resources used in the nodes design as well as the measurement scheme proposed in

TELIAMADE are intended to reduce the system power consumption. The average power consumption of a TELIAMADE node is of 27 mA and 30 mA when it is working as ultrasonic transmitter and receiver respectively. However, the nodes can be forced to a low consumption mode in which the RF-transceiver and the peripherals are temporarily disabled. This idle mode reduces their consumption to 1.7 mA. On the other hand, the use of a TDMA scheduling approach causes that the network traffic due to synchronization will only be dependent on the time interval between synchronization messages (multiframe period which is typically of the order of 7 seconds) and not on the measurement rate, therefore the network traffic is significantly reduced. All of this contributes to a lower consumption that allows enlarging the life of the batteries of the nodes.

However, a low rate of synchronization messages causes that the system accuracy is affected by clock drifts in the nodes. The time reference in the nodes is obtained from the clock signal from the microcontroller by using a 16 MHz quartz oscillator. Different drifts in the real resonant frequency of the crystals involve synchronization errors affecting the measurements. Variations on the order of several tens of parts per million of the resonant frequency are common for commercial crystals. As a result, all time measurements made with a microcontroller clock are affected by a drift. Different clock drifts for each node result in synchronization errors that degrade the system performance by adding an unknown bias to the TOF estimations. This error is greater for long multiframe periods and when the difference between the clock drifts of the nodes increases.

Experimental results show that the distance measurement can be affected by a typical rms error of the order of 1 cm due to the clock drifts. The clock drift among nodes is avoided by using a common time base provided by the coordinator node instead of using their local clocks. To this end, each network node performs an estimation of the common time (the coordinator time) using a linear transformation of its local time. The drift compensation reduces the measurement rms error to a value less than 0.5 mm.

The TOF measurement of ultrasound signal allows us to estimate distances with an excellent precision. However, such precision may not be necessary in applications with more relaxed precision requirements. For this reason, the TELIAMADE system offers the possibility of using the signal strength measurement to estimate distances. In this case, the distance between nodes (transmitter and receiver) is estimated from RSSI values using a signal propagation model in which the power losses due to the spherical divergence and atmospheric absorption are considered. The model includes parameters of temperature and relative humidity to adjust to changing environmental conditions.

However, the signal strength measurement can be affected by the characteristics of the transducers. The TELIAMADE nodes use narrowband transducers. These transducers are characterized by a high emission power and high sensitivity. Nevertheless, they have usually a highly directional radiation pattern with a narrow beamwidth. Therefore, variations in the orientation of the transducers will affect the signal strength and thus the distance estimation. In order to overcome this problem, we propose a theoretical model to estimate the power loss due to the orientation angle of the transducers. This model considers the resonance surface shape of the ultrasonic transducers. On the other hand, the signal strength measurement can also be affected by the battery level in the nodes. Depending of their configuration and workload, the consumption of batteries can be greater or less, causing voltage differences

between network nodes. A reduction of the voltage level in the nodes affects the signal strength measurement. A lower voltage in the transmitter nodes results in a smaller signal gain at the output of the amplifier stage. On the other hand, a voltage drop in receiver node leads to a reduction of the dynamic range of the A/D converter, and therefore the received signal is detected with an amplitude greater than its actual value and therefore with greater power. To compensate for battery effects, we use the actual voltage levels in the nodes to adjust the received signal strength to the reference voltage conditions. Both compensations can reduce the distance error in a factor of 10 with errors lower than 5 cm.

Despite its less precision, the signal strength measure could potentially mean a simplification of the traditional positioning systems design in relation to other TOF-based methods. The TOF measurement requires a precise synchronization of the nodes to achieve good accuracy. In addition, the TOF measurement requires advanced digital signal processing techniques which imply more hardware resources in the design of the nodes and a higher cost of the system. Therefore, the signal strength measurement instead of TOF measurement could mean a simplification of the system design, a lower cost of signal processing and therefore a lower consumption.

On the other hand, the confinement characteristic of the ultrasound signal and its multiple reflections may be appropriate in an enclosed space. The received ultrasound signal might have followed a non-direct path due to partial obstructions in the signal path or an inadequate orientation of the transducers, causing a poor estimate of distance. However, the signal strength measurement allows knowing the approximate position of the mobile node when this happens (e.g. the room in which it is located). In this case, it allows the use a smaller number of sensors to detect the presence of a target in a closed environment.

Assuming a typical location scenario with a mobile node and a set of fixed transmitter nodes (reference nodes), the mobile position is calculated by applying trilateration or multilateration using the estimated distances from the receiver node to three or more reference nodes. The positioning accuracy of the TELIAMADE system has been analyzed in an office environment. The reference nodes operate as ultrasonic transmitters and are placed in the ceiling. On the other hand, the mobile node operates as ultrasonic receiver and is placed in different positions in 3D-space. This experimentation has required the manufacture of a test bench used to allocate the receiver node in different positions with positioning errors of up to a few millimeters. These positions were taken as reference to evaluate the positioning accuracy of the system. The fixed nodes were placed at a height of approximately 2.7 m and separated by a distance of 2 m. The trilateration or multilateration requires knowledge of the exact position of the fixed nodes to achieve a correct estimation of the mobile position. However, the location of these nodes (typically on the ceil) makes accurately measuring their positions very difficult.

In TELIAMADE, we propose to use a calibration algorithm to precisely determine the position of the transmitter nodes from the distances obtained in certain known positions of the mobile node. Experimental results show a sub-centimeter location accuracy of the system when the distance between nodes is estimated from the TOF measurement. Such accuracy is worse if we use the signal strength measurement to determine distances. In this case, the rms positioning error is of the order of 10 cm, which is acceptable in many everyday localization applications.

The features and performance of the TELIAMADE system makes it a versatile indoor location system based on a wireless ultrasonic sensor network. Its design provides a new architecture for low power consumption, sub-centimeter location accuracy and great network configuration flexibility by using low memory requirements and a reduced computational cost.

The mobile node position is calculated by applying multilateration from the estimated distances to several fixed reference nodes. The distance measurement is estimated from the TOF of ultrasound signal using a quadrature detector in which quadrature band-pass sampling is used. The system also offers the possibility to measure distances from the received signal strength using a signal propagation model. This approach allows to simplify the system design but at the expense of reducing the location accuracy.

The system uses a periodic prescheduled measurement scheme based on a TDMA approach where the network synchronization is achieved by sending periodic synchronization messages through the radio interface that implements the ZigBee protocol. The distance measurement can be affected by synchronization errors due to clock drift in the nodes when using the TOF measurement. Furthermore, the characteristics of the ultrasonic transducers or the voltage drop of the batteries at the nodes restrict the accuracy of the system when the signal strength is used to estimate distances. In this thesis work, such sources of error are theoretically characterized and techniques have been proposed to correct them.

Although TELIAMADE has been originally designed to be used in location applications of dependent people in their environment, its excellent accuracy for determining distance and positioning allows it to be used in multiple applications. For example, in the commercial sector it could be used for detecting available parking spaces in parking areas or to analyze the customer's trajectory in large areas such as malls or supermarkets to perform market research oriented to the product placement or consumer's purchasing patterns. Alternatively, in the industrial sector it could be used as a tool for verifying the thickness of several materials or the size of some components, and also to measure the fill-level in tanks.

On the other hand, the TELIAMADE system can be used as a teaching tool in the context of telecommunication engineering. Due to its simple design, the versatility of its configuration and the characteristics of the involved signals, TELIAMADE is an appropriate tool for teaching basic aspects in location systems, digital communication systems, encoded signalling, microcontroller programming, radio protocols or advanced signal processing techniques. Its design allows students to sample, store and analyze signals at different points of the circuits by using conventional oscilloscopes. Furthermore, some parameters such as the binary burst, bit duration or sampling frequency can be configured. In this way the students can study relevant features of communication and location systems such as bit error probability, noise immunity, location accuracy using different measurement techniques, the study of signaling techniques, implementation of different digital modulation schemes or the study of algorithms for synchronization in wireless sensor networks.

The work and results we have presented along this document have been published and are already available for the research community. The publications are listed at the end of this summary. The works [1] and [2] are contributions to national congresses. In [1] the architecture and the operating arrangements for the TELIAMADE system are described for the first time. In [2] we provide more detail about the measurement scheme and the

synchronization mechanism of the system. This work describes the algorithm to measure the TOF of ultrasound signal and shows some results of the system accuracy for determining distances.

The works [3], [4] and [5] correspond to publications in indexed scientific journals. In [3] we discuss the problem of accurate time synchronization of wireless sensor networks used in applications in which a physical phenomenon must be monitored through periodical sampling, such as the local positioning systems using ultrasonic time of flight measurements for pseudorange estimation. Clock drifts in the nodes and random variations of the start time used in each measurement are described here as the main synchronization error sources of these systems. This work describes a network synchronization mechanism based on the IEEE 802.15.4 standard using a prescheduled measurement scheme that can compensate for these error sources. In [4] we discuss thoroughly the clock drift effects and the finite clock resolution of the network nodes. Such error sources are theoretically characterized to provide an error model that predicts the system performance in terms of TOF accuracies. In [5] a complete description of the TELIAMADE system is presented. This work provides details of the nodes hardware design and the way in which they transmit and receive ultrasound signal. Here, a complete formulation is derived to describe the quadrature digital receiver based on a quadrature band-pass sampling scheme. We describe how the distance between nodes is estimated from the TOF measurements of ultrasound signal using the speed of sound, as well as the multilateration method to calculate the mobile position from the estimated distances to the reference nodes. Experimental results show the system accuracy for determining distance and positioning.

Finally, the works [6] and [7] are contributions to international congresses. In [6] we analyze the performance of an indoor positioning system based on the ultrasound signal strength, which could potentially mean a simplification of the traditional positioning systems design in relation to other methods such as TOF, being an alternative and interesting method for positioning. The study is performed using the TELIAMADE system where the distance between nodes is estimated from the received signal strength using a signal propagation model. Factors associated with the radiation pattern of the ultrasonic transducers or the voltage level in the nodes affect the signal strength measurement. This work discusses the effects of these factors on the distance accuracy and provides the algorithms to compensate them. Results on location accuracy of the system are provided using this approach, demonstrating the goodness of the proposed compensation algorithms. On the other hand, in [7] we propose to use the TELIAMADE system as a teaching tool in the context of Telecommunication Engineering. This work describes the versatility of this system to study some relevant characteristics of the location systems and digital communication systems using instruments available in conventional teaching laboratories.

## PUBLISHED WORKS

1. C. Medina, J.C. Segura, A. de la Torre; TELIAMADE: Sistema de localización en interiores basado en ultrasonido y RF; *in Proc. 25th Simp. Nacional URSI*, no. 39, Bilbao, Spain, September 2010. [1]
2. C. Medina, J.C. Segura, A. de la Torre; Una red inalámbrica de sensores orientada a

- localización con precisión subcentimétrica; *in Proc. 26th Simp. Nacional URSI*, pp. 5-8, Leganés, Spain, Sep. 2011. [2]
3. C. Medina, J.C. Segura, A. De la Torre; Accurate Time Synchronization of Ultrasonic TOF Measurements in IEEE 802.15.4 based Wireless Sensor Networks; *Ad Hoc Networks*, vol. 11, pp. 442-452, 2012. [3]
  4. C. Medina, J.C. Segura, A. De la Torre; A synchronous TDMA ultrasonic TOF measurement system for low power Wireless Sensor Networks; *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1-13, 2012. [4]
  5. C. Medina, J.C. Segura, A. De la Torre; Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy. *Sensors*, March 2013. 13(3), 3501-3526; DOI:10.3390/s130303501. [5]
  6. C. Medina, S. Holm, J.C. Segura; Feasibility of ultrasound positioning based on signal strength. *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), International Conference on*, pp. 1-9, Sydney, Australia, November 2012. [6]
  7. C. Medina, I. Álvarez, J.C. Segura, A. De la Torre, C. Benitez; Teliamade ultrasonic indoor location system: application as a teaching tool; *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), IEEE International Conference on*, pp. 2777-2780, Kyoto, Japan, March 2012. [7]

# Abreviaturas

- **ACK:** Acknowledgment
- **A/D:** Analog-to-Digital
- **AES:** Advanced Encryption Standard
- **AFG:** Application Framework Working Group
- **AIB:** Application Support Sublayer Information Base
- **APL:** Application layer
- **APS:** Application Support Sublayer
- **APSD:** APS Data Entity
- **APSM:** APS Management Entity
- **ASK:** Amplitude-Shift Keying
- **BPSK:** Binary Phase-Shift Keying
- **CCS:** Continuous Clock Synchronization
- **CDMA:** Code Division Multiple Access
- **CRC:** Códigos de Redundancia Cíclica
- **CSMA/CA:** Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
- **D/A:** Digital-to-Analog
- **DFT:** Discrete Fourier Transform
- **DSN:** Data Sequence Number
- **DSSS:** Direct-Sequence Spread Spectrum
- **EEPROM:** Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
- **EUSART:** Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Rx/Tx module

- **FCS:** Frame Check Sequence
- **FDMA:** Frequency Division Multiple Access
- **FFD:** Full Function Device
- **FIFO:** First In, First Out
- **FM:** Frequency Modulation
- **GPS:** Global Positioning System
- **ID:** Identificador
- **I+D:** Investigación y Desarrollo
- **IEEE:** Institute of Electrical and Electronics Engineers
- **IIR:** Infinite Impulse Response
- **IR:** Infrarrojos
- **ISM:** Industrial, Scientific and Medical
- **ISR:** Interrupt Service Routine
- **LAN:** Local Area Network
- **LBS:** Least Significant Bit
- **LLC:** Logical Link Control
- **LNA:** Low Noise Amplifier
- **LPS:** Local Positioning System
- **LQI:** Link Quality Indicator
- **MAC:** Media Access Control
- **MBS:** Most Significant Bit
- **MCPS:** MAC Common Part Sublayer
- **MCPS-SAP:** MAC Common Part Sublayer Service Access Point
- **MEMS:** Micro Electro-Mechanical Systems
- **MFR:** MAC Footer
- **MHR:** MAC Header
- **MLME:** MAC Sublayer Management Entity
- **MLME-SAP:** MAC Sublayer Management Entity Service Access Point
- **MPDU:** MAC Protocol Data Unit

- **MSDU**: MAC Service Data Unit
- **NKW**: Network Layer
- **NLDE**: Network Layer Data Entity
- **NLME**: Network Layer Management Entity
- **O-QPSK**: Offset Quadrature Phase Keying
- **PAN**: Personal Area Network
- **PC**: Personal Computer
- **PD**: PHY Data
- **PDA**: Personal Digital Assistant
- **PD-SAP**: PHY Data Service Access Point
- **PDU**: Protocol Data Unit
- **PHR**: PHY Header
- **PHY**: Physical Layer
- **PLME**: Physical Layer Management Entity
- **PLME-SAP**: Physical Layer Management Entity Service Access Point
- **PN**: Pseudo-random Noise
- **PPDU**: PHY Protocol Data Unit
- **PSD**: Power Spectral Density
- **PSDU**: PHY Service Data Unit
- **QoS**: Quality of Service
- **RAM**: Random-Access Memory
- **RBS**: Reference-Broadcast Synchronization
- **RF**: Radiofrecuencia
- **RFD**: Reduced Function Device
- **RFID**: Radio Frequency IDentification)
- **RMS**: root mean square
- **RMSE**: root mean square error
- **ROM**: Read-Only Memory
- **RSSI**: Received Signal Strength Indicator

- **SFD**: Start-of-Frame Delimiter
- **SHR**: Synchronization Header
- **SNR**: Signal-to-Noise Ratio
- **SPDU**: SCS Protocol Data Units
- **SPI**: Serial Peripheral Interface
- **SSCS**: Service-Specific Convergence Sublayer
- **SSP**: Security Service Provider
- **TELIAMADE**: Tecnologías de localización en aplicaciones de inteligencia ambiental para atención a la dependencia
- **TDMA**: Time Division Multiple Access
- **TOF**: Time-of-flight
- **UART**: Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
- **WDT**: Watchdog Timer
- **WPAN**: Wireless Personal Area Network
- **WSN**: Wireless Sensor Network
- **ZDO**: ZigBee Device Object

# Lista de Figuras

2.1	Representación de la interconexión de red en TELIAMADE . . . . .	12
2.2	Diagrama esquemático del módulo Pixie [8]. . . . .	18
2.3	Diagrama de bloques funcional del PIC18LF4620 . . . . .	20
2.4	Diagrama de bloques simplificado del chip CC2420 . . . . .	21
2.5	Kit de evaluación del módulo Pixie [9]. . . . .	23
2.6	Fotografía del nodo coordinador en TELIAMADE. . . . .	23
2.7	Diseño hardware del nodo final en TELIAMADE . . . . .	25
2.8	Fotografía ilustrativa de las distintas partes del nodo final en TELIAMADE .	26
2.9	Fotografía del nodo final en TELIAMADE (versión 1). . . . .	27
2.10	Fotografía del nodo final en TELIAMADE (versión 2). . . . .	27
2.11	Arquitectura del Stack ZigBee . . . . .	30
2.12	Topologías de una red ZigBee . . . . .	33
2.13	Estructura de la trama de datos y el paquete PHY en IEEE 802.15.4 . . . . .	36
2.14	Canales de comunicación IEEE 802.15.4 en la banda de 2.4 GHz. . . . .	37
2.15	Funciones de expansión y modulación de señal IEEE.802.15.4 en la banda de 2.4 GHz. . . . .	37
2.16	Desplazamiento de chips en O-QPSK . . . . .	38
2.17	Hardware necesario para implementar la pila de protocolos ZigBee . . . . .	39
2.18	Estructura del programa desarrollado en TELIAMADE . . . . .	41
2.19	Diagrama de funcionamiento del nodo coordinador. . . . .	53

2.20	Formato de los mensajes MCPX_DATA. . . . .	56
2.21	Diagrama de funcionamiento del nodo final. . . . .	60
3.1	Representación de los coeficientes que implementan los filtros en cuadratura . . . . .	69
3.2	Respuesta de frecuencia normalizada de los filtros en cuadratura . . . . .	70
3.3	Ejemplo de la recepción de un pulso ultrasónico en el nodo receptor . . . . .	72
3.4	Interpolación parabólica para determinar el máximo de envolvente . . . . .	73
4.1	Estructura temporal TDMA utilizada en el esquema de medidas programadas en TELIAMADE . . . . .	79
4.2	Ilustración de la temporización de los procesos de transmisión/recepción de señal de ultrasonidos . . . . .	83
4.3	Diagrama esquemático de la temporización en la medida del TOF de señal. . . . .	85
4.4	Secuencia de mensajes de sincronización . . . . .	88
4.5	Ilustración del banco de pruebas utilizado para las medidas de TOF y estimación de distancias . . . . .	95
4.6	Representación de la PSD normalizada de un nodo durante el proceso de estimación de su deriva de reloj . . . . .	96
4.7	Estimaciones del TOF de señal obtenidas para una pareja de nodos aplicando o no compensación de deriva . . . . .	98
4.8	Valor promedio de las estimaciones de TOF frente al offset de tiempo medido desde el inicio de la multitrama . . . . .	99
4.9	Evolución temporal de la estimación de $\alpha$ en un nodo . . . . .	100
4.10	Desviación típica en la medida de TOF en función del número de trama . . . . .	102
4.11	Estimaciones de TOF obtenidas para una pareja de nodos al aplicar el algoritmo de compensación de derivas . . . . .	103
5.1	Representación de la intensidad de campo normalizada de una abertura circular uniforme . . . . .	112
5.2	Pérdida de potencia debida a la orientación de los transductores . . . . .	115
5.3	Errores de distancia obtenidos a partir de medidas RSSI tomadas a diferentes ángulos de incidencia de los transductores . . . . .	116
5.4	Valores de RSSI obtenidos para diferentes niveles de voltaje en los nodos . . . . .	118

---

6.1	Ajuste de ganancia en el nodo receptor . . . . .	123
6.2	Errores de distancia debidos al retardo de grupo en las medidas de TOF . . .	124
6.3	Procedimiento de calibración para una pareja de nodos . . . . .	126
6.4	Estimación de la posición de un nodo móvil aplicando multilateración considerando varios nodos de referencia fijos . . . . .	129
7.1	Estimación dinámica de la distancia y la velocidad usando una pareja de nodos	138
7.2	Banco de pruebas utilizado en las medidas de posicionamiento . . . . .	140
7.3	Escenario de medidas de posicionamiento . . . . .	140
7.4	Histograma del error absoluto de las medidas de localización usando TOF . .	142
7.5	Escenario de medidas de posicionamiento basado en la medida de RSSI de señal de ultrasonido. . . . .	143
7.6	Posiciones de test consideradas para evaluar la precisión del sistema usando la medida de RSSI de ultrasonidos . . . . .	144
7.7	Representación espacial de los errores de localización obtenidos para las medidas basadas en RSSI de ultrasonidos . . . . .	145
7.8	Histograma del error absoluto de las medidas de localización estimadas usando la medida de RSSI de ultrasonidos . . . . .	146
8.1	Uso del sistema TELIAMADE en el ámbito de la domótica y aplicaciones del hogar. . . . .	148
8.2	Aplicación del sistema TELIAMADE en grandes superficies para estudiar la trayectoria de los clientes. . . . .	149
8.3	Uso del sistema TELIAMADE en <i>parkings</i> para determinar la ocupación de una plaza de aparcamiento. . . . .	150
8.4	Aplicación del sistema TELIAMADE para determinar el nivel de llenado en tanques. . . . .	150
8.5	Aplicación del sistema TELIAMADE para testear el grosor de materiales o el espesor de capas de pintura y otros compuestos. . . . .	151
8.6	Diagrama de bloques del módulo de transmisión/recepción de señal de ultrasonidos en los nodos finales . . . . .	153
8.7	Representación de la transmisión y recepción de un pulso ultrasónico . . . . .	154
8.8	Puntos en el diseño hardware del nodo donde pueden observarse distintas señales de interés docente en el ámbito de las comunicaciones y del procesamiento de señal . . . . .	155

- 8.9 Representación de las señales observadas en los puntos del circuito (1) y (2) . 155
- 8.10 Representación de las señales observadas en los puntos del circuito (3) y (4) . 156
- 8.11 Representación de las señales observadas en los puntos del circuito (5) y (6) . 156

# Lista de Tablas

2.1	Condiciones de funcionamiento del estándar IEEE 802.15.4. . . . .	29
2.2	Ficheros almacenados en la carpeta <i>Common</i> . . . . .	41
2.3	Ficheros almacenados en la carpeta <i>ZigBeeStack</i> . . . . .	42
2.4	Ficheros almacenados en la carpeta <i>PIC18Common</i> . . . . .	42
2.5	Ficheros almacenados en la carpeta <i>PIC18COORD</i> . . . . .	43
2.6	Ficheros almacenados en la carpeta <i>PIC18FFD</i> . . . . .	43
2.7	Primitivas PD-SAP. . . . .	44
2.8	Parámetros de la primitiva PD_DATA_request. . . . .	44
2.9	Parámetros de la primitiva PD_DATA_confirm . . . . .	44
2.10	Parámetros de la primitiva PD_DATA_indication. . . . .	45
2.11	Primitivas MCPS-SAP. . . . .	47
2.12	Parámetros de la primitiva MCPS_DATA_request. . . . .	48
2.13	Parámetros de la primitiva MCPS_DATA_confirm . . . . .	49
2.14	Parámetros de la primitiva MCPS_DATA_indication. . . . .	49
2.15	Formato del campo de control de trama (FCF) . . . . .	50
2.16	Lista de comandos en TELIAMADE. . . . .	55
2.17	Mensajes MCPX declarados en <i>ComandosMCPX.h</i> . . . . .	56
3.1	Componentes en fase y cuadratura interpoladas usando un valor de $M$ impar. . . . .	71

4.1	Valores mínimo y máximo, media y desviación típica del retardo de tiempo estimado antes del inicio de medida . . . . .	84
4.2	Desviaciones típicas de $\alpha$ estimadas de forma teórica y simulada para diferentes resoluciones de reloj del coordinador y el nodo final . . . . .	90
4.3	Valores estimados de $\beta$ y $\alpha$ para los nodos del sistema TELIAMADE . . . . .	97
4.4	Valores de la desviación típica de $\alpha$ estimada para un conjunto de nodos . . . . .	101
4.5	Valores de desviación típica de las medidas de TOF realizadas con varias parejas de nodos a diferentes distancias . . . . .	104
5.1	Errores de distancia obtenidos a partir de las medidas de RSSI tomadas bajo diferentes condiciones de voltaje usando una pareja de nodos . . . . .	119
6.1	Valores del retardo de envoltante, pendiente, ordenada en el origen, coeficiente de determinación y desviación típica del error obtenidos tras el ajuste del retardo para las distintas parejas de nodos en TELIAMADE . . . . .	127
6.2	Valor del nivel RSSI de señal de ultrasonidos medido en condiciones de referencia usando distintas parejas de nodos . . . . .	128
7.1	Percentil 90, 95 y 99 del error total absoluto, valor rmse y valor máximo del error absoluto de las medidas de distancia estimadas considerando diferentes frecuencias de muestreo . . . . .	136
7.2	Desviación típica de las medidas realizadas a diferentes distancias aplicando distintas aproximaciones en la estimación del TOF y usando distintas frecuencias de muestreo . . . . .	137
7.3	Errores de localización obtenidos en distintas posiciones de test . . . . .	141
7.4	Valor promedio del error de localización estimado para cada componente (x,y,z) y el valor rmse de las medidas de localización estimadas en distintas posiciones de test usando la medida de RSSI de ultrasonidos . . . . .	144

# Contenido

<b>1</b>	<b>Introducción</b>	<b>1</b>
1.1	Estado del arte . . . . .	1
1.2	Motivación . . . . .	4
1.3	Objetivos . . . . .	6
1.4	Estructura del documento . . . . .	9
<b>2</b>	<b>Arquitectura del sistema TELIAMADE</b>	<b>11</b>
2.1	Implementación hardware . . . . .	17
2.1.1	Módulo Pixie . . . . .	17
2.1.2	Hardware del nodo coordinador . . . . .	22
2.1.3	Hardware del nodo final . . . . .	24
2.2	Implementación software . . . . .	28
2.2.1	Descripción del protocolo ZigBee . . . . .	29
2.2.2	Fundamentos de la versión de pila implementada en TELIAMADE . .	38
2.2.3	Estructura del programa . . . . .	40
2.2.3.1	Modificaciones realizadas en la pila . . . . .	43
2.2.4	Descripción del funcionamiento del programa . . . . .	52
2.2.4.1	Programa del coordinador . . . . .	52
2.2.4.2	Programa del nodo final . . . . .	59
<b>3</b>	<b>Medida de TOF y estimación de la distancia</b>	<b>65</b>

3.1	Detección de señal aplicando muestreo en cuadratura . . . . .	66
3.2	Interpolación parabólica . . . . .	72
3.3	Incorporación de la información de fase de la señal . . . . .	73
3.4	Cálculo de la distancia . . . . .	74
<b>4</b>	<b>Sincronización de red y su efecto en la medida de TOF</b>	<b>75</b>
4.1	Esquema de medida TDMA síncrono . . . . .	79
4.2	Problemas de sincronización temporal . . . . .	81
4.2.1	Compensación de la diferencia de tiempo entre los instantes de transmisión y recepción de señal . . . . .	82
4.2.2	Compensación del bias debido a diferentes derivas de reloj . . . . .	85
4.3	Estimación de $\alpha$ . . . . .	87
4.3.1	Media y desviación típica del estimador $\tilde{\alpha}$ . . . . .	89
4.4	Análisis del error en la estimación del TOF . . . . .	91
4.4.1	Otras fuentes de error . . . . .	92
4.4.2	Orden de magnitud de los diferentes errores . . . . .	93
4.5	Resultados experimentales para evaluar la precisión de sincronización . . . . .	94
4.5.1	Características del escenario de medida . . . . .	94
4.5.2	Caracterización de la deriva de reloj . . . . .	95
4.5.3	Evaluación del efecto de la deriva de reloj en la medida de TOF . . . . .	97
4.5.4	Estimación de los valores de $\alpha$ . . . . .	99
4.5.5	Efecto de la varianza de $\alpha$ . . . . .	101
4.5.6	Evaluación del sistema: precisión en la medida de TOF . . . . .	101
<b>5</b>	<b>Estimación de distancia basada en la medida de RSSI de ultrasonidos</b>	<b>107</b>
5.1	Modelo de propagación de señal para la estimación de la distancia . . . . .	109
5.2	Efecto de la orientación de los transductores en la medida RSSI . . . . .	111
5.3	Efecto del nivel de batería en la medida RSSI . . . . .	113
5.4	Precisión en la medida de distancia . . . . .	114
<b>6</b>	<b>Calibración del sistema y cálculo de la posición del móvil</b>	<b>121</b>

---

6.1	Calibración de los nodos . . . . .	122
6.2	Cálculo de la posición: Multilateración . . . . .	128
6.3	Calibración de la posición de los nodos de referencia . . . . .	132
<b>7</b>	<b>Resultados experimentales: precisión de distancia y posicionamiento</b>	<b>135</b>
7.1	Precisión en la medida de distancia . . . . .	135
7.2	Precisión de posicionamiento aplicando multilateración . . . . .	139
7.2.1	Precisión del sistema usando la medida de TOF . . . . .	139
7.2.2	Precisión del sistema usando la medida de RSSI de ultrasonidos . . . . .	143
<b>8</b>	<b>Aplicaciones del sistema TELIAMADE</b>	<b>147</b>
8.1	Utilidad en el ámbito de la domótica y aplicaciones del hogar . . . . .	148
8.2	Utilidad en el sector comercial . . . . .	149
8.3	Utilidad en el ámbito industrial . . . . .	150
8.4	Utilidad como herramienta de aprendizaje . . . . .	151
<b>9</b>	<b>Conclusiones y trabajo futuro</b>	<b>159</b>
9.1	Conclusiones . . . . .	159
9.2	Trabajo futuro . . . . .	169
	<b>Conclusions and Future Work</b>	<b>171</b>
	<b>Bibliografía</b>	<b>183</b>



# Introducción

## 1.1 Estado del arte

La información de localización de un objeto móvil puede ser utilizada en multitud de aplicaciones de inteligencia ambiental. Un ejemplo son los sistemas de localización de personas dependientes con movilidad reducida, orientados a facilitar la estancia de estas personas y velar por su seguridad en determinados entornos mediante el uso de ambientes inteligentes. En los últimos años han surgido multitud de sistemas de posicionamiento local basados en diferentes tecnologías como infrarrojos (IR), identificación por radiofrecuencia (RFID, Radio Frequency IDentification), ultrasonidos, redes de área local inalámbricas (WLAN, Wireless Local Area Network) o banda ultra ancha (UWB, ultra-wideband) [10][11]. La mayoría de estos sistemas están formados por una red de sensores inalámbricos en la que típicamente se utiliza una interfaz radio para permitir la comunicación entre los distintos nodos de la red. Esto ofrece la escalabilidad del sistema y facilita su despliegue. Dicha infraestructura de comunicación puede ser aprovechada para proporcionar información de localización usando el nivel de potencia de señal de los paquetes radio. Este tipo de sistemas necesita generalmente de una menor infraestructura que otros sistemas basados en otro tipo de tecnologías, aunque tienen una menor precisión. En la literatura encontramos sistemas que implementan diferentes protocolos radio como WiFi [12] o ZigBee [13]. En muchos de estos sistemas la distancia entre nodos es calculada mediante modelos de propagación de señal usando las medidas de potencia de los paquetes radio recibidos [14][15].

Sin embargo, la característica de no confinamiento de la señal de RF y la dificultad para modelar su propagación, introducen errores de posicionamiento del orden de varios metros que pueden llegar a ser de decenas de metros en sistemas basados en redes móviles [16]. Otros sistemas se basan en una identificación de radiofrecuencia [17][18], logrando una precisión similar. Dicha precisión mejora en sistemas de banda ultra ancha basados en la medida de tiempo de vuelo de señal [19] [20], donde es posible alcanzar una precisión de localización con errores inferiores a un metro. A pesar de ello, errores de localización de este orden no son

asumibles para muchas aplicaciones de posicionamiento en interiores (por ejemplo en el ámbito industrial), donde típicamente se requiere una precisión centimétrica. Aunque los últimos avances en visión artificial [21][22][23] permiten alcanzar precisiones de varios centímetros, este tipo de sistemas requiere de una infraestructura costosa, de poca modularidad y grandes recursos de procesamiento.

Otras tecnologías como los IR o los ultrasonidos permiten lograr mejores precisiones del orden de pocos centímetros [24]. Dada su característica de confinamiento, permiten que un objeto móvil pueda ser localizado con garantías en un espacio cerrado, evitando la confusión con señales procedentes de otros nodos situados en otras estancias. La señal de IR, a diferencia de la señal de ultrasonidos, apenas se refleja y es necesaria una visión directa entre los dispositivos transmisor y receptor para detectar potencia de señal. Un inconveniente de los infrarrojos es que pueden verse afectados por la luz solar y las fuentes de iluminación artificial. Esto no ocurre con la señal de ultrasonidos que es inmune a estas interferencias y permite múltiples reflexiones, por lo que no es imprescindible una visión directa entre los nodos para detectar señal. Esto reduce el número de sensores necesarios para detectar la presencia de un nodo en un entorno cerrado, ignorando el posible camino de señal, las posibles obstrucciones parciales y otros factores que puedan afectar a la amplitud de señal. Aunque en este caso no es posible determinar la localización exacta del nodo, sí es posible saber de su presencia en ese entorno cerrado. Si existe visión directa entre nodos o el camino de señal es conocido, entonces la distancia puede ser estimada con cierta precisión considerando el valor de potencia de señal usando un modelo de propagación para la señal de ultrasonidos.

Aunque dicha precisión es significativamente mejor que la obtenida con sistemas basados en la medida de potencia de señal de radiofrecuencia [25][26], aún resulta insuficiente para aplicaciones de localización con requerimientos de precisión centimétrica. En este tipo de sistemas es habitual utilizar la medida de tiempo de vuelo de señal (Time-of-flight, TOF) de ultrasonidos para estimar con mayor precisión la distancia entre nodos [27]. La lenta velocidad de propagación de esta señal permite medir su retardo de propagación entre un nodo emisor y un nodo receptor de forma precisa, aunque ello requiere una adecuada sincronización temporal de los nodos de la red. La distancia es calculada usando la medida del retardo de señal y la velocidad de propagación del sonido. Esta aproximación permite lograr una precisión de localización centimétrica o incluso subcentimétrica. Por todo ello, y dado el coste reducido de los transductores ultrasónicos, los sistemas de posicionamiento basados en ultrasonidos han demostrado ser una solución simple, efectiva y barata.

En sistemas con una conexión cableada entre los nodos, la sincronización de red puede ser fácilmente proporcionada a través de pulsos eléctricos. Sin embargo, el cableado dificulta la instalación del sistema e introduce un coste adicional en el despliegue. Este problema queda resuelto usando una conexión inalámbrica para todos los nodos del sistema, los cuales estarán alimentados por baterías. Esta solución presenta ciertos problemas de sincronización y requiere cambiar las baterías regularmente.

En redes de sensores inalámbricos el problema de sincronización es resuelto típicamente mediante el uso de señales de radiofrecuencia [28]. Los sistemas de posicionamiento basados en redes de sensores ultrasónicos de mayor trascendencia en la última década, utilizan conjuntamente señales de radiofrecuencia para proporcionar información de sincronización de red. El despreciable retardo de propagación de la señal de radiofrecuencia permite utilizarla

como referencia para sincronizar los procesos de transmisión y recepción de señal de ultrasonidos. Dado que la transmisión y recepción de señal de ultrasonidos están perfectamente sincronizados, el tiempo de vuelo de señal puede ser determinado con gran precisión y obtener una correcta estimación de la distancia.

Uno de estos sistemas es Active Bat [29][30]. Este sistema utiliza una infraestructura de nodos fijos ubicados en el techo que operan como receptores de ultrasonido. El nodo móvil funciona como un transmisor de ultrasonidos y periódicamente emite un pulso ultrasónico que es recibido por los nodos fijos más cercanos. Su posición es calculada en un nodo central usando la información de las medidas de tiempo de vuelo remitidas por los distintos nodos fijos. Este sistema utiliza una interfaz radio de 433 MHz para proporcionar información de sincronización a los nodos de la red.

El sistema Cricket [31] utiliza una infraestructura similar en la que los nodos fijos operan como transmisores de señal de ultrasonidos y el nodo móvil como receptor. Los pulsos ultrasónicos son emitidos simultáneamente junto con un pulso de radiofrecuencia para indicar el comienzo de la recepción de señal en el nodo receptor. La medida de tiempo de vuelo es estimada en el nodo receptor y devuelta a un nodo central a través de un enlace radio de datos. El nodo central procesa las distintas medidas de tiempo de vuelo para calcular la posición del nodo móvil.

A diferencia de los sistemas anteriores, Dolphin [32][33] utiliza transductores ultrasónicos de mayor ancho de banda y un patrón de radiación de mayor abertura angular. Cada nodo dispone de dos transductores ultrasónicos; uno de ellos es usado para transmitir señal y el otro para recibir. Esto permite a los nodos ser configurados como transmisores o receptores de ultrasonidos. El sistema puede operar en dos posibles configuraciones: de forma centralizada, en la que el nodo móvil opera como transmisor de señal y los nodos fijos como receptores, y donde la posición del nodo móvil es calculada en un nodo central usando las medidas de tiempo de vuelo devueltas por los nodos receptores; la otra configuración está orientada a garantizar la privacidad del nodo móvil, donde los nodos fijos actúan como transmisores y el nodo móvil como receptor, siendo éste el responsable de enviar la información del tiempo de vuelo al nodo central donde se calcula su posición.

Los sistemas anteriormente descritos tienen una precisión de localización de pocos centímetros. Algunos sistemas de localización más recientes permiten mejorar esta precisión, entre los que destaca el sistema 3D-LOCUS [34][35]. Este sistema logra alcanzar una precisión de localización subcentimétrica con una resolución de varios milímetros en un entorno de localización reducido y unas condiciones ambientales controladas. Sin embargo, pese a su excelente precisión, la escalabilidad del sistema está limitada debido a la conexión cableada entre los nodos fijos y el nodo central, dificultando el despliegue del sistema e incrementando su coste. Por otro lado, 3D-LOCUS usa una interfaz de datos para proporcionar información de control y otra específica para proporcionar sincronización, lo que supone un elevado coste en recursos hardware. El rango de distancias medibles por el sistema es corto y por tanto es necesario un gran número de nodos para cubrir con garantías un área de localización grande. Al igual que la mayoría de los sistemas descritos en la literatura, 3D-LOCUS ofrece poca flexibilidad para modificar diferentes parámetros relativos a la transmisión y recepción de la señal de ultrasonidos. Esto impide que pueda ser adaptado a diferentes entornos de localización con distintos requerimientos de precisión.

## 1.2 Motivación

En este trabajo de tesis presentamos un nuevo sistema de localización en interiores bautizado con el nombre de TELIAMADE. Este sistema es capaz de estimar la posición de un dispositivo móvil con precisión subcentimétrica y ofrecer buenas prestaciones en cuanto a escalabilidad, flexibilidad de configuración, poco consumo y bajo coste. Aunque inicialmente está orientado a ser utilizado en aplicaciones de inteligencia ambiental para facilitar la vida de personas dependientes con movilidad reducida, su flexibilidad de configuración y su excelente precisión de posicionamiento permiten usarlo en múltiples aplicaciones industriales donde se precise una adecuada monitorización y control de un objeto móvil. TELIAMADE nace de la motivación de mejorar las prestaciones de su predecesor, el sistema ATLINTIDA [36], desarrollado por el departamento de Teoría de la Señal, Temática y Comunicaciones de la Universidad de Granada en colaboración con el departamento de Telefónica I+D de Granada en el año 2008. Este sistema ha permitido sentar las bases y los conocimientos que han conducido a la implementación del nuevo sistema TELIAMADE.

El sistema ATLINTIDA se compone de un conjunto de nodos transmisores ultrasónicos de posición fija conectados por cable a una interfaz común a través de la cual reciben suministro eléctrico. La recepción de un pulso eléctrico en los nodos transmisores indica el inicio de la transmisión de señal de ultrasonidos. Por su parte, el nodo móvil opera como receptor y está alimentado por baterías para facilitar su movilidad. Este nodo utiliza un módulo radio para transmitir la señal ultrasónica recibida a una tarjeta AD/DA conectada a un PC.

ATLINTIDA usa transductores cerámicos de banda estrecha y frecuencia de resonancia de 40 kHz. La característica fundamental que diferencia a este sistema de otros sistemas de localización basados en ultrasonidos, es la utilización de señalización codificada, la cual está estrechamente ligada al uso de transductores cerámicos. Los transductores cerámicos se caracterizan por tener un estrecho ancho de banda, típicamente del orden de 1-2 kHz. Ninguno de los sistemas de banda estrecha estudiados explota las ventajas de la señalización codificada. Los sistemas implementados con este tipo de transductores son sistemas de banda estrecha, en los cuales típicamente se utiliza la transmisión de un pulso o ráfaga de corta duración [31]. Esto implica una limitación de energía de señal radiada, degradando la capacidad del sistema para determinar la posición del nodo móvil en ambientes ruidosos o con baja densidad de transmisores [33].

El sistema ATLINTIDA utiliza señalización codificada con limitación de ancho de banda, modificando la duración temporal de la señal para lograr una señal de tiempo expandido. Las señales de tiempo expandido se caracterizan por tener una duración mucho mayor que la señal original. La expansión en el tiempo implica la sustitución de los bits de la señal original por una secuencia pseudoaleatoria de  $N$  bits, adaptando el periodo de bit al ancho de banda de los transductores. Esto permite incrementar la duración temporal de señal en un factor  $N$  y por tanto la energía total involucrada en cada transmisión. El uso de señalización codificada garantiza mayor robustez frente a interferencias del canal y efectos multipath, dado que los bits de señal son transmitidos como secuencias ortogonales. El uso de señalización codificada no es frecuente en sistemas de localización con ultrasonidos. De los sistemas mencionados anteriormente, sólo el sistema Dolphin [33] implementa esta técnica pero en su versión de espectro expandido, haciendo uso de transductores de banda ancha.

En ATLINTIDA la posición del nodo móvil es calculada en el PC a partir de las medidas de distancia estimadas a varios nodos transmisores, usando para ello la técnica de trilateración o multilateración [37][38]. Cada distancia es estimada midiendo el tiempo de vuelo de la señal de ultrasonidos en su camino desde un nodo transmisor al nodo receptor. Esto requiere conocer la velocidad de propagación del sonido en el medio. La medida de tiempo de vuelo es estimada en el PC usando las muestras de señal procedentes de la tarjeta AD/DA. Dicha tarjeta recibe las muestras de señal recibida en el receptor y también la señal transmitida por el transmisor, la cual es generada desde la propia tarjeta. Esto es debido a la existencia de un retardo aleatorio entre el instante donde se ordena la generación de la señal y el instante en el que se inicia realmente la transmisión de la señal. Sin una referencia de inicio en la generación de señal no es posible determinar el tiempo de vuelo de señal a partir de la señal recibida. Dado que dicho retardo está presente en las dos señales, ATLINTIDA hace uso de ambas señales para cancelar ese retardo aleatorio. El tiempo de vuelo es obtenido realizando la correlación cruzada de la ráfaga generada con la ráfaga de señal transmitida y con la ráfaga de señal recibida. La primera correlación proporciona un pico máximo con un desplazamiento temporal igual al retardo aleatorio introducido por el software del programa que gobierna el funcionamiento del sistema. Por su parte, la segunda correlación entre la ráfaga generada y la señal recibida proporciona la medida del tiempo de vuelo de la señal. Dicha medida es compensada restando el retardo aleatorio estimado de la primera correlación. La técnica de correlación permite minimizar la influencia de parámetros tales como la frecuencia de muestreo utilizada o la duración de bit, lo que supone una mejora significativa en la precisión del sistema.

ATLINTIDA hace uso de ASK (Amplitude-shift keying) para modular la señal codificada, comparando la amplitud de señal con un umbral establecido para detectar los bits 0 y 1. Este tipo de modulación tiene la ventaja de ser muy simple aunque presenta ciertos inconvenientes. Uno de ellos es el uso parcial de la potencia de transmisión al transmitir los ceros como ausencia de señal. Por otro lado, no es posible dar servicio a más de un transmisor simultáneamente puesto que la transmisión de ceros quedaría enmascarada por la transmisión de unos de otro transmisor. Además, la presencia de ruido en el canal puede distorsionar la amplitud de la señal y originar detecciones erróneas de los bits al verse modificado el nivel de señal.

Otro inconveniente de ATLINTIDA atañe a su arquitectura. La conexión cableada entre el PC y los distintos transmisores limita y complica el despliegue de estos nodos y conduce a un problema de escalabilidad. De igual modo, y a pesar de que la comunicación entre el receptor y el nodo de control se hace vía radio usando FM (Frequency Modulation) a 433 MHz, aparece nuevamente el problema de escalabilidad al necesitar una frecuencia distinta para cada receptor y evitar así la interferencia entre nodos receptores. Por otra parte, el nodo receptor no es autónomo. Desde el muestreo de señal hasta la trilateración/multilateración, se realizan en el PC, por lo que el sistema puede verse fácilmente sobrecargado al aumentar el número de receptores. El hecho de trabajar con señales digitales en los nodos finales requiere el uso de una tarjeta de audio AD/DA para transformar la señal en ambos sentidos de la comunicación (generación y adquisición). Esto supone serios problemas de sincronización que introducen errores en la estimación del tiempo de vuelo de señal y por extensión errores en la medida de posicionamiento.

### 1.3 Objetivos

Con el fin de solventar las limitaciones de ATLINTIDA y mejorar sus prestaciones en cuanto a precisión, coste, facilidad de despliegue y flexibilidad de configuración, se propone el sistema TELIAMADE [1]. Este nuevo sistema presenta una topología maestro-esclavo y está compuesto de un nodo central o nodo coordinador y un conjunto de nodos finales que operan como sensores ultrasónicos. Todos ellos forman una red inalámbrica de sensores inteligentes. El nodo coordinador está físicamente conectado a un PC a través de la interfaz serie y actúa de pasarela entre la aplicación de usuario y los nodos finales de la red. La comunicación entre nodos se basa en el intercambio de mensajes radio usando el protocolo ZigBee [39]. Este protocolo se caracteriza por un bajo consumo de potencia, una baja tasa de datos y una comunicación segura, lo que resulta ideal para ser implementado en redes de sensores inalámbricas. La baja complejidad de este estándar hace que el tamaño de la pila de protocolos sea pequeño y pueda ser implementado usando pocos recursos de memoria. Los nodos del sistema TELIAMADE están equipados con un microcontrolador de bajo consumo y un chip radio que implementa el estándar IEEE 802.15.4 [40] y que constituye las capas inferiores del protocolo ZigBee. El resto de capas del protocolo han sido implementadas vía software en el microcontrolador. La transmisión y recepción de señal de radiofrecuencia es realizada a través de una antena microstrip acoplada al chip radio.

El usuario o administrador de la red puede configurar y monitorizar el modo de operación de los nodos finales mediante el envío de mensajes ZigBee a través del nodo coordinador. La información transmitida en los paquetes radio es indicada fácilmente por el usuario a través de comandos usando un terminal del PC. De este modo, una vez realizado el despliegue de los nodos el sistema puede ser reconfigurado a través de comandos, sin necesidad de desmontar los nodos para reprogramar su microcontrolador. La facilidad de despliegue y su flexibilidad de configuración son algunas de las características que distinguen al sistema TELIAMADE de otros sistemas de posicionamiento descritos en la literatura.

El sistema TELIAMADE utiliza señales de ultrasonido para inferir distancias entre un dispositivo emisor y un dispositivo receptor midiendo el tiempo de vuelo de señal. Los nodos finales están equipados con una pareja de transductores cerámicos ultrasónicos de frecuencia de resonancia 40 kHz. Uno de los transductores es utilizado para la transmisión de señal de ultrasonidos y el otro para la recepción de señal. Dependiendo de su configuración, los nodos de la red pueden operar como transmisores o receptores ultrasónicos aunque también pueden hacerlo de forma dual. De este modo, cada nodo del sistema puede ser utilizado como un telémetro. La generación de señal en los nodos se realiza digitalmente usando el microcontrolador. Esto ofrece la posibilidad de implementar técnicas avanzadas de modulación digital de señal para incrementar la robustez del sistema frente a ruido. Una de ellas es la técnica de modulación BPSK. Esta modulación, además de ser robusta al ruido, ofrece la posibilidad de utilizar códigos pseudoaleatorios para permitir la transmisión simultánea de señal ultrasónica desde varios nodos transmisores, incrementando así la tasa de medidas de posicionamiento por segundo. La versatilidad del sistema para generar distintas señales de ultrasonido e implementar distintas técnicas de modulación, es una característica que lo diferencia de otros sistemas. Los parámetros de señal asociados a los bits de información de la ráfaga transmitida, el periodo de bit, la frecuencia de muestreo en recepción o la tasa de medidas por segundo, son algunas de las variables que pueden ser configuradas mediante el envío

de comandos ZigBee. De este modo, el sistema puede operar con diferentes configuraciones y adaptarse de forma simple a escenarios con distintos requerimientos.

Otra característica interesante del sistema TELIAMADE es el bajo coste de sus nodos, con un precio estimado de 90 euros por nodo. Su diseño simple y los componentes hardware utilizados en la fabricación de los nodos, hacen de TELIAMADE un sistema barato en comparación con otros sistemas que utilizan esta misma tecnología. El modelo de microcontrolador utilizado en los nodos TELIAMADE dispone únicamente de 2 kbytes de memoria RAM útil para almacenar las muestras de señal. Esta limitación de memoria plantea un problema de implementación que es solventado mediante la utilización de un esquema de muestreo paso banda de la señal de ultrasonidos [41]. El muestreo paso banda permite utilizar frecuencias de muestreo inferiores a la frecuencia portadora y únicamente está condicionado por el ancho de banda de la señal. Un caso particular del muestreo paso banda es el denominado muestreo en cuadratura, mediante el cual es posible recuperar las muestras de las componentes en fase y en cuadratura de la señal modulada [2].

El estrecho ancho de banda de los transductores utilizados en el diseño de los nodos limita el ancho de banda de la señal de ultrasonidos y posibilita el uso del muestreo en cuadratura. El sistema puede ser configurado para utilizar frecuencias de muestreo de 32 kHz, 17.78 kHz o incluso 12.31 kHz, reduciendo el número de muestras por segundo sin pérdida de información. De este modo se logra optimizar los recursos de memoria disponibles al permitir un menor registro de muestras de señal por unidad de tiempo. El radio de alcance del sistema puede ser incrementado al permitir un mayor tiempo de vuelo de señal debido al menor registro de muestras por segundo. Por otro lado, si el radio de alcance del sistema es fijado a una distancia máxima, el uso de bajas frecuencias de muestreo reduce el coste computacional en el receptor al trabajar con un menor número de muestras de señal. También ofrece la posibilidad de utilizar ráfagas de señal más largas para mejorar la robustez del sistema frente a ruido y otras interferencias del canal.

La medida de tiempo de vuelo de la señal ultrasónica es estimada aplicando un detector en cuadratura considerando el instante de tiempo donde la envolvente de señal alcanza máxima amplitud. Dependiendo de la frecuencia de muestreo seleccionada, la precisión del sistema será mayor o menor. Este error es minimizado aplicando interpolación parabólica considerando las muestras de señal adyacentes al máximo detectado. Esta corrección permite obtener errores inferiores a medio periodo de muestra, reduciendo así la desviación típica del error en las medidas de tiempo de vuelo. La excelente precisión de medida usando interpolación permite utilizar la información de fase de la señal para mejorar la estimación de la medida.

Sin embargo, tal y como se ha comentado anteriormente, la medida de tiempo de vuelo exige una precisa sincronización de los nodos de la red para permitir que los procesos de transmisión y recepción de señal se inicien en el mismo instante de tiempo. Esto es especialmente complejo en TELIAMADE, donde cada nodo dispone de una señal de reloj local que puede verse afectada por derivas relativas. A diferencia de otros sistemas, como por ejemplo 3D-LOCUS, TELIAMADE reutiliza su interfaz radio con propósitos de sincronización de red junto a la transmisión de datos. Esto reduce la complejidad del sistema y por tanto su coste, al utilizar una única interfaz radio. El despreciable retardo de propagación de la señal radio permite aplicar una estrategia de sincronización basada en el envío de paquetes ZigBee desde

el nodo coordinador al resto de nodos de la red, proporcionando una referencia de tiempo común a todos ellos.

La sincronización es lograda usando las marcas de tiempo relativas a los instantes de envío y recepción de los paquetes ZigBee. Por otro lado, el sistema TELIAMADE permite realizar medidas de forma programada sin la intervención de un nodo supervisor que indique cuando iniciar los procesos de medida en los nodos. Dicho esquema utiliza la técnica de acceso múltiple por división de tiempo para gestionar el canal de ultrasonidos. Los nodos son programados para iniciar la transmisión o recepción de señal ultrasónica en determinados instantes de tiempo. Esos instantes son establecidos usando una estructura temporal que es organizada en periodos de cierta duración y que denotamos como multitramas. Cada multitrama es dividida a su vez en tramas de menor duración. El inicio de cada multitrama es señalado por el nodo coordinador mediante el envío de un mensaje de sincronización. La recepción de este mensaje proporciona a los nodos la referencia de tiempo común que les permite calcular los instantes de tiempo en los cuales deben iniciar el proceso de medida. En este caso la medida es programada para ser iniciada al comienzo de una trama. En un escenario con múltiples nodos, cada nodo transmisor tiene asignado una o más tramas de la multitrama en las cuales debe iniciar la transmisión de señal. Esto garantiza un acceso ordenado al canal ultrasónico y evita colisiones de señal en transmisión. Por su parte, el nodo receptor es programado para muestrear la señal al comienzo de todas las tramas de la multitrama. El sistema permite cambiar la duración de trama y modificar la tasa de medidas dependiendo de los requisitos del escenario de medida.

Los recursos utilizados en el diseño de los nodos y el esquema de medida propuesto en TELIAMADE están orientados a reducir el consumo del sistema. Los nodos pueden ser forzados a un modo de bajo consumo durmiendo temporalmente su módulo radio. Por otro lado, la tasa de envío de mensajes de sincronización está limitada al periodo de multitrama seleccionado, reduciendo significativamente el tráfico de red. Todo ello contribuye a un menor consumo que permite prolongar la vida media de las baterías de los nodos.

La excelente precisión proporcionada por la medida de tiempo de vuelo puede resultar innecesaria en aplicaciones con requisitos de precisión más relajados. El sistema TELIAMADE ofrece también la posibilidad de estimar distancias usando la medida de potencia de señal recibida. En este caso, la distancia entre nodos es estimada aplicando un modelo de propagación de la señal de ultrasonidos donde se tiene en cuenta las pérdidas de potencia por divergencia esférica y absorción atmosférica. Aunque esta aproximación tiene una menor precisión que la medida de tiempo de vuelo, requiere un menor coste computacional y no necesita de una precisa sincronización temporal de los nodos de la red. Esto podría significar una simplificación del diseño de los nodos y una menor complejidad del sistema. Por otro lado, la característica de no penetración en muros de la señal de ultrasonidos y sus múltiples reflexiones puede resultar adecuada en entornos de localización cerrados. A pesar de no disponer de visión directa entre el emisor y el receptor, es posible detectar potencia de señal debido a las múltiples reflexiones en paredes y obstáculos. De este modo, aunque la medida de distancia no sea fiable, es posible conocer la localización aproximada de un objeto móvil (al menos a nivel de habitación) sin necesidad de utilizar un despliegue elevado de nodos.

Todo ello hace del sistema TELIAMADE un sistema versátil de localización en interiores basado en una red inalámbrica de sensores que pueden operar como transmisores y/o

receptores de ultrasonidos. Su diseño proporciona una nueva arquitectura de bajo consumo, precisión de localización subcentimétrica y gran flexibilidad de configuración, con un reducido coste computacional y pocos recursos de memoria.

## 1.4 Estructura del documento

Este documento está organizado de la siguiente manera. El capítulo 2 describe la arquitectura del sistema TELIAMADE y la forma de operar de los distintos nodos de la red. En este capítulo se describe el diseño hardware de los nodos y la forma en la que éstos generan y reciben la señal de ultrasonidos. También se describe el programa software desarrollado para monitorizar, configurar y gestionar el funcionamiento de la red, señalando las principales características del protocolo ZigBee y las modificaciones realizadas en su pila para adaptarla al diseño de los nodos. El capítulo 3 describe la técnica que permite medir el tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos y con él la distancia entre nodos. El capítulo 4 describe el esquema de medidas propuesto en TELIAMADE, los problemas de sincronización que entraña este esquema y los algoritmos que permiten compensarlos. En el capítulo 5 se describe una técnica alternativa de medida de distancia más simple pero de menor precisión. Esta técnica utiliza la medida de potencia de señal de ultrasonidos para estimar distancias haciendo uso de un modelo de propagación de señal. El capítulo 6 describe el procedimiento que permite calibrar la posición de los nodos de referencia en un entorno real de localización. En él también se describe el algoritmo de multilateración que permite obtener la posición del nodo móvil a partir de las medidas de distancia estimadas a varios nodos de referencia fijos. El capítulo 7 muestra resultados de la precisión de localización del sistema TELIAMADE en un entorno real. El rendimiento del sistema ha sido analizado usando la técnica basada en la medida de tiempo de vuelo de señal y de potencia. En el capítulo 8 discutimos sobre los posibles campos de aplicación de nuestro sistema. Finalmente el capítulo 9 incluye las conclusiones generales de nuestro trabajo y los objetivos cubiertos hasta la fecha, además del trabajo que se prevé abordar en un futuro.

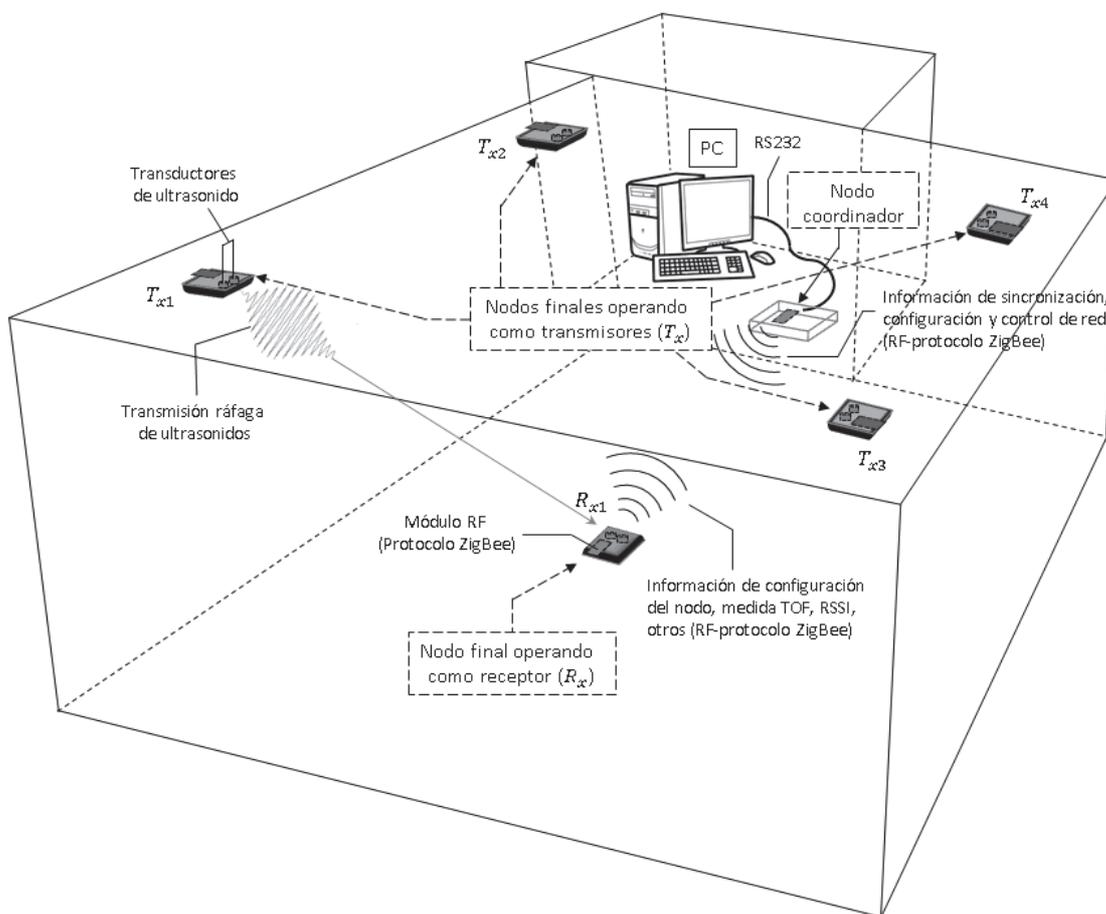


## Arquitectura del sistema TELIAMADE

El sistema TELIAMADE es una red de sensores inteligentes con topología en estrella, en la cual un nodo central gestiona a un conjunto de nodos finales a través de un enlace radio digital. El nodo central recibe el nombre de coordinador de red y está conectado físicamente a un PC a través de la interfaz serie. Este nodo actúa de pasarela entre la aplicación de usuario y los nodos finales de la red. Todos los nodos de la red, incluido el nodo coordinador, disponen de un módulo de RF (Pixie) a través del cual pueden enviar y recibir paquetes de información. El protocolo de comunicación utilizado para ello es ZigBee. El módulo Pixie de los nodos está equipado con un microcontrolador de bajo consumo (PIC18LF4620) y un chip radio (CC2420) que implementa el estándar IEEE 802.15.4 y que constituye las capas inferiores del protocolo ZigBee. El resto de capas de la pila de protocolos ZigBee están implementadas vía software en la memoria ROM del microcontrolador.

El administrador de red puede interactuar con el nodo coordinador mediante el envío de mensajes ZigBee (comandos) desde un terminal del PC. También puede visualizar el contenido de los paquetes enviados a este nodo procedentes de otros nodos de la red. Dependiendo de la información transmitida en los paquetes, los nodos destinatarios aplican una acción asociada a esa información. En TELIAMADE se dispone de un repertorio de comandos a través de los cuales el administrador de red puede cambiar la configuración de los nodos así como controlar y monitorizar su funcionamiento. La Figura 2.1 muestra la conexión de los diferentes elementos que conforman el sistema TELIAMADE.

Los nodos finales disponen además de un módulo para la transmisión y recepción de señal de ultrasonidos en el que se utiliza una pareja de transductores duales cerámicos ultrasónicos de frecuencia de resonancia 40 kHz y estrecho ancho de banda. Uno de los transductores es utilizado para la transmisión de señal de ultrasonidos y el otro para la recepción. El diseño de los nodos finales incluye además etapas de acondicionamiento de señal para lograr una elevada SNR y un mayor alcance del sistema. Dependiendo de su configuración, los nodos pueden operar como transmisores o receptores ultrasónicos y también de forma dual.



**Figura 2.1:** Representación de la interconexión de red en TELIAMADE. La red de nodos se basa en una topología maestro-esclavo. Un nodo coordinador conectado a un PC opera como nodo maestro y permite la sincronización, configuración y control de los nodos finales de la red, que operan como nodos esclavos. La comunicación entre nodos se basa en el intercambio de mensajes de datos a través de una interfaz radio que implementa el protocolo ZigBee. Los nodos finales pueden enviar al coordinador información sobre su configuración y también datos relacionados con la medida de señal de ultrasonidos cuando operan como receptores ultrasónicos.

Los procesos de transmisión y recepción de señal de ultrasonidos están sincronizados para lograr una precisa medida del tiempo de vuelo de señal. Dicha medida es estimada en el nodo receptor a partir de las muestras de la señal recibida. La distancia es calculada usando la medida de tiempo de vuelo y la velocidad de propagación de la señal de ultrasonidos. El sistema también permite estimar distancias a partir de la medida de potencia de señal de ultrasonidos usando un modelo de propagación de señal. La posición del nodo móvil es calculada finalmente aplicando el algoritmo de trilateración o multilateración a partir de las medidas de distancia estimadas a varios nodos de referencia fijos, los cuales operan típicamente como nodos transmisores.

Aunque inicialmente el nodo dispone de capacidad de cálculo para implementar el algoritmo que permite obtener su posición, lo cierto es que en la implementación actual del sistema el nodo receptor utiliza la interfaz radio ZigBee para enviar al nodo coordinador la información de la medida de tiempo de vuelo o medida de potencia. Dicha medida es almacenada en el PC, donde se ejecuta el programa que permite calcular el valor de distancia. En el PC también se ejecuta el algoritmo que permite obtener la posición del nodo móvil a partir de las medidas de distancia estimadas a distintos nodos de referencia. El motivo de trasladar al PC una parte importante del programa encargado del procesamiento de señal, no es otro que el de poder monitorizar el funcionamiento del sistema, comprobar la eficacia de los algoritmos implementados y depurar posibles errores durante el desarrollo del sistema.

Antes de profundizar en el diseño hardware y las características software del sistema TELIAMADE, exponemos los motivos que nos han llevado a seleccionar el protocolo ZigBee como protocolo de comunicación de nuestra red de sensores, a utilizar el módulo Pixie para implementar la interfaz radio y a usar transductores ultrasónicos de 40 kHz para la transmisión/recepción de señal de ultrasonidos. Todo ello define la arquitectura del sistema TELIAMADE que nos permite cubrir los objetivos propuestos para el sistema.

### ▷ Motivación para usar el protocolo ZigBee

La interoperabilidad entre productos de distintas compañías es un requisito necesario para el despliegue de las WSNs (Wireless Sensor Networks). Es frecuente que los distintos sensores tomen datos de una manera determinada y su lectura sea a través de una interfaz única y exclusiva para el dispositivo en cuestión, de ahí la importancia de los estándares. El objetivo es conseguir que el mayor número posible de sensores de distintos fabricantes puedan trabajar de manera automática sin intervención o configuración humana.

Esto ha motivado la invención de una tecnología inalámbrica de baja tasa de datos denominada ZigBee. Dicha tecnología se basa en el estándar de redes de área personal IEEE 802.15.4 [40]. Este protocolo está diseñado principalmente para ser utilizado en aplicaciones de automatización de gran alcance a nivel doméstico e industrial y remplazar las tecnologías existentes no estandarizadas. A diferencia de otros protocolos, ZigBee ofrece baja complejidad, requiere pocos recursos y proporciona un conjunto de especificaciones estándar.

El protocolo ZigBee ha sido desarrollado por un consorcio de empresas denominado ZigBee Alliance. Líderes de la industria como Texas Instruments, FreeScale, Itron, Phillips, Motorola, Samsung, Sony y un centenar de empresas del sector forman parte de este consorcio. ZigBee Alliance tiene como objetivo promocionar esta tecnología y garantizar la interoperabilidad entre dispositivos de distintos fabricantes mediante certificación. La creación de este consorcio muestra el compromiso de la industria para centrarse en una sola tecnología en lugar de diseñar sus productos de automatización basados en tecnologías de desarrollo particulares [42].

Aunque existen otras tecnologías inalámbricas, la industria ha considerado necesario el desarrollo del protocolo ZigBee por varias razones. Una de ellas es la inexistencia de una tecnología estándar viable de bajo consumo y baja tasa de datos aplicable a nivel mundial. Dado que este protocolo está orientado a ser utilizado en aplicaciones del hogar y la in-

dustria, no es necesaria una elevada tasa de datos para proporcionar servicios de control y monitorización. Por otro lado, muchos escenarios de aplicación requieren dispositivos de poco consumo. Un consumo pequeño permite prolongar la vida media de las baterías y reducir el coste de mantenimiento de los dispositivos.

La mayoría de las tecnologías diseñadas hasta el momento se centran de forma directa o indirecta en la capacidad para soportar mayores tasas de datos y lograr un mayor radio de alcance. Dichas prestaciones tienen un impacto directo en los requisitos de potencia y condicionan el coste, despliegue, complejidad del diseño y viabilidad de la aplicación. Ninguno de ellos ha sido capaz de proporcionar una solución satisfactoria a las necesidades que demanda el mercado de las WSNs en el ámbito doméstico e industrial. A continuación se describen algunas de las principales tecnologías que actualmente compiten con ZigBee, analizando su viabilidad de ser utilizadas en aplicaciones de WSNs y dando cuenta de sus limitaciones para proporcionar una solución viable.

### **WiFi**

WiFi es un mecanismo de conexión inalámbrica de dispositivos electrónicos [43]. Los dispositivos habilitados con Wi-Fi pueden conectarse a internet a través de un punto de acceso de red inalámbrica. Esta tecnología opera en la banda de los 2.4 GHz y 5 GHz sin necesidad de licencia y logra velocidades de transferencia de datos desde 11 Mbps hasta 108 Mbps, dependiendo del estándar de certificación implementado. La tecnología WiFi queda descartada de ser utilizada en el ámbito de las WSNs. Sus principales inconvenientes son su elevado consumo y su complejidad.

### **Bluetooth**

Bluetooth es una tecnología de comunicación de corto alcance diseñada para reemplazar la conexión cableada en dispositivos electrónicos fijos y/o portables [44]. Se caracteriza por ser una tecnología robusta, de baja complejidad, poco consumo y bajo coste. Utiliza la banda de frecuencias ISM (Industrial, Scientific and Medical) de 2.4 GHz disponible a nivel mundial sin necesidad de licencia, usando saltos de frecuencia a una tasa de 1600 veces por segundo y un tamaño de paquete pequeño para evitar interferencias. El radio de alcance de esta tecnología es del orden de 10 m aunque puede lograr distancias de hasta 100 m con una adecuada ganancia de potencia. La máxima tasa de transferencia de datos es de 720 kbps. Con las especificaciones actuales de una red pequeña (denominada piconet), se pueden formar redes con un máximo de 7 dispositivos esclavos y un coordinador principal. Varias piconets pueden unirse entre sí para formar redes más grandes. Las aplicaciones típicas incluyen dispositivos inteligentes (PDAs, teléfonos móviles, PCs), periféricos de datos (ratones, teclados, cámaras, impresoras), periféricos de audio (auriculares, altavoces, receptores estéreo) y aplicaciones embebidas [45]. Partiendo del ámbito de aplicación y sus características, podemos concluir que Bluetooth podría ser un buen candidato para la automatización. Sin embargo, el esfuerzo de este protocolo para cubrir un mayor número de aplicaciones y proporcionar calidad de servicio (QoS), lo ha distanciado del objetivo de simplicidad en el diseño. La complejidad de este protocolo lo hace caro e inapropiado para algunas aplicaciones de bajo coste y poco

consumo. Otra limitación importante de este protocolo es la falta de flexibilidad en sus topologías y sus problemas de escalabilidad [46] [47].

### **Infrarrojos**

La radiación IR es otra tecnología de interés en la última década, utilizada como medio de comunicación de corto alcance y gran velocidad. Prácticamente todos los electrodomésticos hacen uso de un mando por infrarrojos. La popularidad de esta tecnología en el mercado de los electrodomésticos ha reducido significativamente el coste de los emisores y los detectores de infrarrojo. Por otro lado, su banda espectral no requiere licencia y su uso no está regulado globalmente [48]. Los dispositivos de muchos hogares como la televisión, puerta del garaje, luces o ventiladores están controlados a través de mandos individuales que no son intercambiables ni compatibles con otros dispositivos. La mayoría de estos dispositivos son propietarios y no están estandarizados entre los distintos fabricantes. El protocolo ZigBee y el organismo que lo estandariza pretenden hacerse con este mercado y reemplazar la tecnología de los infrarrojos. El protocolo ZigBee ofrece la posibilidad de tener un control centralizado de todos estos dispositivos, formando una red doméstica local y solventar así ese problema.

### **Z-Wave**

Aunque algo más desconocida que las anteriores, Z-Wave es otra tecnología inalámbrica de corto alcance y baja tasa de datos, propiedad de Zensys Inc [49]. Este proveedor se ha asociado con un centenar de compañías para proporcionar servicios de automatización en edificios. Z-Wave es una tecnología de comunicación inalámbrica por radiofrecuencia diseñada para el control residencial y el comercio ligero en aplicaciones de monitorización de lectura de contadores, iluminación, electrodomésticos, climatización, detectores de incendios, etc. Z-Wave transforma cualquier dispositivo independiente en un dispositivo de red inteligente que se puede controlar y supervisar de forma inalámbrica. Este protocolo ofrece redes de alta calidad orientadas a aplicaciones de banda estrecha, sustituyendo hardware costoso mediante soluciones software innovadoras. La compañía proveedora afirma que Z-Wave tiene mejores prestaciones que ZigBee por varias razones. La primera es que permite operar en la banda de los 908 MHz en USA y en la banda de los 868 MHz en Europa, lo que evita interferencias con WiFi como ocurre a veces con ZigBee. Por otro lado afirma que ZigBee tiene un consumo 10 veces superior a Z-Wave. Las prestaciones de esta tecnología la convierten en un firme candidato para competir con ZigBee, y por ello creemos conveniente citarla en este trabajo. Sin embargo, esta tecnología presenta ciertas limitaciones con respecto a ZigBee. Una de ellas es que opera en un menor número de bandas de frecuencia y la otra que acepta un máximo de 232 nodos por red, a diferencia de ZigBee que acepta hasta 65535 nodos.

### **Wavenis**

Wavenis es una tecnología desarrollada por *Coronis Systems* que proporciona conexiones de datos a larga distancia y servicios para dispositivos alimentados con baterías de poca capacidad [50]. La tecnología está basada en el estándar Bluetooth, el cual es extendido

para proveer soluciones inalámbricas robustas y construir redes fijas y “ad hoc” usando dispositivos accionados mediante baterías. Wavenis especifica el hardware y software de los dispositivos implementados con su tecnología. Sus servicios proporcionan un transductor de radiofrecuencia y una pila de protocolos con funciones de seguridad. Uno de los puntos fuertes de esta tecnología es su habilidad para extender aplicaciones Bluetooth conservando su funcionamiento y asegurando la interoperabilidad entre redes Wavenis y redes Bluetooth. Las comunicaciones operan en las bandas de los 433 MHz, 868 MHz y 915 MHz con tasas de datos entre 2.4 kbps y 100 kbps, alcanzando distancias de hasta 1 kilómetro. Sus principales inconvenientes son su baja tasa de datos, la necesidad de licencia en las bandas de operación y la complejidad de su pila de protocolos.

### Wibree

La tecnología Wibree es un intento de adaptar la mayoría de las funciones de Bluetooth a dispositivos con bajo consumo y reducida capacidad [50]. Las tasas de transferencia alcanzan un máximo 1 Mbps y las transmisiones tienen un alcance típico de 5 a 10 metros. Esta tecnología permite la comunicación con dispositivos Bluetooth siempre y cuando se incluya un chip hardware de modo dual. Wibree, al igual que Bluetooth, opera en la banda ISM y soporta la topología de red en estrella con un nodo principal y hasta siete nodos esclavos. Para reducir el consumo y el coste de la tecnología Bluetooth, Wibree utiliza transmisión en baja potencia y reduce la tasa de símbolos. El uso de esta tecnología en WSNs no es viable dado su corto radio de alcance y el reducido número de nodos que puede soportar la red.

Las tecnologías anteriormente descritas y sus limitaciones justifican nuestra elección de implementar el protocolo ZigBee en nuestro sistema de localización. La pila de protocolos ZigBee implementada en los nodos TELIAMADE utiliza la versión de pila v2.0-2.6 desarrollada por Microchip Technologies Inc. Esta versión de pila es gratuita y de código abierto, lo que permite realizar cambios en su código fuente. La compatibilidad del módulo Pixie con la pila de protocolos desarrollada por Microchip es una de las razones que nos ha llevado a implementar esta versión de pila.

### ▷ Motivación para usar el módulo Pixie

La implementación de la pila de protocolos en los nodos del sistema requiere utilizar hardware específico para permitir el envío y recepción de la señal de RF. Algunos fabricantes proporcionan módulos radio de reducido tamaño y altamente optimizados. En TELIAMADE hacemos uso del módulo Pixie desarrollado por Flexipanel por varios motivos. Este módulo integra el microcontrolador PIC18LF4620 y el módulo EasyBee que contiene todos los circuitos necesarios para la transmisión/recepción de señal de RF (incluye el chip radio CC2420 y una antena PCB). El microcontrolador PIC18LF4620 dispone de recursos de memoria suficientes para cargar la pila de protocolos ZigBee y el programa que gestiona los procesos de transmisión y recepción de señal de ultrasonidos.

Por otro lado, el módulo Pixie es compatible con la plataforma de desarrollo distribuida por Microchip (PICDEM Z [51]). Esto hace que la pila de protocolos utilizada funcione co-

rectamente en este módulo y pueda ser programada de forma sencilla en el microcontrolador.

### ▷ Motivación para usar transductores ultrasónicos de 40 kHz

Los transductores de ultrasonido de baja frecuencia (con frecuencia de resonancia cercana a los 20 kHz) son susceptibles al problema de la difracción de señal debido a su mayor longitud de onda. La difracción en obstáculos introduce artefactos en la señal transmitida y provoca errores en el proceso de detección de señal. Por su parte, el uso de transductores con altas frecuencias de resonancia también conlleva ciertos inconvenientes. Uno de ellos es el problema de la atenuación de la señal con la frecuencia. El coeficiente de atenuación en el aire es aproximadamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de señal. Otro inconveniente es que requieren mayores recursos hardware al trabajar con elevadas tasas de bits y altas frecuencias de muestreo. Por este motivo utilizamos transductores de 40 kHz, cuya atenuación de señal es relativamente pequeña y no requieren utilizar grandes recursos hardware. Además, el uso de transductores de 40 kHz es muy común en el mercado y existe una gran variedad de modelos que operan a esta frecuencia de resonancia.

El resto del capítulo es organizado como sigue. En primer lugar comenzamos describiendo el diseño hardware de los nodos del sistema, diferenciando entre el nodo coordinador y los nodos finales. En esta parte presentamos las características de sus componentes y la funcionalidad de sus distintos módulos hardware. En segundo lugar describimos las principales características de la pila de protocolos ZigBee implementada en los nodos, la cual permite el intercambio de información a través de la interfaz radio. La versión de pila utilizada en TELIAMADE requiere llevar a cabo algunas modificaciones en sus capas inferiores para adaptarla a las características hardware de nuestro diseño. En este capítulo describimos dichas modificaciones y presentamos el formato y funcionalidad del repertorio de primitivas definidas en TELIAMADE para llevar a cabo las distintas tareas de configuración, gestión, sincronización y control de los nodos de la red.

## 2.1 Implementación hardware

En esta sección describimos el diseño hardware del sistema TELIAMADE. En primer lugar comenzamos analizando las características del módulo Pixie, común a todos los nodos de la red. Posteriormente se describen las características particulares del diseño hardware del nodo coordinador y los nodos finales.

### 2.1.1 Módulo Pixie

El módulo Pixie [8] es el elemento más importante en el diseño hardware de los nodos TELIAMADE. Este módulo integra el microcontrolador PIC18LF4620 y el módulo EasyBee compuesto del chip radio CC2420 y una antena PCB, junto a otros elementos hardware como condensadores, osciladores de cuarzo y un regulador de tensión (ver Figura 2.2). La antena integrada en el módulo EasyBee es una antena modificada tipo F de cuarto de onda con una

eficiencia aproximada del 70%. Se trata de una antena monopolo que se comporta como una antena dipolo cerca de un plano de tierra. Su patrón de radiación es aproximadamente omnidireccional con una potencia de salida de 1mW/0dBm. Su rango de radiación en el espacio libre es de unos 120 metros, reduciéndose a una distancia máxima aproximada de 40 metros en zonas edificadas.

El módulo Pixie permite operar en el intervalo de tensión de 2.1 V a 3.6 V en un rango de temperatura de  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Dispone de 15 puertos de entrada/salida de propósito general, de los cuales 8 pueden hacer uso de un conversor A/D de 10 bits, 4 están reservados a interrupciones, 2 a la comunicación serie UART y 3 a la comunicación SPI entre el microcontrolador y transceptor radio CC2420. Su consumo es inferior a 25 mA en modo activo, reduciéndose a un valor inferior a  $2\text{ }\mu\text{A}$  en modo dormido.

Las características del PIC18LF4620 permiten al Pixie implementar dispositivos de funcionalidad completa (FFD) (ver detalles en 2.2.1 (capa NWK)). Sus recursos de memoria son suficientes para almacenar la pila de protocolos ZigBee y el programa que gobierna el funcionamiento del nodo. Por su parte, el módulo EasyBee implementa la interfaz RF y permite la transmisión y recepción de paquetes ZigBee entre los distintos nodos de la red. A continuación describimos las principales características del microcontrolador y el módulo EasyBee.

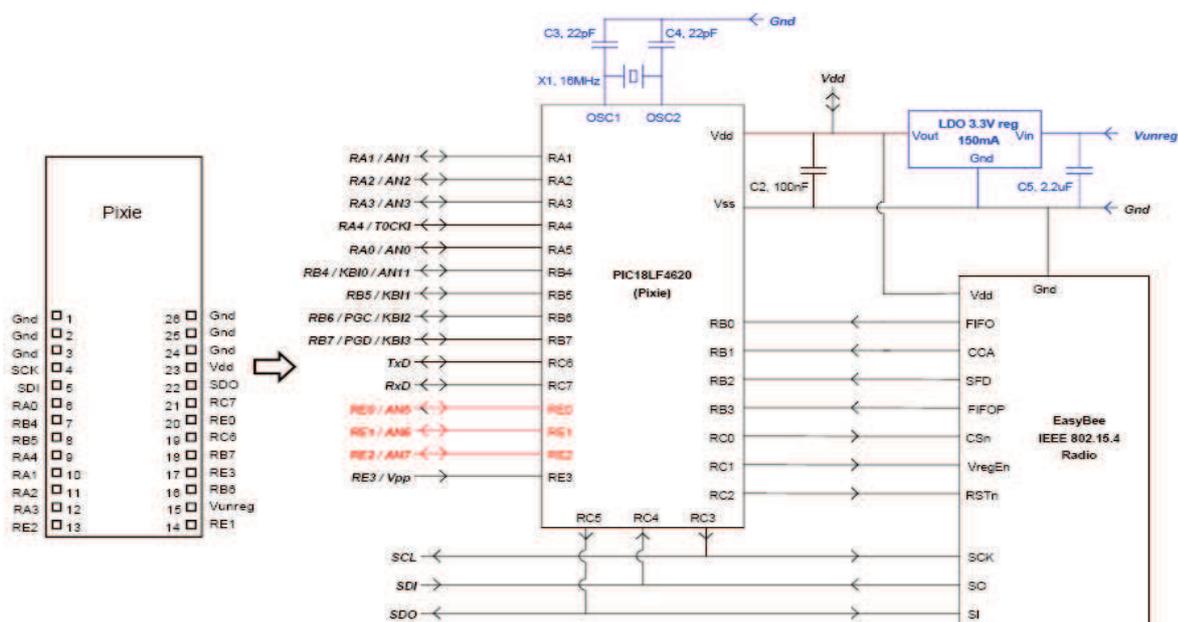


Figura 2.2: Diagrama esquemático del módulo Pixie [8].

### Microcontrolador PIC18LF4620

El microcontrolador PIC18LF4620 [52] desarrollado por Microchip es el motor de procesamiento en los nodos. La letra “L” indica que es un dispositivo de voltaje reducido y

permite operar en el rango de 2.0 V a 5.5 V. La letra “F” indica que la memoria de programa es de tipo Flash. Este tipo de memoria es no volátil y de bajo consumo, más rápida y de mayor densidad que las memorias EEPROM. Una característica importante de estos microcontroladores es su capacidad para hibernar o reducir el consumo durante el funcionamiento de operaciones clave. Microchip denomina a esta tecnología *nanoWatt*. En la Figura 2.3 se muestra el diagrama de bloques funcional del microcontrolador PIC18LF4620, cuyas características técnicas son las siguientes:

- Frecuencia de operación DC-40 MHz.
- 65536 Bytes de memoria de programa (32768 instrucciones regulares).
- 3968 Bytes de memoria de datos (RAM).
- 1024 Bytes de memoria EEPROM.
- 20 fuentes de interrupción.
- 5 puertos I/O (A, B, C, D y E).
- 4 Relojes (Timers).
- 1 módulo CCP (Capture/Compare/PWM) y 1 módulo CCP mejorado.
- 2 Puertos serie (MSSP, USART).
- 1 Puerto PSP (Parallel Slave Port).
- 1 módulo de conversión analógico-digital de 10 bit y 13 canales de entrada.
- 9 señales de reset.
- Detección de baja tensión.
- 83 instrucciones para el control del microcontrolador.

Los recursos de memoria disponibles en este microcontrolador son suficientes para almacenar la pila de protocolos, las tablas de nodos vecinos, las instrucciones del programa y la información de señal obtenida durante el funcionamiento del nodo. Los microcontroladores PIC18 implementan la arquitectura Harvard, de modo que la memoria de programa y la memoria de datos son accesibles de forma simultánea. La memoria de programa (memoria ROM) hace uso de la tecnología Flash y permite la permanencia de los datos aunque se desconecte el dispositivo de la alimentación. En cambio, la memoria de datos (memoria RAM) es volátil pero tiene la ventaja de un rápido acceso de lectura y escritura. En la memoria de programa se almacena el código que gestiona el funcionamiento del nodo (incluyendo la pila de protocolos ZigBee) y la mayoría de los parámetros que definen el perfil del nodo, configuración de la red, etc. Por su parte, la memoria de datos es utilizada como buffer temporal para almacenar las tramas de señal transmitidas y recibidas.

El microcontrolador también dispone de un espacio de memoria EEPROM de 1024 bytes que no es utilizado por la pila de protocolos. Este espacio de memoria es reservado para

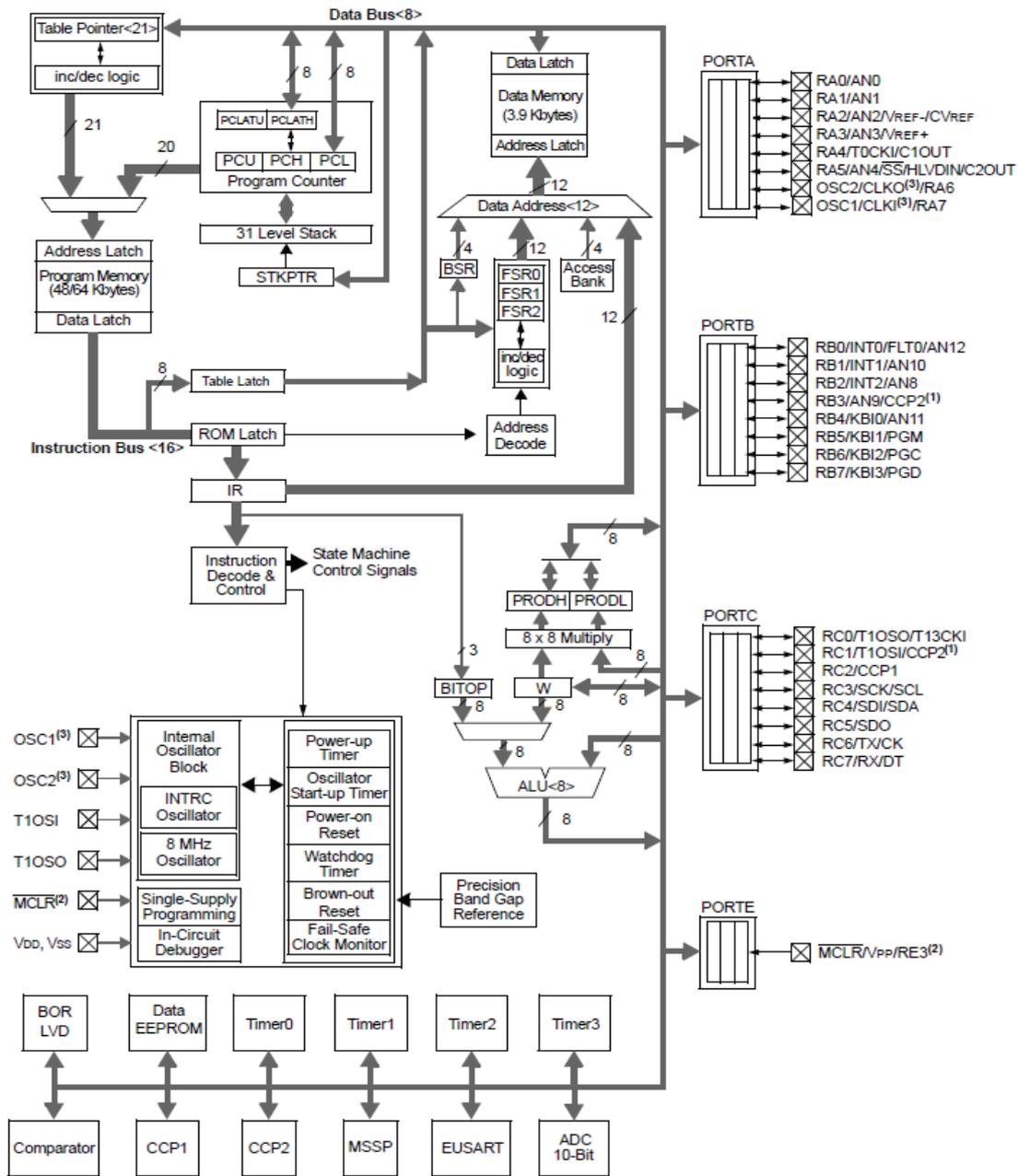


Figura 2.3: Diagrama de bloques funcional del PIC18LF4620 [52].

almacenar información de configuración del nodo referente a su modo de operación y los parámetros de transmisión y recepción de señal de ultrasonidos (ráfaga binaria, duración de bit, frecuencia de muestreo, factor de corrección de deriva, etc.). La memoria del microcontrolador es gestionada a través del fichero *zLink.lkr* proporcionado por Microchip.

### Módulo RF EasyBee

El módulo EasyBee [53] contiene toda la circuitería de radiofrecuencia, incluyendo una antena integrada y una adaptación de impedancias tipo baloon. Este módulo utiliza el transceptor Chipcon CC2420 [54] que implementa las capas PHY y MAC del estándar IEEE 802.15.4. Se trata de un transceptor RF diseñado para aplicaciones inalámbricas de bajo voltaje y reducida potencia que opera en la banda de frecuencias de 2.4 GHz. El chip CC2420 incluye un modem banda base digital que implementa la técnica de espectro expandido de secuencia directa (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) con una ganancia de 9 dB y una tasa de datos efectiva de 250 Kbps. Dispone de 2 colas FIFO de memoria RAM para almacenar las tramas entrantes y salientes. A través de la interfaz SPI, el transceptor establece una comunicación en banda base con el microcontrolador. Los puertos SPI se utilizan para configurar los parámetros del transceptor y acceder a las colas FIFO que almacenan las tramas entrantes y salientes. En la Figura 2.4 se muestra el diagrama de bloques simplificado de este transceptor radio.

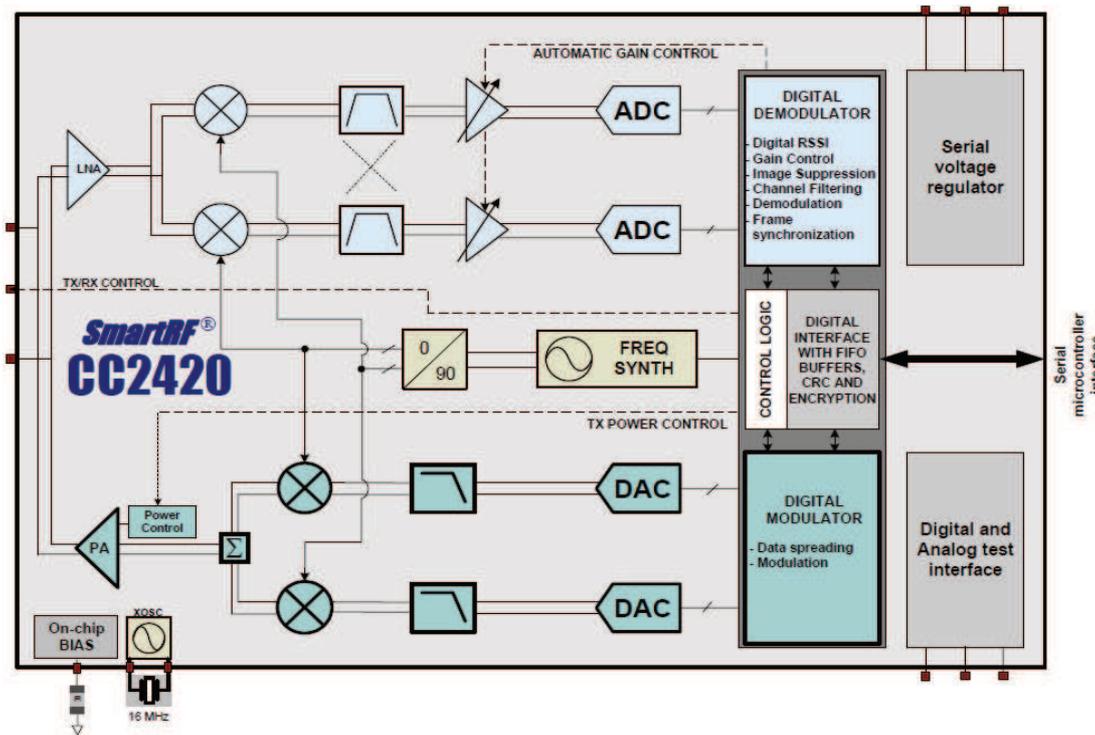


Figura 2.4: Diagrama de bloques simplificado del chip CC2420 [54].

En modo de transmisión, el transceptor almacena los datos suministrados (secuencia binaria) en una cola FIFO de 128 bytes (TXFIFO) y genera automáticamente la cabecera y la secuencia de comprobación (FCS) de la trama de datos. El mapeo de los datos y la modulación de señal son desarrolladas de acuerdo a las especificaciones de IEEE 802.15.4. El flujo de datos es codificado mediante símbolos de 4 bits predefinidos usando la técnica DSSS. La expansión de símbolos en chips y su posterior modulación aplicando O-QPSK, son implementadas digitalmente utilizando un sintetizador de frecuencia que incluye un oscilador

controlado por voltaje y un repartidor de fase de  $90^\circ$ . Las señales en banda base I/Q a la salida del modulador digital pasan a través de un convertidor D/A. Las señales a la salida de los DACs son filtradas paso baja y moduladas a RF usando un mezclador en cuadratura. Finalmente la señal RF es amplificada utilizando un amplificador de potencia antes de ser transmitida a la antena. El nivel de potencia en transmisión puede ser modificado ajustando los parámetros de configuración del chip radio CC2420.

En modo recepción, la señal de RF es amplificada por un amplificador de bajo ruido (Low Noise Amplifier, LNA). Las componentes en fase y cuadratura (I/Q) de la señal compleja son demoduladas a la frecuencia intermedia de 2 MHz, y posteriormente filtradas y amplificadas antes de ser digitalizadas por los ADCs. El control automático de ganancia, el filtrado de canal, la correlación simbólica y la sincronización a nivel de byte, son implementados de forma digital. Cuando el receptor detecta el comienzo del delimitador de trama, almacena los datos en una memoria FIFO de 128 bytes (RXFIFO). El CRC (Código de Redundancia Cíclica) de la trama es comprobado a nivel hardware.

### 2.1.2 Hardware del nodo coordinador

El nodo coordinador en TELIAMADE se compone básicamente de un módulo Pixie, en cuya memoria de programa está cargada la pila de protocolos ZigBee y el código del programa del coordinador. La programación del Pixie es realizada utilizando el kit de evaluación desarrollado por Flexipanel [9]. Este kit se compone de dos placas idénticas diseñadas para el desarrollo y evaluación de código de aplicaciones basadas en el protocolo ZigBee, usando como elemento de programación el módulo Pixie o su versión de bajo coste Pixie Lite. Las placas ofrecen dos posibilidades de alimentación: una mediante el uso de dos pilas AA, incorporando el soporte para ello y otra mediante alimentación externa a través de un conector que permite un rango de voltaje entre 3 y 12 V. Para este caso, la placa incorpora un regulador de 3.3 V para ajustar el nivel de tensión a las características de voltaje del Pixie.

En la Figura 2.5 se muestra el esquemático de la placa de evaluación. La placa dispone de un zócalo central donde se coloca el módulo Pixie para su programación y evaluación. La programación del Pixie es realizada a través de un conector RJ11 usando el programador ICD2 de Microchip. Durante el proceso de programación es indispensable alimentar la placa mediante la conexión externa debido a que las pilas no ofrecen el voltaje suficiente. La placa también dispone de una interfaz RS232-DB9 para permitir la transferencia de datos entre el módulo Pixie y la aplicación de usuario. La placa es conectada a un PC mediante un cable null-modem. El usuario puede interactuar con el Pixie desde un *hyperterminal*, enviando comandos o recibiendo información de red a través de la interfaz serie.

La placa dispone de una serie de conexiones modificables mediante el uso de *jumpers*. Dependiendo de su conexión, el usuario puede configurar la placa para operar en modo de evaluación o de programación, activar/desactivar el módulo de comunicaciones serie RS232 y otras opciones de conexión con varios controles externos. La placa cuenta con 4 entradas binarias tipo *switch*, 4 entradas digitales tipo botón, 8 LEDs, 1 botón de reset y 1 potenciómetro que permite simular una entrada analógica. Algunos de estos controles han sido utilizados en la implementación del código del programa para comprobar su correcto funcionamiento durante la fase de evaluación.



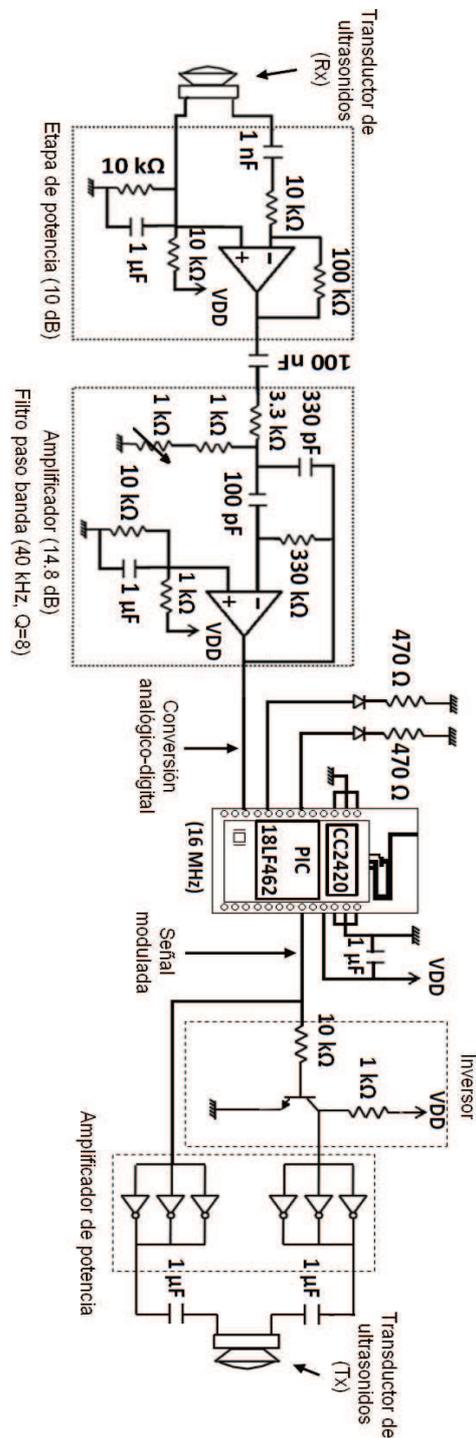
### 2.1.3 Hardware del nodo final

El diseño del nodo final en TELIAMADE es más complejo que el del nodo coordinador. Aunque los nodos finales no disponen de una interfaz serie para la transferencia de datos, su diseño incluye un módulo para la transmisión y recepción de señal de ultrasonidos. Estos nodos están equipados con una pareja de transductores cerámicos piezoeléctricos de ultrasonido (400ST/R120 (versión 1) [55], MA40S4R/S (versión 2) [56]) de ancho de banda estrecho y frecuencia de resonancia 40 kHz. Uno de los transductores es utilizado para la transmisión de señal de ultrasonidos y el otro para la recepción de señal. Dependiendo de su configuración, los nodos finales pueden operar como transmisores y receptores ultrasónicos o también de forma dual.

La señal de ultrasonidos es generada usando el módulo EUSART del microcontrolador del Pixie. Una secuencia alternada de 1s y 0s es generada a una tasa igual al doble de la frecuencia de resonancia de los transductores (80 kbps) con una determinada duración. Por ejemplo, el envío de una ráfaga de señal de 1 ms requiere la transmisión de 80 bits (1s y 0s alternados). Los 1s se transmiten como un nivel de tensión alto y los 0s con un nivel de tensión bajo. De este modo, la señal a la salida del microcontrolador resulta en una portadora cuadrada de frecuencia igual a la frecuencia de resonancia del transductor. Esta generación digital de señal ofrece la posibilidad de implementar técnicas avanzadas de modulación de señal, como por ejemplo BPSK, para incrementar la robustez del sistema frente a ruido. Dicha modulación ofrece además la posibilidad de utilizar códigos pseudoaleatorios para permitir la transmisión simultánea de señal a varios nodos transmisores, incrementando así la tasa de medidas de posicionamiento por segundo.

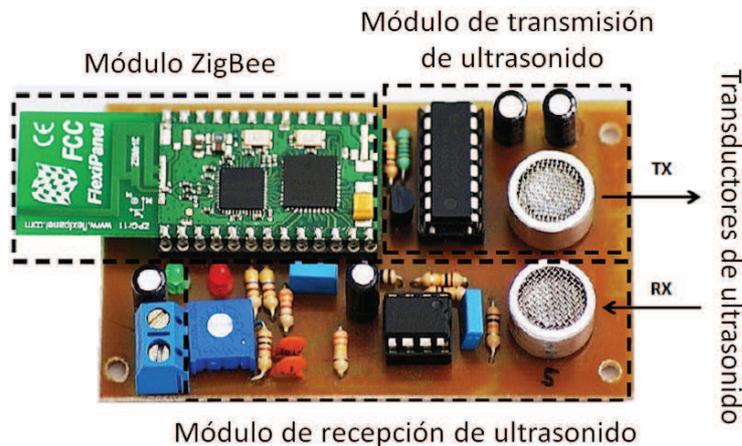
Con objeto de incrementar la potencia de señal en transmisión y aumentar el alcance del sistema, se realiza una preamplificación de señal antes de excitar el transductor. La señal a la salida de la EUSART es amplificada usando el integrado de puertas digitales inversoras HCF4049UB [57] en configuración *push-pull*. Este integrado dispone de 6 entradas y 6 salidas. La mitad de las entradas son utilizadas para amplificar la señal a la salida del microcontrolador. La otra mitad se utilizan para amplificar la inversa de esa señal. La inversión de señal es realizada usando un transistor BJT [58] en configuración de emisor común. Al ser una señal unipolar, las amplitudes bajas de señal (cercanas a 0 V) hacen que el transistor permanezca en corte, de modo que a la salida del colector tendremos una amplitud de señal igual a la tensión de alimentación (típicamente cercana a 3 V). Por su parte, los niveles altos de amplitud (próximos al valor de alimentación) hacen que el transistor entre en modo activo, teniendo a la salida del colector niveles de señal cercanos a 0 V. De este modo se logra una réplica invertida de la señal. El resultado a la salida del buffer inversor son dos señales idénticas invertidas entre sí y de mayor amplitud. La contribución de ambas señales a la entrada del transductor es una señal de amplitud pico a pico igual al doble de la tensión de alimentación ( $V_{DD}$ ), lo que permite incrementar la potencia de transmisión del sistema.

En recepción, la señal a la salida del transductor es amplificada y posteriormente filtrada usando un filtro activo paso banda de segundo orden de frecuencia central 40 kHz y un factor de calidad  $Q=8$ . Para ello se utiliza el amplificador operacional dual LMC6482IN [59] y varios componentes pasivos (resistencias y condensadores). El filtrado analógico de señal es muy importante para reducir el ruido fuera de banda.



**Figura 2.7:** Diseño hardware del nodo final en TELIAMADE. En transmisión, la señal de ultrasonidos es amplificada antes de ser enviada al transductor para incrementar la potencia de señal y aumentar el radio de alcance del sistema. En recepción, la señal es amplificada y filtrada paso banda antes de ser muestreada y digitalizada usando el convertor A/D del microcontrolador del Pixie.

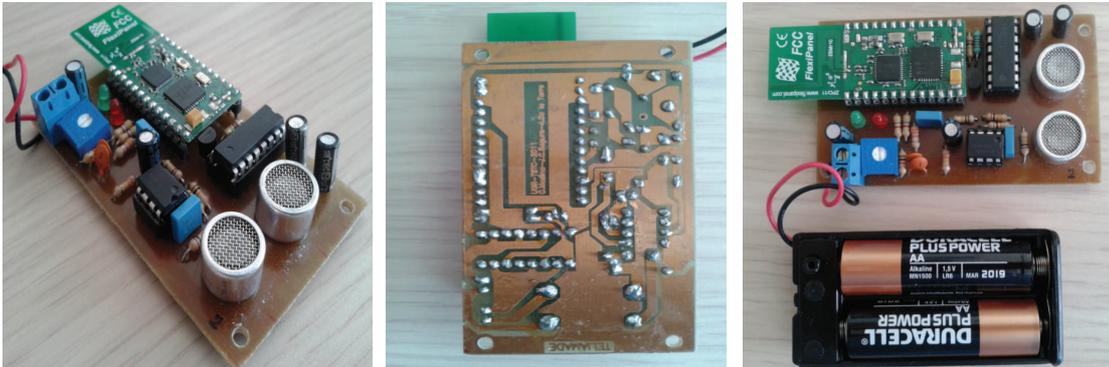
La señal a la salida del filtro es muestreada usando el conversor A/D del microcontrolador y almacenada en su memoria RAM para su posterior procesamiento y estimación de la medida del TOF de señal de ultrasonidos. El diseño hardware del nodo incluye también una pareja de diodos LEDs (STATUS\_LED, BITPIN) que informan del estado del nodo durante su funcionamiento. En la Figura 2.7 se muestran los detalles del diseño hardware del nodo final en TELIAMADE y las etapas de acondicionamiento de señal descritas anteriormente para la transmisión y recepción de señal de ultrasonidos. En la Figura 2.8 se muestra una fotografía del nodo final donde se identifican las distintas partes del diseño.



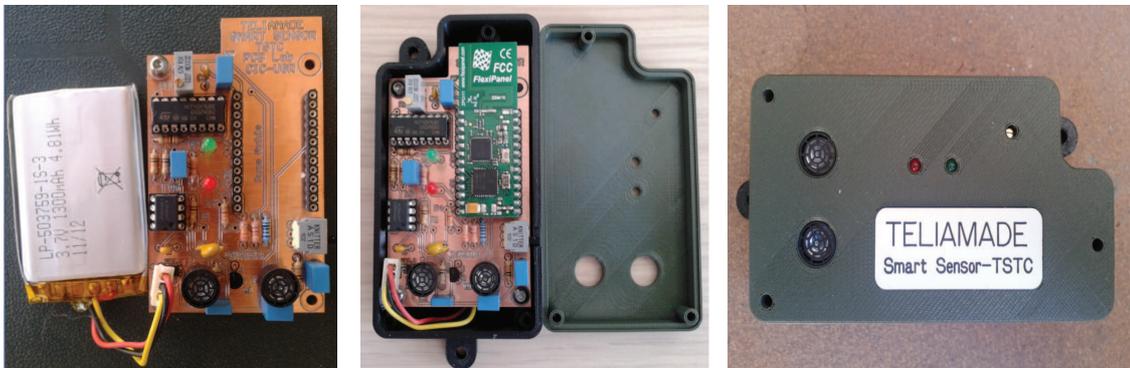
**Figura 2.8:** Fotografía ilustrativa de las distintas partes del nodo final en TELIAMADE. Las regiones indicadas en línea discontinua encierran los componentes hardware que conforman el módulo radio y los módulos para la transmisión y recepción de la señal de ultrasonidos.

En la Figura 2.9 se muestra la fotografía de un nodo final en TELIAMADE correspondiente a la primera versión implementada. En esta primera versión los nodos están alimentados por dos baterías AA almacenadas en un portapilas externo, con un precio estimado por nodo de 60 euros. La tecnología utilizada en su fabricación es mediante atacado químico usando una cara. Este primer diseño carece de una carcasa de protección que permita una adecuada sujeción de los nodos al techo, pared u otra superficie. Para solventar estos inconvenientes ha sido implementada una segunda versión con ciertas mejoras. Los nodos de la segunda versión utilizan otro modelo de transductor ultrasónico de similares prestaciones, más actual y barato, aunque de mayor directividad. También sustituyen las pilas AA por una batería recargable de litio polímero más pequeña y delgada de tensión 3.7 V y capacidad 1300 mAh [60]. También incorporan un interruptor [61] para apagar las baterías cuando el nodo no está siendo utilizado e incluyen un regulador de tensión de 3.3 V [62] para ajustar el nivel de voltaje de alimentación a las exigencias de tensión de los elementos del diseño. La tecnología utilizada en su fabricación es mediante microtaladrado a doble cara. El precio estimado de los nodos de la segunda versión es de 90 euros.

En esta segunda versión los nodos disponen de una carcasa de plástico diseñada a medida que los protege frente a golpes, suciedad y otros elementos. La batería está integrada dentro de la carcasa justo debajo de la placa de componentes. El diseño de la caja incorpora dos pestañas de sujeción que permiten atornillar el nodo a una pared u otra superficie. En la Figura 2.10 se muestra la fotografía de uno de los nodos implementados de la segunda versión.



**Figura 2.9:** Fotografía del nodo final en TELIAMADE (versión 1).



**Figura 2.10:** Fotografía del nodo final en TELIAMADE (versión 2).

El consumo de batería en los nodos finales es debido principalmente al funcionamiento del transceptor radio. El uso del protocolo Zigbee permite poner el módulo radio en un estado de bajo consumo cuando no es utilizado. En una red con un gran número de nodos transmisores desplegados en un área de localización grande, sólo los nodos más próximos al nodo móvil receptor son útiles de ser activados para estimar su posición. De esta manera, todos aquellos nodos transmisores fuera del radio de alcance del nodo receptor pueden ser configurados temporalmente a un estado de bajo consumo, deshabilitando su módulo radio. En modo normal (modo A) el transceptor radio y los periféricos del microcontrolador están habilitados para atender cualquier interrupción. Éstos son deshabilitados cuando el nodo es seleccionado para operar en modo de bajo consumo (modo B). Los mensajes de sincronización de red emitidos periódicamente por el nodo coordinador incluyen información del modo en el que deben ser configurados los módulos radio de los nodos. Usando la interrupción del WDT del microcontrolador, el módulo radio del nodo es despertado periódicamente para recibir el mensaje de sincronización y procesar esta información. El nodo vuelve a un estado de bajo consumo si la información de los mensajes de sincronización indica que debe operar en modo B, o bien mantiene activo el módulo radio si el modo indicado es el A. El consumo del nodo está condicionado por la tasa de medidas de TOF de señal que el nodo es capaz de realizar por unidad de tiempo. Experimentalmente se ha comprobado que una menor tasa de medidas reduce ligeramente el consumo. En modo A, el consumo medio de un nodo final es de 29.9 mA y 26.9 mA cuando opera respectivamente como transmisor o receptor de ultrasonidos. Este consumo logra reducirse a un valor de 1.7 mA cuando el nodo opera en modo B. Los

datos de consumo aquí proporcionados corresponden a una tasa de 5 medidas por segundo, que es la tasa máxima por defecto a la que operan los nodos TELIAMADE.

Como se ha comentado anteriormente, la primera versión de los nodos TELIAMADE utilizan dos baterías AA como fuente de alimentación. Estas baterías tienen una capacidad típica de 2000 mAh y una vida media de aproximadamente 67 horas en modo A y de 1176 horas en modo B. Sin embargo, tienen el inconveniente de ser pesadas, grandes y difíciles de acoplar en el diseño. En la segunda versión son sustituidas por baterías de litio más delgadas y ligeras. La capacidad de estas baterías es algo menor (1300 mAh), presentando una autonomía de 44 horas en modo A y 764 horas en modo B. En un escenario real, ambos modos son posibles y la duración de las baterías dependerá de las características de la aplicación implementada con el sistema.

Este consumo puede ser reducido aplicando un esquema de medida periódico programado basado en un acceso múltiple por división de tiempo (Time division multiple access, TDMA). Usando esta metodología, los nodos pueden ser programados para iniciar la transmisión y recepción de señal de ultrasonidos en determinados instantes de tiempo. El esquema TDMA proporciona a los nodos transmisores un acceso ordenado al canal de ultrasonidos, evitando colisiones en la transmisión de señal. Dado que la medida es programada, la tasa de envío de mensajes de sincronización puede reducirse significativamente. Este esquema de medida implica sin embargo varios inconvenientes de sincronización que necesitan ser solventados para obtener una buena precisión en la medida de TOF de señal de ultrasonidos. En el capítulo 4 se describe en detalle este esquema de medida, los problemas de sincronización que entraña y las estrategias adoptadas para compensarlos. Este esquema de medida permite a los nodos pasar a un estado de bajo consumo durante aquellos periodos de tiempo en los cuales no tengan programada una medida. De este modo, el módulo radio de los nodos puede ser despertado justo antes de recibir el mensaje de sincronización y volver a dormir justo después. Esto permite que los nodos transmisores puedan mantener su módulo radio en modo B durante todo el período de medida excepto una pequeña fracción de tiempo. Para entender esto, asumamos por ejemplo que los nodos operan diariamente 16 horas en modo A y 8 horas en modo B. Considerando un periodo típico de sincronización de 6.4 segundos (periodo correspondiente a una multitrama formada por 32 tramas de 200 ms) y asumiendo que el módulo radio del nodo permanece despierto un periodo equivalente a 3 tramas (tiempo más que suficiente para detectar y procesar con garantías el mensaje de sincronización), entonces el consumo medio del nodo será:

$$29 \text{ mA} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{3}{32} + 1.7 \text{ mA} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{29}{32} + 1.7 \text{ mA} \cdot \frac{1}{3} \simeq 3.41 \text{ mA}$$

En este caso, las baterías utilizadas en la segunda versión (de capacidad 1300 mAh) tendrían una autonomía de 381 horas antes de ser recargadas. El consumo del nodo receptor (nodo móvil) es menos problemático dado que su batería puede ser recargada fácilmente al no estar fijo en ningún sitio.

## 2.2 Implementación software

En esta sección describimos los detalles del software que permite gestionar el funcionamiento del sistema usando el protocolo ZigBee. En este punto, creemos necesario hacer una breve

introducción a los fundamentos del protocolo ZigBee para familiarizar al lector con ciertos conceptos que posteriormente son utilizados en la descripción del código del programa.

### 2.2.1 Descripción del protocolo ZigBee

Los protocolos de red están normalmente divididos en capas diferenciadas en función de las capacidades que pueden realizar. A este conjunto de capas se le denomina pila de protocolos. La pila de protocolos ZigBee es un conjunto de protocolos especificados por la ZigBee Alliance y el organismo de estandarización internacional IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Este estándar está diseñado para ser utilizado en WSNs con dispositivos de reducido tamaño, bajo coste y poco consumo. Las principales ventajas de este protocolo se enumeran a continuación:

- Interoperabilidad y usabilidad en todo el mundo.
- Baja tasa de datos (velocidad de transmisión máxima de 250 kbps).
- Rango típico de funcionamiento hasta 75 m.
- Consumo de potencia reducido (larga duración de las baterías).
- Diseño simple (pila de protocolos de tamaño muy pequeño).
- Espacio de direccionamiento de 64 bits y un máximo de 65534 nodos por red.
- Protocolo de transferencia de datos fiable “handshake”.
- Alto rendimiento y baja latencia para aplicaciones con ciclos de trabajo pequeños.
- Capacidad para albergar hasta 250 aplicaciones distintas en un nodo.

Banda de frecuencia	Número de canales	Aplicabilidad	Restricciones
2.4 GHz	16	mundial	Sin licencia
915 MHz	10	USA	Con licencia
868 MHz	1	Europa	Con licencia

**Tabla 2.1:** Condiciones de funcionamiento del estándar IEEE 802.15.4.

Los dispositivos ZigBee están equipados con transductores de radiofrecuencia que implementan el estándar IEEE 802.15.4 de WPAN (Wireless Personal Area Network). Dicho estándar constituye las capas bajas de la pila de protocolos ZigBee, esto es, la capa física (PHY) y la capa de acceso al medio (MAC) y opera en las bandas 868 MHz, 915 MHz y 2.4 GHz a una tasa típica de transferencia de 250 kbps. En la Tabla 2.1 se muestran las condiciones de funcionamiento del estándar IEEE 802.15.4 para las distintas bandas de frecuencia en las que puede operar.

El resto de capas superiores de la pila, correspondientes a la capa de red (NKW), seguridad (SSP) y aplicación (APL), son especificadas por la *ZigBee Alliance*. A este conjunto de capas se le denomina *Stack ZigBee*. En la Figura 2.11 se muestran los detalles de la arquitectura del Stack ZigBee. A continuación profundizamos en las características del Stack ZigBee, describiendo los principales aspectos de cada una de sus capas.

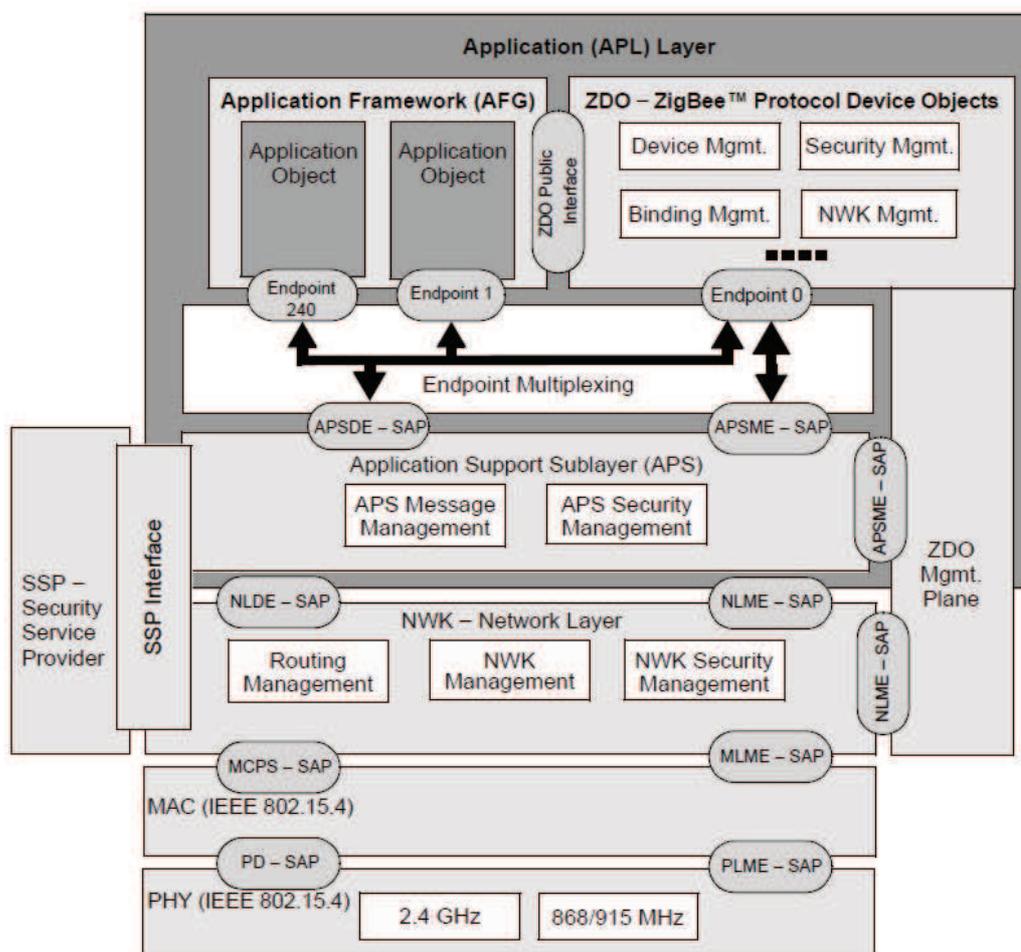


Figura 2.11: Arquitectura del Stack ZigBee [39].

### Capa de aplicación (APL)

La capa de aplicación consta de tres partes: Application Support Sublayer (APS), Application Framework Working Group (AFG) y los *endpoints*. Cada *endpoint* define un objeto de aplicación (application object), es decir, un perfil de dispositivo con cualquier funcionalidad adicional. Cada perfil define los atributos y las acciones que pueden realizarse sobre el objeto mediante el uso de mensajes de formato específico. Los perfiles permiten a las aplicaciones presentes en cada dispositivo enviar instrucciones, realizar peticiones o procesar instrucciones y datos. Son los fabricantes los que se encargan del desarrollo de estos perfiles.

Cuando el dispositivo se inicia, todos los endpoints se registran en el AFG y proveen una descripción de su perfil de dispositivo (device profile) y de sus capacidades. El AFG es un contenedor de todos los endpoints. Cuando una trama de datos se recibe, la capa de aplicación comprueba el endpoint de destino para entregárselo. Dentro de un dispositivo puede haber hasta 240 objetos, con números entre 1 y 240. El endpoint 0 es especial y está reservado. Éste contiene el objeto de dispositivo Zigbee (ZigBee Device Object, ZDO) que implementa

múltiples funciones. Se encarga principalmente de inicializar la subcapa APS, la capa de aplicación y los servicios de especificación. También se encarga de configurar e implementar el servicio de descubrimiento y la gestión de seguridad, de red y de enlace. Por tanto, el ZDO ofrece interfaces públicos a los objetos de aplicación permitiendo tener el control del dispositivo y realizar las funciones definidas por los objetos de aplicación. Las aplicaciones de usuario pueden controlar la red haciendo peticiones y devoluciones de llamadas a este objeto, de ahí su importancia.

Por su parte, la APS hace de interfaz entre la capa de aplicación y la capa de red ZigBee y provee un conjunto de servicios de transporte de datos común a todos los endpoints. Estos servicios de transporte son ofrecidos por dos entidades: la entidad de datos APS (APSDE), la cual proporciona los servicios necesarios para la transmisión y el transporte de datos de aplicación a través de primitivas básicas (request, confirm, response, indication), y la entidad gestora APS (APSME) que proporciona el descubrimiento y enlace de dispositivos, a la vez que mantiene una base de datos de los objetos (APS Information Base, AIB).

### Capa de red (NWK)

La capa de red ofrece servicios a la capa de aplicación para que pueda realizar operaciones sobre la capa MAC, es decir, actúa de interfaz entre la capa MAC y la capa APL. La capa de red es responsable de la configuración de la red y el enrutamiento de los datos. Cuando un nodo se incorpora por primera vez a la red, la capa NWK determina qué función debe cumplir en la red y a qué nodo vecino asociarse. En las redes ZigBee existen dos tipos de nodos dependiendo de su funcionalidad:

- **Dispositivos de funcionalidad completa (Full Function Devices, FFDs):** Son nodos con memoria y capacidad computacional suficientes para implementar cualquier función en la red. Normalmente hacen las funciones de routers o coordinadores de red, aunque también pueden adoptar el rol de dispositivos finales. Suelen tener una capacidad energética alta.
- **Dispositivos de funcionalidad reducida (Reduced Function Devices, RFDs):** Son nodos con una funcionalidad limitada, de menor complejidad y bajo coste. No implementan la pila ZigBee completa, por lo que sus requerimientos de memoria son reducidos. Suelen pasar la mayor parte de su ciclo de funcionamiento dormidos y desempeñan el rol de nodos finales actuando como sensores/actuadores de la red.

Dependiendo de su funcionalidad, los nodos ZigBee pueden desempeñar tres roles diferentes en la red:

- **Coordinador ZigBee (FFD):** Es el dispositivo más complejo y generalmente implementa de forma completa la pila ZigBee. Solamente puede existir uno por red y son los encargados de crear, configurar y gestionar todos los parámetros de la misma. Algunas de sus funciones son la de buscar un canal libre, establecer la red y el identificador PAN (Personal Area Network), gestionar la incorporación de dispositivos a la red, coordinar

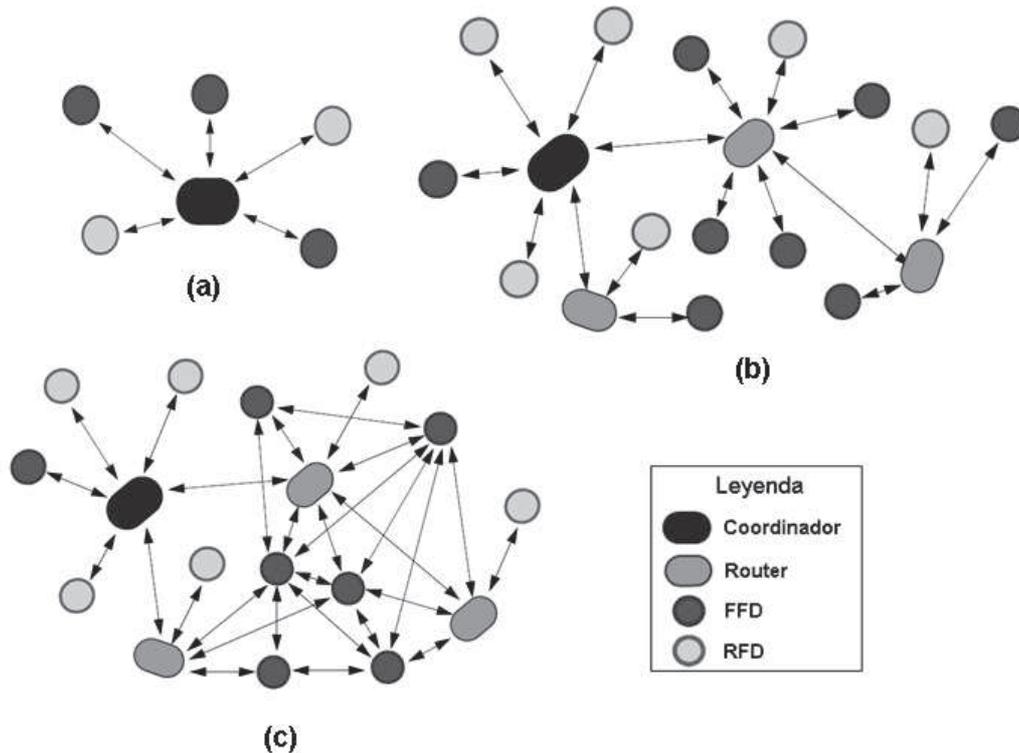
a todos los nodos y controlar los caminos que deben seguir los dispositivos para conectarse entre ellos. En su memoria almacenan tablas con toda la información necesaria, como correspondencias de dirección de 64 bits a 16 bits o tablas de routing. Este dispositivo siempre debe estar activo para evitar la pérdida de datos. Por él pasa toda la información que circula por la red. Sus requerimientos de memoria y energía son elevados.

- **Router ZigBee (FFD):** Aunque son opcionales, los routers ZigBee son esenciales a la hora de expandir una red, ya que permiten la interconexión de dispositivos separados en topologías de red multisalto. Su función es reenviar la información haciéndola llegar del coordinador a los nodos finales y viceversa. Actúan como enrutadores de red, desempeñando el rol de nodo padre para un conjunto de dispositivos finales.
- **Dispositivos finales-ZEDs (RFD y FFD):** Suelen operar como nodos sensores y son los encargados de realizar la aplicación en cuestión. Poseen capacidades de procesamiento reducido, lo que implica un menor coste. Poseen la funcionalidad necesaria para comunicarse con un coordinador o un router pero no pueden transmitir información destinada a otros dispositivos finales. Pasan la mayor parte del tiempo en un estado de hibernación y se despiertan con periodicidad para comprobar si hay algún mensaje esperando para ellos. Esto supone un considerable ahorro energético y permite alargar la vida media de sus baterías. Cuando se requiere su uso, el nodo ZigBee es capaz de despertar en un tiempo inferior a 15 ms, para volver a dormir cuando su uso deje de ser requerido. A su vez, el hecho de que podamos dormir el dispositivo no implica la pérdida del enlace. Al activarse el dispositivo, los mensajes le llegan sin necesidad de tener que calcular de nuevo la ruta de envío. De esta forma se optimiza el tiempo que se mantiene el nodo activo y se reduce la probabilidad de pérdida de información.

Una vez el nodo está asociado a la red, se habilitan las conexiones a otros nodos vecinos y se establece una topología de red. El protocolo ZigBee permite tres topologías de red diferentes: estrella, árbol y malla. La Figura 2.12 muestra la representación de dichas topologías, indicando el tipo de nodos y la interconexión entre ellos. Las características particulares de cada topología son las siguientes:

- **Topología en estrella:** Un coordinador opera como nodo maestro y el resto de dispositivos finales como nodos esclavos. Cada dispositivo final establece una conexión punto a punto con el coordinador. Toda la información transmitida entre los dispositivos debe pasar por el coordinador. Existen topologías de estrella extendida en la que se incluyen repetidores que amplían el alcance de la red. Esta red ofrece tolerancia a fallos, ya que la caída de un nodo final no afecta al funcionamiento del resto de dispositivos, aunque tiene la desventaja de una reducida tasa de transmisión de datos.
- **Topología en árbol:** En esta configuración los dispositivos finales pueden estar unidos directamente al coordinador o indirectamente a través de un nodo router. El uso de routers permite incrementar el número de nodos de la red y extender el radio de alcance de la misma. Los nodos finales no necesitan estar en el radio de alcance del coordinador puesto que el router se encarga de enrutar los mensajes, actuando de pasarela entre el coordinador y los nodos finales.

- **Topología de malla:** Esta configuración es similar a la topología en árbol, salvo que los FFDs pueden enrutar directamente los mensajes a otros FFDs en lugar de seguir la estructura de árbol. Los mensajes destinados a RFDs deben pasar por el nodo padre del RFD. Esta es la topología más interesante, ya que permite elegir la mejor ruta posible para el intercambio de datos, además de ser robusta a posibles caídas y fallos en distintos puntos de la red. La gestión de las rutas es tarea del coordinador.



**Figura 2.12:** Posibles topologías de una red ZigBee: (a) Topología en estrella, (b) Topología en árbol y (c) Topología en malla.

La capa NWK también se encarga de establecer la ruta por la que circularán los datos, de modo que debe ser capaz de trazar un itinerario desde un punto de inicio a un punto final y direccionar el tráfico a través de diferentes rutas en caso de que se produzcan errores en los enlaces de la red. El cálculo de las rutas se hace de manera eficiente usando el menor número de saltos posibles para reducir el coste de la transmisión. El Servicio de Datos (NLDE) proporcionado por la capa de red permite a una aplicación establecer la comunicación entre dos o más dispositivos pertenecientes a la misma red, generando la PDU (Protocol Data Unit) de la capa de red además de especificar la topología del encaminamiento. Por su parte, el Servicio de Control (NLME) permite a la capa de aplicación interactuar directamente con la pila, posibilitando servicios como la configuración de dispositivos, inicializar una nueva red, indicar el direccionamiento, gestionar el descubrimiento de dispositivos y de rutas o gestionar la recepción de mensajes de control. Los servicios se desempeñan usando primitivas de comunicación a nivel interno de la capa.

### Capa de seguridad (SSP)

La capa de seguridad ofrece la posibilidad de proteger la información que circula por la red inalámbrica. Al igual que Bluetooth, el protocolo Zigbee contempla tres niveles de seguridad: “ninguna”, “lista de acceso” y “encriptación con clave simétrica AES-128 bits”, de modo que el usuario puede optar por uno de estos niveles de seguridad dependiendo de las necesidades y el tipo de aplicación implementada. La encriptación AES (Advanced Encryption Standard) de 128 bits permite autenticación en la comunicación y encriptación de la información. Es necesario un elemento en la red llamado *Trust Center* (Centro de validación) que proporciona un mecanismo de seguridad en el que se utilizan dos tipos de claves de seguridad: la clave de enlace y la clave de red. Además, es necesaria una clave maestra entre el nodo final y el coordinador, empleada en el proceso de unión del dispositivo a la red para negociar la clave de enlace y finalmente la clave de red (tras lo cual se considera que el dispositivo está autenticado y listo para unirse a la red). Normalmente es el coordinador de la red el encargado de desempeñar el papel de centro de validación. Al crear la red, el coordinador decide qué dispositivos pueden pertenecer a la red y cuáles no. También establece el nivel de seguridad aplicado a la información. Si el usuario desea encriptar la información, debe proporcionar la clave de encriptación que será distribuida a todos los nodos que forman la red sin necesidad de configurar cada nodo individualmente. Esto permite que en una red ya creada pueda modificarse el nivel de seguridad en cualquier momento, sin configurar cada nodo por separado. Si existen routers en la red, éstos pueden desempeñar una función de validación similar, aunque siempre dependiendo del centro de validación principal.

### Capa de enlace (MAC)

Esta capa queda especificada por el estándar IEEE 802.15.4 y sirve de enlace entre la capa PHY y a la capa NWK. La capa de enlace se compone realmente de dos módulos. Uno de ellos es el módulo de control de acceso al medio (MAC) y el otro el módulo de control de enlace lógico (LLC). Es común referenciar esta capa como capa MAC, aunque también haga funciones LLC. Permite compartir el medio de transmisión entre varios nodos y se encarga de encapsular los mensajes en tramas adecuadas para su transmisión en el medio incluyendo las cabeceras necesarias para su correcta recepción. Estas cabeceras incluyen información útil como la dirección de origen y destino, el número de secuencia de la trama y la comprobación de integridad (CRC).

La capa MAC ofrece dos modos básicos de operación:

- **Modo baliza:** Es un mecanismo de control del consumo de energía en la red. Permite a los dispositivos saber cuándo pueden transmitir. Se utilizan balizas para señalar el comienzo de una “supertrama” y poder sincronizar todos los dispositivos que conforman la red. Los intervalos de las balizas son asignados por el coordinador de red y pueden variar desde los 15 ms hasta los 4 minutos. La supertrama consta de dos partes: la parte de actividad donde los dispositivos envían datos y la parte inactiva donde los dispositivos duermen.
- **Modo sin balizas:** No existe el concepto de supertrama y las balizas son solamente

usadas para descubrir que redes existen en el canal. En otras palabras, las balizas se utilizan únicamente cuando se enciende un dispositivo para escanear las posibles redes a las que puede unirse. El modo sin balizamiento es totalmente asíncrono y los dispositivos son autónomos, de modo que pueden iniciar una transmisión cuando deseen. A veces puede ocurrir que el dispositivo destino no reciba la petición o que el canal esté ocupado. Esto implica que el nodo padre debe estar siempre a la escucha y por lo tanto no puede hibernar. Los dispositivos hijos se despiertan periódicamente e interrogan al nodo padre para saber si tiene algún mensaje para ellos. Este es el modo configurado en el sistema TELIAMADE.

El estándar 802.15.4 define cuatro tipos de tramas. El tamaño máximo de los mensajes en ZigBee es de 127 bytes. La trama básica es la de datos, utilizada para enviar datos de manera unicast o broadcast. En transmisión unicast la trama sólo es recibida por el nodo destino indicado en la cabecera MAC. Por su parte la transmisión broadcast implica que la trama puede ser recibida por todos los dispositivos en el rango de alcance.

Los nodos de la red pueden ser direccionados a través de dos direcciones: una dirección MAC de 64 bits y una dirección de red más corta de 16 bits. Los nodos suelen venir de fábrica con una dirección MAC única. Los nodos utilizan esta dirección extendida para comunicarse durante el proceso de unión a la red. Cuando la unión se produce, se le asigna una dirección de red de 16 bits para reducir el tamaño de las cabeceras de los mensajes. Esta dirección de red es la que se utiliza para comunicarse con otros nodos de la red. Dicho direccionamiento limita el tamaño de las redes ZigBee a 65534 nodos ( $2^{16} - 1$ ). La transmisión unicast requiere especificar la dirección de red del nodo destino. Por su parte la transmisión broadcast se lleva a cabo usando la dirección genérica de red FFFF (escrita en hexadecimal).

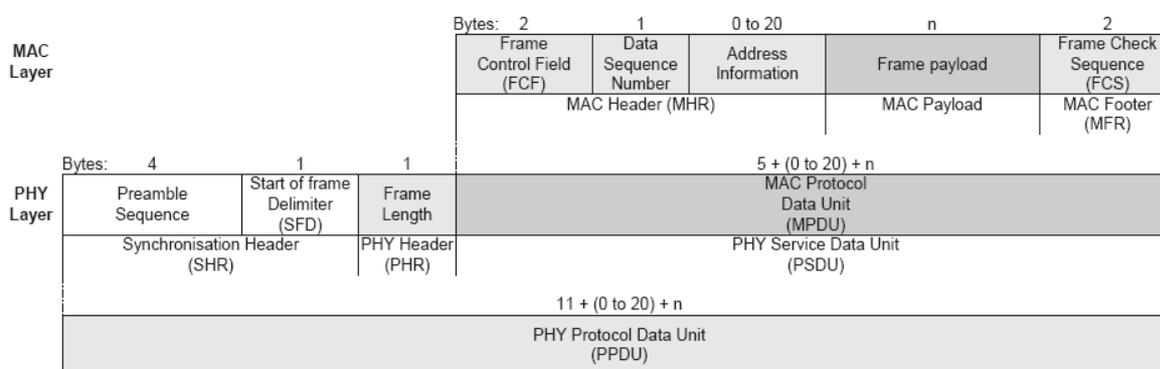
En la Figura 2.13 se muestra la estructura de la trama de datos 802.15.4 construida a partir de las capas superiores. La carga útil de datos (payload) de las capas superiores pasa a la subcapa MAC constituyendo lo que se conoce como unidad de datos de servicio de la capa MAC (MSDU). Al payload de la capa MAC se le añade un bloque de cabecera denotado por MHR (MAC header) y un bloque final MFR (MAC footer). El MHR contiene el campo de control de trama, el número de secuencia de los datos (DSN) y los campos de direccionamiento. El MFR se compone de 16 bits de chequeo de comprobación de trama. Los tres bloques MHR, MAC payload y MFR constituyen la trama de datos MAC (MPDU). La MPDU se transfiere a la capa PHY como la unidad de datos de servicio de la capa PHY (PSDU) y constituye el payload de la capa PHY. Al payload de la capa PHY se le añade al inicio un bloque denotado por SHR (Synchronization header), el cual contiene la secuencia preámbulo de la trama y el delimitador de inicio de trama (start-of-frame delimiter, SFD). Estos campos permiten al receptor lograr la sincronización de símbolo. Junto al SHR se añade un segundo bloque denotado por PHR (PHY header), que contiene la longitud del payload de la capa PHY indicada en octetos. Los tres bloques SHR, PHR y PHY payload constituyen el paquete de datos PHY (PPDU).

El resto de tramas definidas por el estándar 802.15.4 son:

- **Trama baliza:** Utilizada para transmitir información de red y sincronizar los dispositivos unidos a ella. Sólo puede ser transmitida por FFDs. En ZigBee sólo se usan estas

tramas en el proceso de descubrimiento de redes.

- **Trama comando:** IEEE 802.15.4 especifica nueve tipos de tramas comando que son diferenciadas por un identificador (Command ID). Se utilizan para el control y administración de la red.
- **Trama ACK:** Confirma la correcta recepción de los datos. Sólo contiene los campos de control de trama y número de secuencia, los cuales son copiados del paquete original. También existen tramas NACK que informan de que no se ha podido entregar la información. Existe la posibilidad de deshabilitar los mensajes de confirmación en toda la red o sólo en algunos nodos.



**Figura 2.13:** Estructura de la trama de datos y el paquete PHY en IEEE 802.15.4 [40].

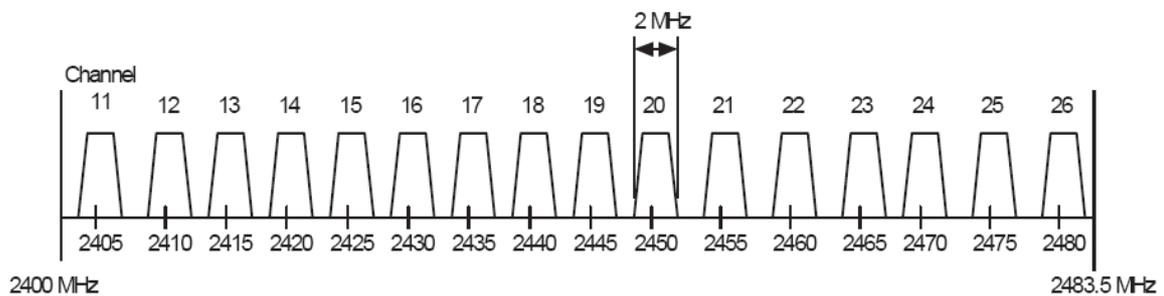
IEEE 802.15.4 utiliza la técnica de espectro expandido por secuencia directa (DSSS, Direct-Sequence Spread-Spectrum) en la banda de 2.4 GHz para asegurar la coexistencia con otras redes y reducir las interferencias. IEEE 802.15.4 también especifica la técnica de acceso múltiple por división en frecuencia (FDMA, Frequency Division Multiple Access). Además, se utiliza CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) en la transmisión sin balizas. Mediante esta técnica, un canal puede ser compartido por muchos dispositivos con mínimas interferencias. Los nodos escuchan antes de transmitir. Si hay interferencias, el dispositivo espera un periodo de tiempo aleatorio para intentarlo de nuevo o simplemente cambia de canal. También es posible usar ranuras temporales TDMA (Time Division Multiple Access) para aplicaciones en las que sea necesaria una baja latencia. Estas particularidades del estándar IEEE 802.15.4 proporcionan un alto rendimiento en la transmisión radio y una alta inmunidad en ambientes con una baja SNR. Esto hace que los dispositivos ZigBee sean más robustos frente a interferencias que otros dispositivos basados en otros estándares. En un entorno agresivo como es la saturada banda de 2.4 GHz, ZigBee ofrece mejores prestaciones que otras tecnologías como Bluetooth o WiFi.

### Capa física (PHY)

La capa física se compone básicamente de un controlador hardware (transductor de radiofrecuencia instalado en los dispositivos ZigBee) que establece la comunicación física entre los

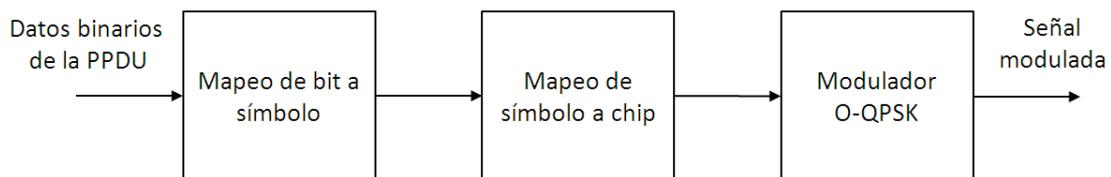
nodos. Esta capa permite activar y desactivar el transceptor radio y se encarga de gestionar la transmisión y recepción de los datos. Los servicios básicos de la capa PHY son principalmente la selección de la frecuencia de canal, la potencia de transmisión de señal y la modulación y demodulación de los datos.

Aunque el estándar permite operar en las bandas 868 MHz, 915 MHz y 2.4 GHz, en la práctica la banda de 2.4 GHz es la más utilizada al ser libre y no requerir licencia a nivel mundial. Esta banda dispone de 16 canales de 2 MHz de ancho de banda, separados entre sí por 5 MHz (ver Figura 2.14).



**Figura 2.14:** Canales de comunicación IEEE 802.15.4 en la banda de 2.4 GHz.

Un transceptor IEEE 802.15.4 debe ser capaz de transmitir con una potencia de al menos -3 dBm. Los dispositivos deben transmitir con una potencia adecuada para reducir en lo posible el consumo de energía y reducir también la interferencia a otros dispositivos y sistemas. La potencia de transmisión máxima está limitada por los organismos reguladores locales. El transceptor IEEE 802.15.4 modula la señal utilizando la técnica de espectro expandido por secuencia directa (DSSS) y O-QPSK (Offset Quadrature Phase Keying). La Figura 2.15 muestra el diagrama de bloques funcional que permite ilustrar la expansión y modulación de señal IEEE 802.15.4 en la banda de 2.4 GHz.



**Figura 2.15:** Funciones de expansión y modulación de señal IEEE.802.15.4 en la banda de 2.4 GHz.

Los datos binarios contenidos en la PPDU son codificados a una secuencia de símbolos. Los 4 bits menos significativos (LBSs) de cada octeto son mapeados a un símbolo, y los 4 bits más significativos (MBSs) a otro, obteniendo dos símbolos por cada octeto. Los octetos de datos contenidos en la PPDU son procesados secuencialmente. Cada símbolo es mapeado a una secuencia de ruido pseudoaleatoria (PN) de 32 chips. Dado que los símbolos están

representados por 4 bits, existe un total de 16 posibles secuencias PN. Dichas secuencias están relacionadas entre sí a través de desplazamientos cíclicos y/o conjugaciones, logrando buenas propiedades de correlación cruzada y autocorrelación. Esto permite tener una forma de onda plana cercana a la del ruido, de modo que receptores no autorizados son incapaces de distinguir señal frente a ruido. La transmisión en IEEE 802.15.4 se produce a 2 MChips/s, equivalente a una tasa de datos de 250 kbps, dado que 4 bits son representados con 32 chips.

Las secuencias de chips que representan a cada símbolo son moduladas sobre una portadora usando la técnica O-QPSK para una conformación de chip *half-sine*. Los chips indexados en posiciones pares son modulados en fase (I) y los chips de las posiciones impares en cuadratura (Q). Para lograr el desplazamiento de fase de las componentes I y Q, los chips modulados en cuadratura son desplazados un periodo de chip  $T_c$  (inversa de la tasa de chip) con respecto a los chips modulados en fase (ver Figura 2.16).

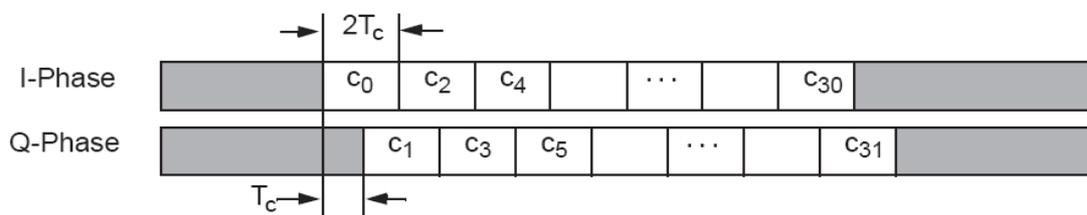


Figura 2.16: Desplazamiento de chips en O-QPSK [40].

La capa PHY ofrece además otros servicios útiles como la medida de potencia de señal recibida para determinar la calidad del enlace de comunicación (Link Quality Indicator, LQI). Dicha medida está caracterizada por la potencia y/o la calidad del paquete recibido. La medida puede realizarse empleando el detector de energía del receptor, una estimación de la relación señal/ruido (SNR) o una combinación de ambos métodos. La medida LQI es accesible por las capas de red y aplicación, y puede ser utilizada como indicador para seleccionar el mejor canal de comunicación. Por otro lado, la capa PHY también realiza la detección de canal libre para el acceso múltiple usando detección de portadora (CSMA-CA). Esto evita las colisiones de señal en transmisión.

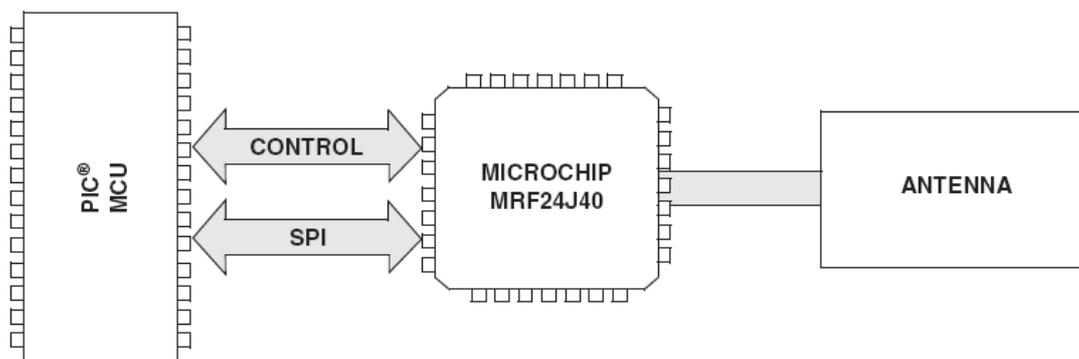
## 2.2.2 Fundamentos de la versión de pila implementada en TELIAMADE

La pila de protocolos ZigBee implementada en los nodos utiliza la versión de pila v2.0-2.6 desarrollada por Microchip Technologies Inc [39]. Esta versión de pila se basa en la especificación ZigBee-2006 r13, en la que se utiliza el estándar IEEE 802.15.4-2006 para la implementación de las capas inferiores de la pila. La pila proporcionada por Microchip ofrece las siguientes características:

- Proporciona una plataforma de compatibilidad certificada para la versión del protocolo ZigBee-2006.
- Soporta la banda de frecuencia de 2.4 GHz.

- Soporta todos los tipos de dispositivos del protocolo ZigBee (coordinador, router y dispositivo final).
- Implementa almacenamiento no volátil para las tablas de unión y nodos vecinos.
- Portable a muchos microcontroladores de la familia PIC18 y PIC24.
- Sistema operativo en tiempo real y aplicación independiente.
- Instalación usando el compilador de Microchip MPLAB C18 / MPLAB C30.
- Direccionamiento multicast.
- Mecanismo de reincorporación a la red de los nodos finales.

La implementación de esta versión de pila en un nodo implica la utilización de varios componentes hardware imprescindibles: un microcontrolador de Microchip con interfaz SPI (Serial Peripheral Interface), el transceptor RF de Microchip MFR24J40 con ciertos componentes externos (osciladores, regulador de tensión, etc.) y una antena para el envío y recepción de señal (puede ser de tipo microstrip o monopolo). El microcontrolador debe estar conectado al transceptor RF a través del bus SPI y unas cuantas señales de control digitales, actuando como maestro y el transceptor RF como esclavo. El microcontrolador debe implementar varias funcionalidades de la capa MAC del estándar IEEE 802.15.4 y las capas superiores del protocolo ZigBee. También debe implementar lógica específica de la aplicación (código del programa). En la Figura 2.17 se muestra el diagrama de los componentes hardware necesarios para implementar la versión de pila de Microchip.



**Figura 2.17:** Hardware necesario para implementar la pila de protocolos ZigBee en los nodos.

Como ya hemos comentado en la introducción del capítulo, los nodos TELIAMADE utilizan el módulo Pixie para implementar la interfaz ZigBee que posibilita la comunicación radio. Este módulo integra el microcontrolador PIC18LF4620 y el módulo EasyBee formado por el chip radio CC2420 y una antena PCB. Los detalles hardware del módulo Pixie pueden consultarse en la subsección 2.1.1.

Dado que las capas inferiores de la pila de protocolos (PHY y MAC) están condicionadas al modelo de transceptor RF utilizado, ha sido necesario modificar parcialmente estas capas para adaptarlas a las características del transceptor CC2420 fabricado por Texas Instrument Inc. De la pila original proporcionada por Microchip se ha reescrito parcialmente la capa física (PHY) y la capa de enlace (MAC) para adaptarlas a las características del nuevo transceptor RF, manteniendo inalterada la capa de red.

A fin de reducir el tamaño de pila y optimizar los recursos de memoria disponibles en el microcontrolador, se ha prescindido del plano de gestión ZDO, la subcapa APS y la capa APL. Las capas inferiores implementadas son suficientes para gestionar la red y proporcionar los servicios que demanda nuestra aplicación. En una futura actualización de ZigBee, las capas modificadas en este trabajo podrán seguir utilizándose con las nuevas capas provistas por Microchip.

El código del programa implementado en los nodos TELIAMADE (incluyendo los ficheros que implementan la pila de protocolos ZigBee) está escrito en lenguaje C, a excepción de las definiciones de memoria del microcontrolador que son programadas en un *linker script* (lenguaje de programación específico para la gestión de memoria en los microcontroladores de Microchip) y ciertas partes del manejador de interrupciones de la pila que están escritas en ensamblador para aumentar la velocidad de gestión de los nuevos eventos.

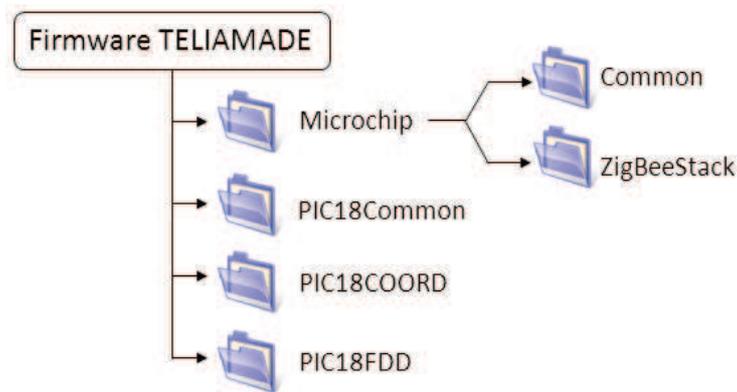
La escritura del código y su programación en los dispositivos físicos requiere el uso de ciertas herramientas software. Para ello se ha utilizado el software MPLAB IDE (Integrated Development Environment) en su versión v8.43. Se trata de una plataforma integrada de desarrollo en Windows que presenta multitud de prestaciones para el desarrollo de aplicaciones embebidas con microcontroladores de Microchip. Esta plataforma permite escribir el programa en lenguaje C y/o ensamblador y ofrece la posibilidad de crear proyectos, compilar ficheros, ensamblar y depurar errores.

Para el desarrollo de código en lenguaje C es necesario incorporar a la plataforma un compilador de C compatible con MPLAB. En este caso utilizamos el compilador de Microchip C18, que es compatible a la serie de los microcontroladores utilizados en el diseño hardware de los nodos. La programación física de los PICs es realizada usando el programador de bajo coste MPLAB ICD2 [63].

### 2.2.3 Estructura del programa

El software desarrollado en TELIAMADE está compuesto de un conjunto de ficheros clasificados en distintas carpetas dependiendo de su funcionalidad. La extensión de estos ficheros es principalmente “.h” o “.c”. Los ficheros “.h” contienen la declaración de constantes, variables o rutinas, y normalmente constituyen la cabecera de un fichero principal “.c” que implementa una parte del código del programa. La Figura 2.18 muestra el esqueleto del programa distribuido en 4 carpetas principales.

Las funciones y ficheros que gestionan la pila de protocolos ZigBee se almacenan en la carpeta con nombre *Microchip* y son utilizados por todos los nodos del sistema independientemente del papel que desempeñan en la red. Dentro de esta carpeta los ficheros son



**Figura 2.18:** Estructura del programa desarrollado en TELIAMADE

organizados a su vez en dos subcarpetas.

La carpeta *Common* contiene ficheros que son comunes a varias aplicaciones desarrolladas por Microchip y permiten el funcionamiento de la pila. El nombre de esos ficheros y la descripción de su contenido se muestra en la Tabla 2.2.

Ficheros	Descripción
Compiler.h	Definiciones específicas para el compilador del programa
Console.c, .h	Código de la interfaz USART (Universal Synchronous-Asynchronous Receiver-Transmitter)
Generic.h	Constantes genéricas y definiciones tipo
MSPI.c, .h	Código de la interfaz SPI (Serial Peripheral Interface)
sralloc.c, .h	Asignación dinámica de la memoria (código de la pila de memoria)

**Tabla 2.2:** Ficheros almacenados en la carpeta *Common*.

Por su parte, la carpeta *ZigBeeStack* almacena los ficheros específicos que implementan la pila de protocolos ZigBee. La Tabla 2.3 muestra el nombre y contenido de estos ficheros. Sin embargo, no todos ellos son utilizados, tan solo aquellos correspondientes a las capas PHY, MAC y NWK.

Las capas superiores, incluida la capa de seguridad, no son implementadas en el programa de los nodos TELIAMADE. Los ficheros de pila considerados se muestran indicados en sombreado.

En este punto es importante reseñar que los ficheros originales que implementan la capa PHY (*zPHY\_MRF24J40.c, .h*) y la capa MAC (*zMAC\_MRF24J40.c, .h*) han sido parcialmente modificados y sustituidos por los ficheros (*zPHY\_CC2420.c, .h*) y (*zMAC\_CC2420.c, .h*) para adaptarlos a las características del transceptor radio utilizado en el diseño hardware de los nodos. Las modificaciones de pila incluidas en estos ficheros son descritas en la subsección 2.2.3.1.

La carpeta *PIC18Common* contiene información relativa a la configuración del microcon-

trolador instalado en los nodos, la declaración de funciones de tiempo que permiten implementar el esquema de medida propuesto en TELIAMADE y la lista de comandos de programa que posibilitan al usuario configurar, gestionar y monitorizar el funcionamiento de los nodos de la red. Estos ficheros son comunes a todos los nodos, independientemente del papel que desempeñan dentro de la red. En la Tabla 2.4 se muestran los ficheros incluidos en esta carpeta.

Ficheros	Descripción
SymbolTime.c, .h	Implementa funciones de tiempo para la pila de protocolos
zAPL.h	Fichero de cabecera de la pila que define la interfaz del nivel de aplicación. Este es el único archivo que el código de la aplicación necesita incluir
zAPS.c, .h	Implementa la capa APS del protocolo ZigBee
zTest.h	Información del perfil ZigBee
Zigbee.h	Constantes genéricas del protocolo ZigBee
ZigBeeTasks.c, .h	Dirige el flujo del programa a través de las distintas capas de la pila
zMAC.h	Fichero de cabecera de la capa MAC IEEE 802.15.4
zMAC_MRF24J40.c, .h	Capa MAC IEEE 802.15.4 para el transceptor MRF24J40
zMAC_CC2420.c, .h	Capa MAC IEEE 802.15.4 para el transceptor CC2420
zNVM.c, .h	Realiza funciones de almacenamiento de memoria no volátil
zNWK.c, .h	Capa de red del protocolo ZigBee
zPHY.h	Fichero de cabecera de la capa PHY IEEE 802.15.4
zPHY_MRF24J40.c, .h	Capa PHY IEEE 802.15.4 para el transceptor MRF24J40
zPHY_CC2420.c, .h	Capa PHY IEEE 802.15.4 para el transceptor CC2420
zSecurity.h	Fichero de cabecera de la capa de seguridad del protocolo ZigBee
zSecurity_MRF24J40.c, .h	Capa de seguridad del protocolo para el transceptor MRF24J40
zZDO.c, .h	Capa del plano de gestión del ZDO

**Tabla 2.3:** Ficheros almacenados en la carpeta *ZigBeeStack*.

Ficheros	Descripción
Config.c	Fichero de configuración del PIC18LF4620 (registros de config.)
frame.c, .h	Rutinas para la sincronización de trama
timer3.c, .h	Rutinas para controlar el tiempo e implementar retardos controlados
ComandosMCPX.h	Lista de comandos para configurar, gestionar y monitorizar la red

**Tabla 2.4:** Ficheros almacenados en la carpeta *PIC18Common*.

Por su parte las carpetas *PIC18COORD* y *PIC18FFD* contienen los ficheros de programa que definen los perfiles de los nodos en TELIAMADE. Estos perfiles son el de coordinador de red y nodo final. Es importante resaltar que dado los requerimientos de memoria necesarios para implementar el programa, todos los nodos de la red tienen una funcionalidad completa (FFD). Uno de ellos es programado como coordinador de la red, mientras que el resto son programados como nodos finales. En las Tablas 2.5 y 2.6 se muestran los ficheros de programa que definen el perfil del nodo coordinador y el nodo final respectivamente.

Ficheros	Descripción
Coordinador.c	Programa principal del nodo coordinador (función main). Aquí se inicializa el hardware del nodo y se activa la máquina de estados que gobierna su funcionamiento
funciones.c, .h	Contiene la declaración de múltiples funciones para realizar diversas tareas tales como inicializar el hardware del nodo, procesar los comandos introducidos por consola, preparar y gestionar el envío de un paquete de datos, gestionar la recepción de los paquetes de datos, procesar el contenido de estos paquetes recibidos y mostrar esa información por consola o realizar la conversión de datos a distintos formatos
fcommon.h	Fichero de cabecera con declaraciones de variables locales, estructuras de datos y prototipo de funciones
ProcesaPrimitivaZigBee.c	Rutina para procesar las diferentes primitivas Zigbee
myZigBee.c	Fichero con parámetros de funcionamiento de la pila (descriptores)
zigbee.def	Fichero de inicialización de parámetros del nodo: opciones de depuración, MAC inicial, parámetros de configuración del transceptor radio, configuración SPI y almacenamiento de información no volátil e información del microcontrolador
zlink.lkr	Fichero de parámetros de configuración para la gestión de la memoria

**Tabla 2.5:** Ficheros almacenados en la carpeta *PIC18COORD* que definen el perfil del nodo coordinador.

Ficheros	Descripción
FFD.c	Programa principal del nodo final (función main). Aquí se inicializa el hardware del nodo y se activa la máquina de estados que gobierna su funcionamiento
eeprom.c, .h	Contiene la declaración de funciones que permiten la escritura y lectura en la memoria EEPROM del microcontrolador
hardware.c	Función de inicialización del hardware del nodo: configuración SPI, configuración de puertos (entradas/salidas), estado inicial de los pines
retardo.c	Implementa el código de la detección en cuadratura que permite estimar el TOF y la fase de la señal de ultrasonidos (ver capítulo 3). También implementa el código que permite devolver el valor de RSSI de ultrasonidos (ver capítulo 5)
myZigBee.c	Fichero con parámetros de funcionamiento de la pila (descriptores)
zigbee.def	Fichero de inicialización de parámetros del nodo: opciones de depuración, MAC inicial, parámetros de configuración del transceptor radio e información del microcontrolador
zlink.lkr	Fichero de parámetros de configuración para la gestión de memoria

**Tabla 2.6:** Ficheros almacenados en la carpeta *PIC18FFD* que definen el perfil de un nodo final.

### 2.2.3.1 Modificaciones realizadas en la pila

Las capas PHY y MAC de la pila original desarrollada por Microchip han sido parcialmente modificadas para adaptarlas al transceptor radio CC2420 y añadir ciertas funcionalidades de programa. A continuación describimos dichas modificaciones.

### ► Cambios en la capa PHY

La capa PHY permite la comunicación con el transceptor radio, maneja las interrupciones de envío y recepción de trama, detecta el tipo de trama recibida y gestiona la asignación de memoria para los paquetes entrantes. La especificación IEEE 802.15.4 define una interfaz PHY que proporciona dos servicios a la capa MAC: uno es el servicio de datos (PHY Data o PD) y el otro el servicio de gestión de capa (PHY Layer Management Entity o PLME). Estos servicios son proporcionados respectivamente a través de los puntos de acceso PD-SAP y PLME-SAP mediante el uso de primitivas compuestas de varios parámetros con la información necesaria. Las primitivas se pueden clasificar en cuatro grandes tipos: petición (request), indicación (indication), respuesta (response) y confirmación (confirm).

El servicio PD permite el transporte de MPDUs entre entidades pares de la capa MAC. La Tabla 2.7 muestra las primitivas soportadas por la PD-SAP.

Primitivas PD-SAP	Request	Confirm	Indication
PD_DATA	PD_DATA_request	PD_DATA_confirm	PD_DATA_indication

**Tabla 2.7:** Primitivas PD-SAP.

La primitiva PD\_DATA\_request solicita la transferencia de una MPDU (es decir, PSDU) desde la capa MAC a la entidad local situada en capa PHY. Los parámetros de esta primitiva se muestran en la Tabla 2.8. La recepción de la primitiva PD\_DATA\_request en la entidad PHY origina la transmisión de la PSDU suministrada por la capa MAC. Si el transceptor está habilitado en modo transmisor (TX\_ON), la capa PHY construye primeramente la PPDU a partir de la PSDU proporcionada y después transmite la PPDU. Cuando la entidad PHY ha completado la transmisión, emite la primitiva PD\_DATA\_confirm a su entidad de capa MAC, informando del estado de la transmisión de la PSDU (SUCCESS, en este caso). La Tabla 2.9 muestra los parámetros de esta primitiva y sus posibles valores. Si la primitiva PD\_DATA\_request es recibida cuando el transceptor radio está habilitado en modo receptor (RX\_ON) o simplemente deshabilitado (TRX\_OFF), la entidad PHY emitirá la primitiva de confirmación con el parámetro “status” notificando ese error.

Nombre	Tipo	Valores	Descripción
psduLength	BYTE	$\leq aMaxPHYPacketSize$	Número de octetos contenidos en la PSDU que debe transmitir la entidad PHY
psdu	Conjunto de octetos	-	Conjunto de octetos que forman la PSDU

**Tabla 2.8:** Parámetros de la primitiva PD\_DATA\_request.

Nombre	Tipo	Valores	Descripción
status	Enumeración	SUCCESS, RX_ON, TRX_OFF	Resultado de la petición de transmisión de un paquete

**Tabla 2.9:** Parámetros de la primitiva PD\_DATA\_confirm

Nombre	Tipo	Valores	Descripción
psduLength	BYTE	$\leq aMaxPHYPacketSize$	Número de octetos contenidos en la PSDU que debe transmitir la entidad PHY
psdu	Conjunto de octetos	-	Conjunto de octetos que forman la PSDU
ppduLinkQuality	BYTE	0x00-0xff	Valor de la calidad del enlace (LQ) medido durante la recepción de la PPDU
TickHead	TICK	Secuencia de 8 octetos	Marca de tiempo (TIME-STAMP) de la recepción de la PPDU
TickTrans	TICK	Secuencia de 8 octetos	Marca de tiempo (TIME-STAMP) de la transmisión de la PPDU

**Tabla 2.10:** Parámetros de la primitiva PD\_DATA\_indication.

Por su parte, la primitiva PD\_DATA\_indication es utilizada por la capa PHY para indicar a la entidad de capa MAC de la llegada de una PSDU. Esta primitiva no es generada si el tamaño de la PSDU es cero o superior al máximo permitido. La estructura de esta primitiva ha sido modificada dentro del fichero ZigBeeTasks.h, añadiendo dos nuevos parámetros. En la Tabla 2.10 se muestran los parámetros de la primitiva, indicando en sombreado los parámetros añadidos. TickTrans y TickHead son variables de tipo TICK (estructura de 8 bytes) reservadas para almacenar respectivamente la marca de tiempo en la que se produce el envío y la recepción de la PPDU. La marca de tiempo TickTrans es obtenida justo después de iniciar la transmisión de la PPDU y no está incluida en el paquete transmitido. Es necesario el envío de un segundo paquete para incluir esta información. La marca TickHead es obtenida dentro del manejador de interrupciones cuando el pin SFD es puesto a 1 por recepción de trama. Dichas marcas de tiempo serán utilizadas por el programa para implementar el mecanismo de sincronización de red propuesto en TELIAMADE.

El servicio PLME tiene el cometido de hacer llegar a la capa PHY los comandos de gestión procedentes de la capa MAC y devolver la información solicitada a las capas superiores de la pila. Este servicio es proporcionado por un conjunto de primitivas cuyos nombres y funcionalidad están descritos en [40]. En términos generales, las primitivas PLMSE-SAP permiten prevenir el envío de una trama si el canal está ocupado (forma parte del protocolo CSMA/CA), proporcionar información del nivel de ruido detectado en el canal durante el proceso de configuración de una nueva red, permitir el encendido y apagado del transceptor RF y su modo de operación (Tx/Rx) o configurar parámetros de la capa PHY.

La interfaz PHY está condicionada por el modelo de transceptor utilizado. En este caso es necesario cambiar los parámetros y registros de configuración para adaptarlos al modelo CC2420 disponible en los módulos Pixie de los nodos. La capa PHY se divide en tres ficheros: zPHY.h, zPHY\_CC2420.h y zPHY\_CC2420.c. Los dos primeros son ficheros de cabecera que añaden definiciones de variables y estructuras de datos. zPHY.h define las variables y estructuras globales que son independientes del modelo de transceptor utilizado. En cambio zPHY\_CC2420.h define todos los parámetros del transceptor CC2420 y enumera todos los

comandos que se pueden enviar por los puertos SPI. La comunicación entre el microcontrolador PIC18LF4620 y el transceptor CC2420 se realiza a través de los puertos SPI y otros puertos del microcontrolador (ver Figura 2.2 en la sección 2.1.1). Los puertos SPI se utilizan para la configuración del transceptor y el intercambio de datos, mientras que los demás puertos cumplen funciones diversas como el envío de interrupciones, reseteo del CC2420 o comunicación del estado de la trama transmitida/recibida. El transceptor CC2420 trabaja como una máquina de estados que cambia entre diferentes modos de funcionamiento. El cambio de estado se realiza a través de comandos transmitidos por los puertos SPI o debido a eventos internos tales como la detección de preámbulo de trama. El CC2420 permite además la configuración de sus parámetros internos como por ejemplo el modo de operación (transmisión/recepción), la selección de canal de operación, la potencia de transmisión o el control automático de tramas según su dirección de red. Por su parte, el fichero `zPHY_CC2420.c` contiene la rutina de trabajo que implementa las funciones de actuación de la capa PHY. En él se distinguen tres funciones principales:

- **Inicializador de capa, `PHYInit(void)`:** Se llama al encenderse un nodo por primera vez o al salir de un reset. Esta función se encarga de activar el transceptor radio, comprobar que funciona correctamente y reiniciar todas las tareas secundarias. La capa PHY es la última en inicializarse en la pila de protocolos.
- **Manejador de interrupciones (ISR), `HighISR(void)`:** Se llama cada vez que se produce una interrupción, aunque sólo algunas interrupciones tienen implementadas rutinas de actuación, como es el caso de las interrupciones provocadas por un cambio de estado en el pin SFD (el pin SFD indica la llegada de una trama al CC2420), el desbordamiento del reloj interno de la pila (Timer 0) o la entrada de texto por consola a través del teclado (sólo en el programa del coordinador). Todas estas interrupciones son de alta prioridad. Esta rutina saca los datos del transductor y los almacena en un espacio de memoria temporal del PIC denominado `RxBuffer`, de longitud máxima 256 bytes. La rutina también observa la cabecera de la trama para comprobar la corrección del CRC y averiguar qué tipo de trama ha sido recibida (ACK, datos, baliza o comando). Tras esto, activa el bit de tarea secundaria y devuelve el control al programa.
- **Manejador de primitivas y tareas secundarias, `PHYTasks(ZigBee_primitive)`:** Se encarga de ejecutar la primitiva indicada como argumento. En caso de no recibir ninguna primitiva específica, esta función comprueba si existe alguna tarea secundaria para ejecutarla. Las tareas secundarias a nivel de capa PHY son básicamente dos: trasladar una trama almacenada en `RxBuffer` a la pila (head) para que pueda ser procesada por la capa MAC o gestionar el desbordamiento de `RxBuffer`.

En `zPHY_CC2420.c` se han añadido dos nuevas funciones de programa: `PHYSetBatteryMonitor(BATT_VOLTAGE)` y `PHYGetBatteryMonitor(void)`. La primera permite fijar el umbral de voltaje de las baterías que garantiza el correcto funcionamiento de los elementos hardware que conforman el diseño de los nodos. Para ello se utiliza la constante `BATT_VOLTAGE` declarada en el fichero `zigbee.def`, cuyo valor es fijado a 2.73 V. La segunda función permite estimar el nivel de voltaje actual suministrado por las baterías. Esta información es de vital importancia en la aproximación que permite estimar distancias a par-

tir del nivel de potencia de señal ultrasónica. También permite controlar el consumo de las baterías para proceder a su recarga cuando sea necesario.

### ► Cambios en la capa MAC

La capa de enlace es una de las capas más complejas de la pila de protocolos. Permite controlar el funcionamiento del transceptor CC2420 mediante el uso de comandos y ofrece numerosas funciones a las capas superiores (todas ellas especificadas por el estándar IEEE 802.15.4). Su propósito principal es proveer un acceso controlado al canal mediante el uso del algoritmo CSMA/CA y entregar datos de manera fiable.

La capa MAC, al igual que la capa PHY, proporciona dos servicios accesibles a través de dos puntos acceso (SAP). Uno es el servicio de datos (MCPS), accesible a través del punto de acceso MCPS-SAP, y el otro el servicio de gestión (MLME), accesible a través del punto de acceso MLME-SAP. Ambos servicios proporcionan la interfaz entre la subcapa de convergencia específica de servicio (SSCS) y la capa PHY, a través de las interfaces PD-SAP y PLME-SAP. Además de estas interfaces externas también existe una interfaz implícita entre MLME y MCPS que permite a MLME usar el servicio de datos MAC.

El MCPS-SAP permite el transporte de unidades de datos del protocolo SSCS (SPDUs) entre entidades pares SSCS. La Tabla 2.11 muestra las primitivas soportadas por la MCPS-SAP. Aquí nos centramos únicamente en las primitivas MCPS-DATA, sobre las cuales se han realizado algunas modificaciones. Los detalles del resto de primitivas pueden consultarse en [40].

Primitivas MCPS-SAP	Request	Confirm	Indication
MCPS-DATA	MCPS_DATA_request	MCPS_DATA_confirm	MCPS_DATA_indication
MCPS-PURGE	MCPS_PURGE_request	MCPS_PURGE_confirm	-

**Tabla 2.11:** Primitivas MCPS-SAP.

La primitiva MCPS\_DATA\_request solicita la transferencia de una SPDU (es decir, MSDU) desde una entidad local SSCS a otra entidad homóloga SSCS. Los parámetros de esta primitiva se muestran en la Tabla 2.12. Dicha primitiva es generada por la entidad local SSCS cuando la MSDU está lista para ser transferida. El parámetro *TxOptions* permite configurar el modo de transmitir la MSDU. La transmisión puede ser configurada para recibir o no mensajes ACK (acknowledgment), o bien utilizar una estructura de tiempo ranurada o periodos de contención usando CSMA-CA. También permite realizar una transmisión directa o indirecta. En la transmisión directa se incluye una dirección de red y el paquete se envía al nodo destino. Este tipo de transmisión se realiza entre nodos coordinadores y routers que están siempre activos. Por su parte, la transmisión indirecta se realiza a través de la función *poll* ofrecida por el servicio de administración de la capa MAC, y está especialmente pensada para la comunicación entre dispositivos finales y nodos superiores. En este tipo de transmisión el nodo padre almacena la información destinada al nodo hijo para proporcionársela cuando éste despierte.

Nombre	Tipo	Valores	Descripción
SrcAddrMode	BYTE	0x00-0x03	Indica el modo de direccionar la fuente que envía esta primitiva y la subsecuente MPDU. Este campo puede tomar los siguientes valores: 0x00 (sin dirección), 0x01(reservado), 0x02 (dirección corta 16 bits) y 0x03 (dirección extendida 64 bits)
DstAddrMode	BYTE	0x00-0x03	Indica el modo de direccionar el destino de la primitiva y la subsecuente MPDU. Este campo puede tomar los mismos valores que SrcAddrMode
DstPANId	PAN_ADDR	0x0000-0xffff	Identificador PAN de 16 bits de la entidad a la cual la MSDU está siendo transferida
SrcPANId	PAN_ADDR	0x0000-0xffff	Identificador PAN de 16 bits de la entidad que envía la MSDU
DstAddr	ADDR	Según lo especificado en DstAddrMode	Dirección del dispositivo de la entidad a la cual se transfiere la MSDU
SrcAddr	ADDR	Según lo especificado en SrcAddrMode	Dirección del dispositivo de la entidad que envía la MSDU
msduLength	BYTE	$\leq aMaxPHYPacketSize$	Número de octetos contenidos en la MSDU que debe transmitir la entidad MAC
msdu	Conjunto de octetos	-	Conjunto de octetos que forman la MSDU
msduHandle	BYTE	0x00-0xff	Identificador asociado con la MSDU
TxOptions	Bitmap	Campo de 3 bits	Indica las opciones de transmisión de la MSDU: $b_0=[1,0]$ (con ACK, sin ACK), $b_1=[1,0]$ (usando slot de tiempo, periodo de contención), $b_2=[1,0]$ (transmisión indirecta, directa)
frameType	BYTE	0x00-0x03	Especifica el tipo de trama: 0x00 (beacon), 0x01 (data), 0x02 (ACK), 0x03 (comando MAC)

**Tabla 2.12:** Parámetros de la primitiva MCPS\_DATA\_request.

La primitiva MCPS\_DATA\_confirm es generada por la entidad MAC en respuesta a una primitiva MCPS\_DATA\_request, indicando el resultado de la transmisión. Si la MPDU es transmitida satisfactoriamente, la capa MAC emitirá la primitiva MCPS\_DATA\_confirm con el parámetro status a SUCCESS. Si algún parámetro de la primitiva MCPS\_DATA\_request es incorrecto o está fuera de rango, la capa MAC emitirá la primitiva MCPS\_DATA\_confirm indicando INVALID\_PARAMETER o el código de error correspondiente si es otro motivo. La Tabla 2.13 muestra los parámetros de esta primitiva y sus posibles valores. El parámetro sombreado TickTrans ha sido añadido al código original de la primitiva para almacenar la marca de tiempo en la que se realiza el envío de la PPDU en capa PHY y transmitir esa información a capas superiores.

Nombre	Tipo	Valores	Descripción
msduLength	BYTE	0x00-0xff	Identificador asociado con la MSDU confirmada
status	Enumer.	SUCCESS, TRANSACTION_EXPIRED, TRANSACTION_OVERFLOW, CHANNEL_ACCESS_FAILURE, INVALID_ADDRESS, INVALID_GTS, NO_ACK, COUNTER_ERROR, FRAME_TOO_LONG, INVALID_PARAMETER	Estado de la última MSDU transmitida
TickTrans	TICK	Secuencia de 8 octetos	Marca de tiempo (TIME_STAMP) de la transmisión de la PPDU

**Tabla 2.13:** Parámetros de la primitiva MCPS\_DATA\_confirm

Nombre	Tipo	Valores	Descripción
SrcAddrMode	BYTE	0x00-0x03	Indica el modo de direccionar la fuente que envía esta primitiva asociada a la MPDU recibida. Este campo puede tomar los siguientes valores: 0x00 (sin dirección), 0x01(reservado), 0x02 (dirección corta 16 bits) y 0x03 (dirección extendida 64 bits)
DstAddrMode	BYTE	0x00-0x03	Indica el modo de direccionar el destino de la primitiva correspondiente a la MPDU recibida. Este campo puede tomar los mismos valores que SrcAddrMode
DstPANId	PAN_ADDR	0x0000-0xffff	Identificador PAN de 16 bits de la entidad a cual la MSDU está siendo transferido
SrcPANId	PAN_ADDR	0x0000-0xffff	Identificador PAN de 16 bits de la entidad desde la cual la MSDU fue recibida
DstAddr	ADDR	Según lo especificado en DstAddrMode	Dirección del dispositivo de la entidad para el cual la MSDU está siendo transmitida
SrcAddr	ADDR	Según lo especificado en SrcAddrMode	Dirección del dispositivo de la entidad desde el cual la MSDU fue recibida
msduLength	BYTE	$\leq aMaxPHYPacketSize$	Número de octetos contenidos en la MSDU indicados por la entidad MAC
msdu	Conjunto de octetos	-	Conjunto de octetos que forman la MSDU
msduHandle	BYTE	0x00-0xff	Identificador asociado con la MSDU
ppduLinkQuality	BYTE	0x00-0xff	Valor de la calidad del enlace (LQ) medido durante la recepción de la MPDU
TickHead	TICK	Secuencia de 8 octetos	Marca de tiempo (TIME_STAMP) de la recepción de la PPDU

**Tabla 2.14:** Parámetros de la primitiva MCPS\_DATA\_indication.

Por su parte, la primitiva `MCPS_DATA_indication` es utilizada por la capa MAC para notificar la llegada de una MSDU a la entidad local SSCS. La estructura de esta primitiva ha sido también modificada para añadir un nuevo parámetro. En la Tabla 2.14 se muestran los parámetros de la primitiva, indicando en sombreado el nuevo parámetro añadido. `TickHead` permite almacenar la marca de tiempo correspondiente al instante de recepción de la PDU en capa PHY y disponer de esa información en capas superiores.

A fin de respetar el código original de la pila y permitir su uso en futuras aplicaciones, se ha definido un nuevo conjunto de primitivas que desempeñan la misma función que las primitivas `MCPS-DATA`. Dichas primitivas son identificadas con el nombre `MCPX-DATA` y están declaradas en los ficheros `ZigbeeTasks.c`, `.h` como:

- `MCPX_DATA_request`
- `MCPX_DATA_confirm`
- `MCPX_DATA_indication`

La declaración de este nuevo conjunto de primitivas permite hacer uso de la reducida versión de pila implementada en los nodos TELIAMADE. Como se ha comentado anteriormente, la pila utilizada implementa únicamente las capas PHY, MAC y NWK. Las primitivas `MCPX-DATA` permiten reducir el coste de procesamiento de pila. Su procesamiento finaliza en la capa MAC y evita errores de pila por llamadas a otras funciones declaradas en capas no implementadas.

La estructura y parámetros de las primitivas `MCPX-DATA` son idénticos a los de las primitivas `MCPS-DATA`, de hecho son procesadas como si fueran primitivas `MCPS-DATA` a nivel interno de pila. Para diferenciar unas de otras, utilizamos uno de los bits reservados del campo de control de trama (ver Tabla 2.15). La estructura de este campo está declarada en el fichero `zMAC.h` y ha sido parcialmente modificada para incluir una variable de tipo booleano en el bit 7. El nombre de dicha variable es `MCPXbit`. Su valor es puesto a `TRUE` para notificar a la pila de la transmisión de una primitiva `MCPX-DATA`, diferenciándola así de una primitiva `MCPS-DATA`.

Bits:0-2	3	4	5	6	7-9	10-11	12-13	14-15
Frame Type	Security Enabled	Frame Pending	Ack. Request	PAN ID Compress.	Reserv.	Dest. Addressing Mode	Frame Version	Source Addressing Mode

**Tabla 2.15:** Formato del campo de control de trama (FCF) [40].

Cuando se produce la llegada de una primitiva `PD_DATA_indication`, la capa MAC utiliza la función `MACGet()` para leer los datos de la MPDU. Estos datos son utilizados para completar los parámetros de la primitiva `MCPS_DATA_indication` que será entregada a la capa MAC. Durante el proceso de construcción de la primitiva, se comprueba el valor del bit `MCPXbit` para identificar el tipo de primitiva que se quiere transmitir a la capa superior. Si `MCPXbit` vale 1, indica que la primitiva debe transmitirse como `MCPX_DATA_indication` para que el manejador de primitivas de la capa MAC la procese como tal.

Al igual que la capa PHY, la capa MAC se divide en tres ficheros: `zMAC.h`, `zMAC_CC2420.h` y `zMAC_CC2420.c`. Los ficheros con extensiones `.h` son ficheros de cabecera que especifican variables y estructuras utilizadas principalmente en la capa MAC. `zMAC.h` define las variables y estructuras independientes del transceptor, como por ejemplo el formato del campo de control de trama (FCF) o los códigos de error de las primitivas definidas para esta capa. Por su parte, `zMAC_CC2420.h` especifica la estructura del contenedor que permite el intercambio de datos con la capa PHY (`currentPacket`) y la declaración de los bits de activación de las tareas secundarias transmitidas desde la capa PHY. Finalmente el fichero `zMAC_CC2420.c` contiene las rutinas que implementan las distintas funcionalidades de la capa MAC. En él se distinguen cuatro funciones principales:

- **Inicializador de capa, `MACInit(void)` y `MACEnable(void)`:** El inicializador de capa, al igual que en la capa física, se encarga de poner a punto la capa de enlace cuando el nodo se enciende por primera vez o tras salir de un reset, realizando la normalización de todos los parámetros de configuración. En última instancia llama a `PHYInit` para inicializar el transceptor.
- **Manejador de primitivas y tareas secundarias, `MACTasks(ZigBee_primitive)`:** Esta función es responsable de gestionar las primitivas ZigBee propias de la capa MAC. Este fichero es modificado para incluir el procesamiento de las nuevas primitivas MCPX-DATA. El funcionamiento de `MACTasks` depende de la primitiva que se pase como parámetro. La primitiva especial `NO_PRIMITIVE` permite activar el manejador de tareas secundarias (background tasks) de la capa MAC. Dichas tareas desempeñan varias funciones, entre ellas, comprobar si el transceptor CC2420 está ocupado, gestionar las retransmisiones cuando el transceptor está ocupado, controlar el número de reintentos de transmisión efectuados o manejar el estado y el proceso de transmisión por transferencia indirecta.
- **Recuperador de Bytes de trama, `MACGet(void)`:** Esta función permite acceder a los datos del mensaje recibido en la capa PHY (byte a byte) que se está procesando en ese momento.
- **Transmisor de tramas, `TransmitIt(void)`:** Esta rutina transmite una trama cargada en la memoria FIFO del transceptor CC2420. Su llamada se produce justo después de volcar la trama en el buffer de transmisión `TX_FIFO`. Aunque el transceptor CC2420 es el encargado de realizar las transmisiones, la capa MAC es la responsable de administrar estos envíos. El transceptor CC2420, a diferencia de los transductores más recientes como el MRF24J40 de Microchip Technologies Inc, no es capaz de realizar la secuencia completa de CSMA/CA, por lo que tiene que ser administrado por la capa MAC. La rutina *TransmitIt* se encarga de efectuar la transmisión usando la técnica CSMA/CA para permitir un acceso controlado al medio, evitando colisiones. Cuando se quiere transmitir una trama, lo primero que se hace es comprobar si el canal está ocupado. Para ello la capa MAC pregunta al transceptor sobre la ocupación del canal midiendo la potencia del canal de transmisión. Si el canal está libre, se transmite. Si está ocupado se entra en un modo de evasión de colisiones. Este modo obliga al transceptor a esperar un tiempo aleatorio antes de volver a comprobar el canal, usando para ello el Timer 3 del PIC18LF4620. Para evitar entrar en un bucle infinito cuando múltiples dispositivos

intentan acceder al canal, se fija un número máximo de intentos de acceso al canal. Si ese límite se alcanza, significa que existe un problema en la red y las capas superiores deberían hacer algo para solucionarlo.

## 2.2.4 Descripción del funcionamiento del programa

En este apartado describimos el programa principal del nodo coordinador y nodo final en TELIAMADE, analizando la máquina de estados que gobierna su funcionamiento y las funciones que permiten realizar las diferentes tareas.

### 2.2.4.1 Programa del coordinador

El programa principal del nodo coordinador está escrito en el fichero *Coordinador.c* (ver Tabla 2.5). El código del programa comienza con la inclusión de algunos ficheros de cabecera y la declaración de variables utilizadas por el programa. En la Figura 2.19 se muestra el diagrama de estados que describe el funcionamiento del programa para el nodo coordinador.

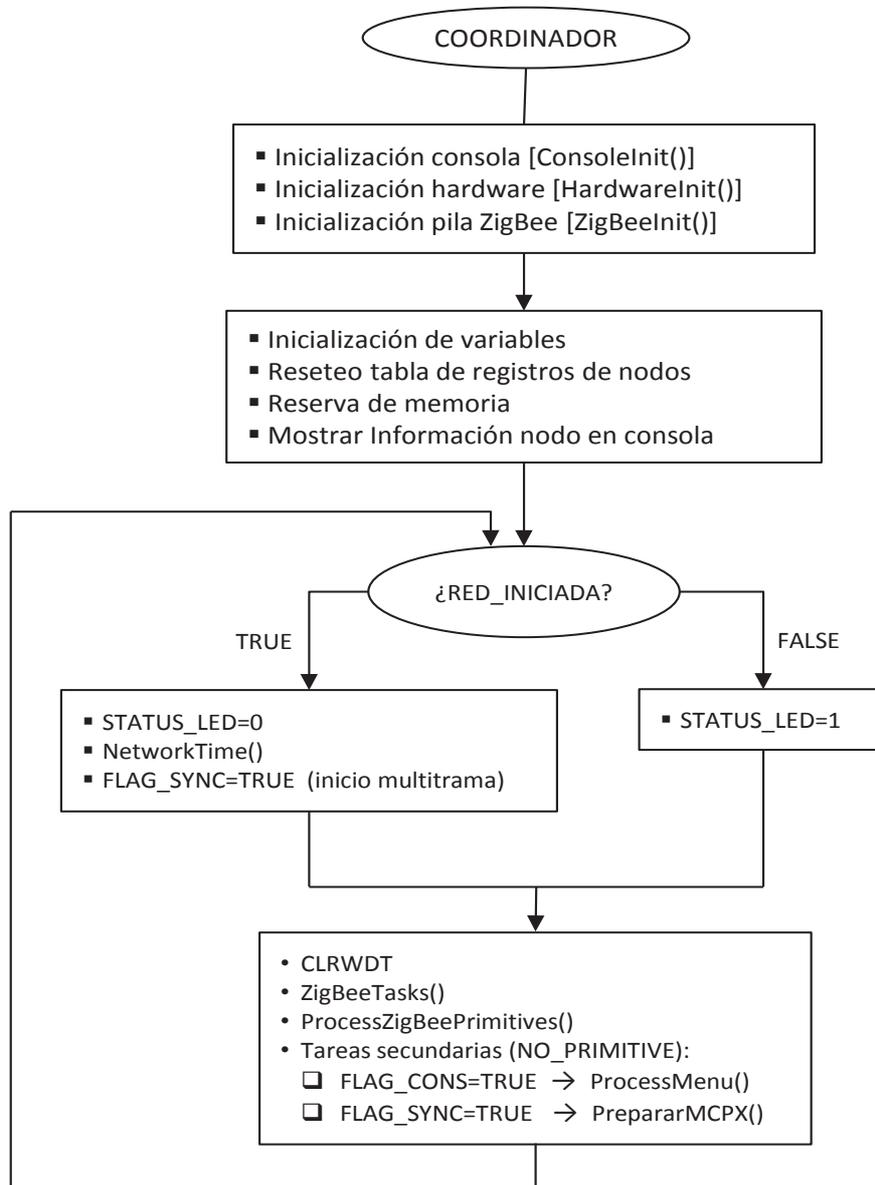
Dentro de la función *main*, el programa se inicia con la llamada a las funciones *ConsoleInit*, *HardwareInit* y *ZigBeeInit*. Estas funciones permiten inicializar respectivamente los parámetros de configuración de consola, el hardware (transceptor radio y microcontrolador) y la pila ZigBee. A continuación se inicializa la referencia de tiempo para la sincronización de red, se limpia la tabla de registros de nodos y se reserva espacio de memoria para los buffers que almacenan los comandos escritos por consola, los datos de los mensajes MCPX-DATA y la información necesaria para una posible implementación del algoritmo de multilateración.

Una vez inicializado el nodo, se muestra por consola información relativa a la versión de pila implementada en él, su dirección MAC y el modelo del transceptor radio utilizado en su diseño hardware. También se habilitan las interrupciones de consola y se inicializan el resto de variables utilizadas por el programa.

Lo siguiente en el código es la declaración de un bucle WHILE infinito que encierra el funcionamiento del nodo. Este bucle comienza comprobando si la red ha sido creada o no. Para ello se testea el valor de la variable global RED\_INICIADA. Su valor es puesto a TRUE cuando se recibe la primitiva NLME\_NETWORK\_FORMATION\_confirm, que confirma la creación de la red. Si RED\_INICIADA es FALSE, se enciende uno de los LEDs disponibles en el diseño hardware del nodo (STATUS\_LED) para notificar al usuario de que la red aún no ha sido creada. Si por el contrario RED\_INICIADA es TRUE, se procede a monitorizar el tiempo para el envío de los mensajes de sincronización de red.

Dicha monitorización temporal se realiza llamando a la función *NetworkTimeInit*, usando el instante de tiempo actual medido con *TickGet*. La función *NetworkTimeInit* traduce dicho instante de tiempo a un número de trama y un slot temporal dentro de la trama para poder gestionar la estructura de tiempos ideada en TELIAMADE (más detalles en capítulo 4). Sus valores se inicializan a 0 tras cada periodo de multitrama. Cuando el número de trama y el número de slot son 0, indican el inicio de una nueva multitrama; en este caso la variable global FLAG\_SYNC es puesta a TRUE para habilitar el envío de un mensaje de sincronización.

STATUS\_LED permanece encendido durante el slot 0 de la trama 0 para notificar con un leve parpadeo del envío del mensaje de sincronización.



**Figura 2.19:** Diagrama de funcionamiento del nodo coordinador.

Comprobado el estado de la red, lo siguiente que realiza el programa es procesar las primitivas ZigBee. Para ello se resetea el contador del WDT (Watchdog Timer) y se llama a la función *ZigBeeTasks* para determinar la primitiva ZigBee que debe ser procesada en ese momento. El identificador de primitiva se almacena en una variable llamada *currentPrimi-*

tive y se llama a la función *ProcessZigBeePrimitives* para procesar la primitiva indicada en *currentPrimitive*. Esta función presenta una estructura “switch-case” en la que están implementadas las rutinas de las diferentes primitivas utilizadas por el programa. Cuando una primitiva es procesada, la variable *currentPrimitive* es actualizada con el identificador de la siguiente primitiva a ser procesada.

Una vez atendidas las primitivas ZigBee, el programa pasa a atender las tareas secundarias. Para ello se comprueba si el valor de *currentPrimitive* es *NO\_PRIMITIVE*. Este valor indica que no hay ninguna primitiva pendiente, por lo que pueden atenderse otras tareas secundarias o de menor prioridad. El programa del coordinador implementa dos tareas secundarias:

- **Tarea 1: Gestión de comandos enviados desde consola.** Cada vez que el usuario escribe un carácter en consola, se hace una llamada al manejador de interrupciones para almacenar ese carácter en un buffer de memoria. Si el carácter detectado es “retorno de carro (\r)”, el manejador de interrupciones pone la variable *FLAG\_CONS* a *TRUE* para avisar al programa del envío de un comando. El comando es procesado llamando a la función *ProcessMenu*, la cual permite extraer la información almacenada en el buffer de consola y ejecutar el comando introducido por el usuario. Una vez procesado el comando, el buffer de caracteres es reseteado y *FLAG\_CONS* es puesto a *FALSE* para permitir la entrada de un nuevo comando.
- **Tarea 2: Envío de mensajes de sincronización de red.** Es realizada cuando el valor de la variable *FLAG\_SYNC* es *TRUE*, coincidiendo con el inicio de multitrama. Consiste básicamente en el envío de un mensaje de sincronización (*FRAME\_SYNC*) usando la primitiva *MCPX\_DATA\_request*. Este envío es realizado automáticamente por el nodo coordinador sin la intervención del administrador de red. La primitiva *MCPX* es construida usando la función *PrepararMCPX*. Esta función permite completar los parámetros de la primitiva a partir de los datos que recibe como argumento. Estos datos son la dirección corta de red del nodo destino, la longitud del mensaje y un puntero al buffer de memoria donde se almacenan los datos del mensaje. La dirección de red indicada aquí es *0xFFFF* para permitir la transmisión broadcast del mensaje de sincronización a todos los nodos de la red.

## Lista de comandos

Cada comando tiene asociado un identificador (ID). Esto permite al programa diferenciar unos comandos de otros y ejecutar distintas tareas dependiendo del comando. El ID del comando viene dado por el primer carácter de la cadena de caracteres almacenados en el buffer de consola. El resto de caracteres (si los hay) corresponden a datos adicionales necesarios para implementar el comando. En la Tabla 2.16 se muestra la lista de comandos programados en TELIAMADE. Haciendo uso de estos comandos el usuario puede gestionar y configurar la red usando como pasarela al nodo coordinador.

ID Comando (Buffer[0])	Descripción
1	Permite habilitar/deshabilitar la unión de otros dispositivos: <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buffer[1]=0 (unión permitida)</li> <li>• Buffer[1]=1 (unión deshabilitada)</li> </ul>
2	Muestra la tabla de nodos hijos con información relativa a su dirección MAC, MODO de operación, nivel de batería, frecuencia de muestreo, duración de pulso, máscara de acceso al canal, tamaño de multitrama, nivel RSSI-RF, etc.
3	Envío de un mensaje de datos usando MCPX_DATA_request: <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buffer[1-4]= dirección corta de red del nodo destino</li> <li>• Buffer[5-6]= longitud del mensaje de datos</li> <li>• Buffer[7-8]= ID del mensaje de datos</li> <li>• Buffer[9-...]= datos del mensaje</li> </ul>
4	Fija el nivel de potencia del transceptor del nodo coordinador: <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buffer[1-2]={FF,FB,F7,F3,EF,EB,E7,E3} → {0,-1,-3,-5,-7,-10,-15,-20} dBm</li> </ul>
m	Muestra la lista de comandos (ayuda de programa)
e	Activa/desactiva la impronta de caracteres en consola (ECO): <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buffer[1]=0 (ECO OFF)</li> <li>• Buffer[1]=1 (ECO ON)</li> </ul>
x	Muestra la lista de posibles mensajes MCPX y su formato (ayuda de programa)
y	Activa/desactiva la impronta en consola de mensajes MCPX recibidos: <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buffer[1]=0 (ECO_MCPX OFF)</li> <li>• Buffer[1]=1 (ECO_MCPX ON)</li> </ul>
z	Activa/desactiva la medida RSSI de RF en los nodos: <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buffer[1]=0 (RSSI.OFF)</li> <li>• Buffer[1]=1 (RSSI.ON)</li> </ul>
i	Activa/desactiva la impronta en consola de mensajes MCPX con información RSSI-RF: <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buffer[1]=0 (ECO_RSSI OFF)</li> <li>• Buffer[1]=1 (ECO_RSSI ON)</li> </ul>
r	Resetea la tabla de “routing”
s	Fija un modo de bajo consumo en los nodos (SLEEP): <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buffer[1]=0 (SLEEP=OFF) [<math>\sim 29mA</math>]</li> <li>• Buffer[1]=1 (SLEEP=ON con periféricos habilitados, LED BITPIN=1) [<math>\sim 11mA</math>]</li> <li>* (SLEEP=OFF si se recibe un MCPX FRAME.SYNC)</li> <li>• Buffer[1]=2 (SLEEP=ON con periféricos deshabilitados, LED BITPIN=1) [<math>\sim 4mA</math>]</li> <li>* (SLEEP=OFF si se desborda el WDT)</li> <li>• Buffer[1]=3 (Igual a 2 pero con LED BITPIN=0, omitiendo encendido del LED) [<math>\sim 1.7mA</math>]</li> </ul>

**Tabla 2.16:** Lista de comandos en TELIAMADE.

### Lista de mensajes MCPX

La función *PrepararMCPX* descrita anteriormente, es utilizada para transmitir cualquier mensaje de datos MCPX. El formato de un mensaje MCPX es mostrado en la Figura 2.20. El primer byte indica la longitud del mensaje, el segundo el ID del mensaje y el resto de bytes son los datos del mensaje.

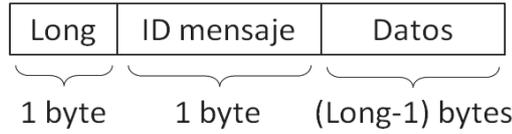


Figura 2.20: Formato de los mensajes MCPX.DATA.

Mensajes COORD → ZEDs	Long	ID Mensaje	Datos mensaje
REINICIO	0x02	0x00	IDnodo
ECHO	0x02	0x01	IDnodo
SET_MODO	0x07+ngcode	0x10	MODO MFs CORRECT_DERIVA ALFA SizeMframe ngcode gcode
SET_MAC	0x09	0x11	IDnodoBBBBBBBBBBBBBB
SET_LEVEL_POWER	0x03	0x12	IDnodo LPower
SET_BATT_VOLTAGE	0x03	0x13	IDnodo voltage
SET_POSICION	0x08	0x14	IDnodo x y z
EEPROM_SET	0x03	0x15	Position data
EEPROM_GET	0x02	0x16	Position
SET_SLEEP	0x03	0x17	IDnodo s
GET_MSG	0x02	0x20	IDnodo
MEASURE_DIR	0x02	0x30	IDnodo
MEASURE_ECO	0x02	0x31	IDnodo
MEASURE_RSSI	0x03	0x32	IDnodo ON/OFF
FRAME_SYNC	0x01	0x40	–
FRAME_MEASURE_MASK	0x02/*0x06	0x41	IDnodo *fmask[31-0 bits]
FRAME_MEASURE	0x02	0x42	IDnodo ON/OFF
FRAME_RSSI	0x03	0x44	IDnodo ON/OFF
TFRAME_SYNC	0x01	0x45	–
FRAME_MEASURE_RED	0x03	0x46	IDnodo F.CORTO/F.LARGO
CONFIG_RAFAGA	0x05+ngcode	0x50	IDnodo SPBRG nbytes_bit ngcode code
CONFIG_ADC	0x04	0x51	IDnodo CT1H CT1L
Mensajes ZEDs → COORD	Long	ID Mensaje	Datos mensaje
MEASURE_ANSWER	0x16	0x60	cBankNoise bsize retardo_TxRx re- tardo_US Flo nbloques ustick Lbuff MFs Deriva nx maxCe VINmovil
RSSIANSWER	0x06	0x61	IDnodoTx IDnodoRx RSSI LQI VIN- fijo
ECHO_ANSWER	0x0F	0x63	Modo IDnodo Battery MFs nbytes_bit TMFrame mask Nslot
MEASURE_ANSWER_RED	0x0F	0x66	Mretardo_US nx Flo maxCe Deriva VINmovil
PRINT_MSG	0x02+Ldatos	0x70	cinfo datos

Tabla 2.17: Mensajes MCPX declarados en *ComandosMCPX.h*

El envío de un mensaje MCPX requiere especificar la dirección corta de red del nodo destino. En ciertas ocasiones es necesario realizar el envío broadcast de los mensajes para permitir que lleguen a todos los nodos de la red. Para ello se utiliza la dirección genérica 0xFFFF (común a todos los nodos). Por su parte, el envío unicast de mensajes precisa conocer la dirección de red del nodo destino. Esta información puede ser obtenida consultando la tabla de routing del nodo coordinador. Cuando un nodo se asocia a la red, el coordinador le asigna una dirección corta de red. Sin embargo, el usuario tiene la opción de configurar la dirección MAC del nodo especificando el primer byte de la MAC (los 7 bytes restantes son puestos por defecto a 0xBB). Dado que los nodos deben tener MAC diferentes, el primer byte de la MAC puede ser utilizado como identificador del nodo (IDnodo). Esto permite enviar mensajes a nodos concretos de la red usando la dirección genérica de red y el identificador del nodo, sin necesidad de conocer su dirección corta de red. Este tipo de mensajes sólo serán procesados por el nodo cuyo identificador coincida con el especificado. Para permitir el envío broadcast de mensajes comunes (p.e. mensajes de sincronización), los nodos admiten un segundo identificador genérico de valor 0x00. De este modo, los mensajes recibidos con IDnodo=0x00 serán atendidos por cualquier nodo de la red.

La Tabla 2.17 muestra la lista de mensajes MCPX declarados en el fichero Comandos-MCPX.h. En ella se indican los mensajes que el usuario puede enviar a los nodos finales a través del nodo coordinador y los mensajes devueltos por los nodos finales al coordinador. A continuación describimos brevemente la funcionalidad de cada mensaje:

- REINICIO: Permite resetear un nodo final. Esto equivale a apagar y encender el nodo, iniciando de nuevo el proceso de unión a la red.
- ECHO: Permite recabar información de un nodo final.
- ECHO\_ANSWER: Mensaje enviado por el nodo final en respuesta a un mensaje ECHO. Proporciona información sobre el modo de operación del nodo, su identificador, nivel de batería, frecuencia de muestreo, duración de ráfaga de señal, tamaño de multitrama, máscara de acceso al canal y número de slot de trama de inicio de medida.
- SET\_MODAL: Permite configurar el modo de funcionamiento de un nodo final. En este mensaje se indica el modo de operación del nodo (Tx, Rx, dual(ECO)), la frecuencia de muestreo en recepción, el uso o no de corrección de deriva de reloj, valor del factor de corrección de deriva, el tamaño de multitrama y la longitud y la secuencia binaria de señal a transmitir.
- SET\_MAC: Permite configurar la dirección MAC de un nodo final, especificando el primer byte de la MAC. El resto de bytes son fijados a 0xBB.
- SET\_LEVEL\_POWER: Permite configurar el nivel de potencia de salida del transceptor CC2420 en el nodo final.
- SET\_BATT\_VOLTAGE: Permite fijar el nivel de tensión umbral de las baterías en los nodos finales. Este valor es utilizado como referencia para determinar cuándo es necesario recargarlas.
- SET\_POSICION: Informa a un nodo final de su posición, transmitiendo sus coordenadas (x, y, z).

- **EEPROM.SET**: Permite escribir datos en la memoria eeprom de un nodo final, indicando la posición de memoria donde deben ser escritos.
- **EEPROM.GET**: Permite leer datos almacenados en la memoria eeprom de un nodo, indicando la posición de memoria donde está almacenado el dato.
- **SET\_SLEEP**: Permite configurar el modo de bajo consumo de un nodo final. Existen 4 posibles configuraciones:  $s=0x00$  (nodo despierto),  $s=0x01$  (nodo dormido con periféricos habilitados y un LED encendido para notificar su estado),  $s=0x02$  (nodo dormido con periféricos deshabilitados y un LED encendido para notificar su estado) y  $s=0x03$  (igual a  $s=0x02$  pero con el LED apagado). La recepción de un mensaje de sincronización (**FRAME\_SYNC**) permite despertar al nodo cuando está configurado en modo  $s=0x01$ . En los modos  $s=0x02$  y  $s=0x03$  sólo el desbordamiento del WDT permite despertarlo.
- **GET\_MSG**: Indica al nodo final la devolución de las muestras de señal ultrasónica almacenadas en el buffer de memoria de señal.
- **MEASURE\_DIR**: Solicita la realización de una medida de tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos, habilitando la transmisión de señal en los nodos configurados como transmisores y la recepción de señal en los nodos configurados como receptores.
- **MEASURE\_ECO**: Solicita a un nodo la realización de una medida de tiempo de vuelo de señal cuando está operando en modo dual (ECO).
- **FRAME\_MEASURE**: Permite activar/desactivar el procedimiento automático de medida de señal de ultrasonidos. La transmisión y recepción de señal en los nodos se realiza automáticamente y de forma periódica considerando la configuración de máscara de medida.
- **MEASURE\_ANSWER**: Mensaje enviado por el nodo final en respuesta a un mensaje **MEASURE\_DIR**, **MEASURE\_ECO** o **FRAME\_MEASURE**. El mensaje devuelto tiene un formato largo y contiene varios campos de información: número de bloques de muestras previos al pulso de señal, tamaño del bloque, diferencia de tiempo entre el instante de envío y recepción del mensaje de medida, tiempo de vuelo de señal, fase de la señal (expresada en longitudes de onda), número de bloques de muestras enviados, periodo de los ciclos de reloj, longitud del buffer de señal, frecuencia de muestreo, deriva de reloj, retardo fraccionario de señal (interpolación cuadrática), máximo de envolvente de señal y nivel de batería del nodo.
- **MEASURE\_ANSWER\_RED**: Es idéntico al anterior pero con un formato de mensaje reducido. El mensaje sólo incluye algunos datos de interés relativos a la medida de señal de ultrasonidos: tiempo de vuelo de señal<sup>1</sup>, retardo fraccionario de señal, fase de la señal (expresada en longitudes de onda), máximo de envolvente de señal<sup>2</sup>, deriva de reloj y nivel de batería del nodo.

---

<sup>1</sup>Esta medida no contempla la corrección de interpolación parabólica ni tampoco de fase (ver más detalles en capítulo 3).

<sup>2</sup>La medida RSSI de señal de ultrasonidos es obtenida a partir de este valor.

- **MEASURE\_RSSI**: Permite activar/desactivar el procedimiento de medida de potencia de los paquetes ZigBee (RSSI-RF). Cuando un nodo receptor recibe este mensaje desde el coordinador, activa/desactiva una variable (**FLAG\_TRSSI**) para reenviar este mensaje al resto de nodos de la red. Los nodos configurados como transmisores ultrasónicos (nodos fijos) procesan este mensaje emitido por el nodo receptor (nodo móvil) para extraer el valor RSSI del paquete ZigBee recibido. A continuación habilitan una variable (**FLAG\_RRSSI**) para enviar un mensaje al coordinador con dicha información.
- **RSSI\_ANSWER**: Mensaje devuelto por un nodo final al coordinador en respuesta a un mensaje **MEASURE\_RSSI**. Proporciona información del identificador del nodo que envió el paquete ZigBee, el identificador del nodo que ha recibido ese paquete (el suyo), su nivel de batería y las medidas RSSI-RF y LQI.
- **FRAME\_SYNC**: Mensaje de sincronización enviado por el nodo coordinador a todos los nodos de la red. Este mensaje es enviado de forma automática por el coordinador a una tasa igual al periodo de multitrama seleccionado.
- **TFRAME\_SYNC**: Segundo mensaje de sincronización enviado por el coordinador. Contiene la marca de tiempo de transmisión del mensaje **FRAME\_SYNC** enviado previamente.
- **FRAME\_MEASURE\_MASK**: Permite configurar la máscara de medida de un nodo final. Indica los periodos de trama dentro de la multitrama en los cuales el nodo puede iniciar la medida de señal de ultrasonidos (transmisión y/o recepción dependiendo de su configuración).
- **FRAME\_MEASURE\_RED**: Permite especificar el formato de los mensajes de medida de señal devueltos por los nodos finales. El formato puede ser largo o corto. El nodo responde con **MEASURE\_ANSWER** si el formato indicado es largo y con **MEASURE\_ANSWER\_RED** para el formato corto.
- **CONFIG\_RAFAGA**: Permite configurar los parámetros de transmisión de señal de ultrasonidos en el nodo final. Indica la velocidad de transmisión (en baudios), la duración de un bit de señal, la longitud de la ráfaga binaria y la cadena de bits a transmitir.
- **CONFIG\_ADC**: Permite configurar los parámetros de recepción de señal de ultrasonidos en el nodo final. Indica el “prescaler” del temporizador del micro utilizado como referencia para llevar a cabo el muestreo de señal a la frecuencia seleccionada.
- **PRINT\_MSG**: Mensaje enviado por un nodo final al coordinador para mostrar su contenido por consola. Típicamente es utilizado para transferir las muestras de señal ultrasónica recibida. Cada mensaje constituye un bloque de datos y es identificado por un número de secuencia para detectar pérdidas de bloques durante la transmisión. El número de secuencia es indicado en el primer byte de la cadena de datos (reservado como campo de información).

#### 2.2.4.2 Programa del nodo final

El programa principal del nodo final en TELIAMADE está escrito en el fichero *FFD.c* (ver Tabla 2.6). El código del programa comienza con la inclusión de algunos ficheros de cabecera

y la declaración de variables utilizadas por el programa. En la Figura 2.21 se muestra el diagrama de estados que describe el funcionamiento del programa del nodo final.

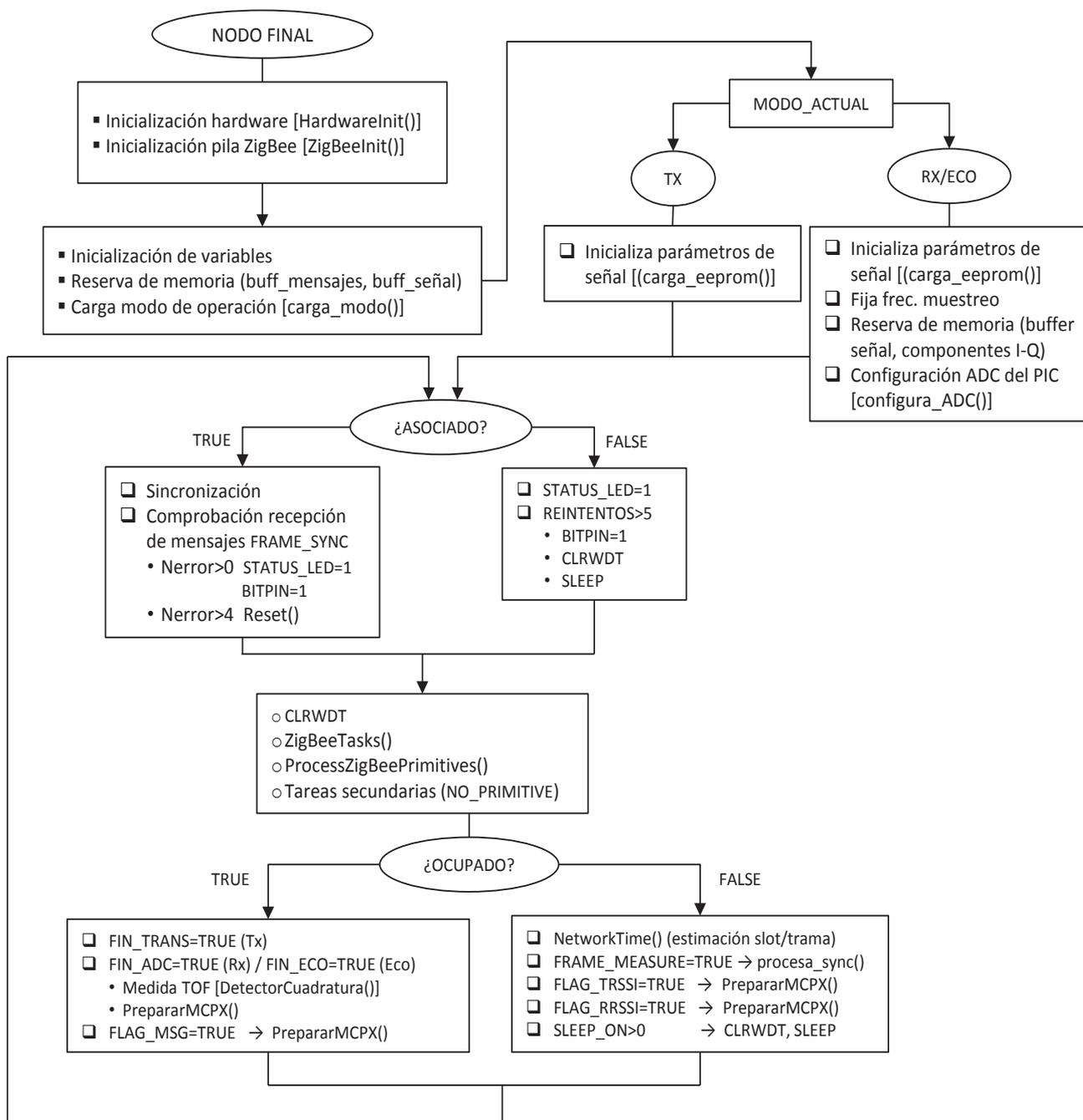


Figura 2.21: Diagrama de funcionamiento del nodo final.

El programa se inicia con la llamada a las funciones *HardwareInit* y *ZigBeeInit* para ini-

cializar los parámetros de configuración del hardware y la pila ZigBee. A continuación se inicializa la referencia de tiempo para la sincronización de red, se reserva espacio de memoria para los buffers que almacenarán los mensajes MCPX y la ráfaga binaria de señal de ultrasónicos, y se carga información del nodo (dirección MAC, modo de operación y posición). También se inicializan el resto de variables utilizadas por el programa.

El modo de operación del nodo es obtenido mediante la función *carga\_modos*. Esta función permite leer la posición de memoria eeprom donde se almacena el modo de operación del nodo. Su valor es volcado en la variable MODO\_ACTUAL. Dicha variable es procesada para realizar diferentes configuraciones de programa dependiendo del modo. Si el nodo está configurado como transmisor (Tx), se llama a la función *carga\_eeprom*, la cual permite extraer los parámetros que definen la transmisión y recepción de señal (ráfaga binaria, duración de bit, tasa de transmisión, máscara de medida, frecuencia de muestreo, etc.). Si el nodo está configurado como receptor (Rx) o en modo dual (Eco), se llama igualmente a la función *carga\_eeprom*, pero además se reserva espacio de memoria para el buffer que almacenará las muestras de señal recibida y los buffers que almacenarán las componentes en fase (I) y cuadratura (Q) obtenidas de aplicar detección en cuadratura durante el proceso de estimación del TOF de señal (ver detalles en capítulo 3). Dado que ambos modos (Rx y Eco) hacen uso del conversor A/D del microcontrolador, se llama a la función *configura\_ADC* para configurar los controles de operación del conversor (canal de entrada de señal, tiempo de adquisición y justificación).

Lo siguiente en el código es la declaración de un bucle WHILE infinito que encierra el funcionamiento del nodo. Este bucle comienza comprobando si el nodo está asociado a la red. Para ello se testea el valor de la variable global ASOCIADO. Su valor es puesto a TRUE cuando se recibe la primitiva NLME\_JOIN\_confirm que confirma la unión del nodo a la red. Si ASOCIADO es FALSE, se enciende uno de los LEDs disponibles en el diseño hardware del nodo (STATUS\_LED) para notificar al usuario que la unión del nodo aún no ha producido. El programa dispone de un contador para controlar el número de intentos de unión a la red. Si el número de intentos es superior a 5, se interpreta como un fallo en la red y el nodo es puesto en modo de bajo consumo a la espera de ser despertado por el WDT e iniciar nuevamente el proceso de unión. Durante el tiempo que el nodo permanece dormido, el programa mantiene encendido un segundo LED (BITPIN) para notificar al usuario este estado. Si por el contrario ASOCIADO es TRUE, se procede a monitorizar el tiempo para determinar el número de slot y el número de trama actuales, aplicando la compensación de deriva de reloj. Para ello se llama a la función *NetworkTime*. En este punto, el programa comprueba la llegada de los paquetes de sincronización enviados por el coordinador y dispone de un contador (Nerror) para determinar el número de pérdidas de estos paquetes. STATUS\_LED permanece encendido durante el slot 0 de la trama 0 para notificar con un leve parpadeo de la recepción del mensaje de sincronización. La pérdida de un mensaje de sincronización es indicada mediante el encendido de ambos LEDs hasta la llegada del siguiente paquete de sincronización. La pérdida de 5 mensajes de sincronización consecutivos es interpretada como un problema de conexión y conlleva el reseteo del nodo.

Comprobada la conexión del nodo, lo siguiente que realiza el programa es procesar las primitivas ZigBee. Para ello se resetea el contador del WDT (Watchdog Timer) y se llama a la función *ZigBeeTasks* para determinar la primitiva ZigBee que debe ser procesada en ese momento. El identificador de primitiva se almacena en la variable *currentPrimitive* y

se llama a la función *ProcessZigBeePrimitives* para procesar la primitiva indicada en *currentPrimitive*. Esta función presenta una estructura “switch-case” en la que están implementadas las rutinas de las diferentes primitivas utilizadas por el programa. Si la primitiva es *MCPX\_Data\_Indication*, el programa llama a la función *RecibirMCPX* para leer los parámetros de cabecera de la primitiva y volcar los datos en un buffer. La función *ProcesarMCPX* es llamada a continuación pasándole como argumento algunos de esos parámetros y el puntero al buffer de datos. Esta función permite determinar el tipo de mensaje MCPX (analizando el identificador de mensaje) y realizar las tareas programadas para ese mensaje.

Una vez atendidas las primitivas ZigBee, el programa da paso a las tareas secundarias. Para ello se comprueba si el valor de *currentPrimitive* es *NO\_PRIMITIVE*. Este valor indica que no hay ninguna primitiva pendiente, por lo que pueden atenderse otras tareas de menor prioridad. El programa implementa varias tareas secundarias dependiendo del estado de ocupación del nodo. La ocupación del nodo es determinada por el valor de la variable global *OCUPADO*. Su valor es puesto a *TRUE* cuando se están procesando tareas que no pueden ser interrumpidas hasta su finalización. Si *OCUPADO* es *FALSE* significa que el programa está ocioso y puede atender otras tareas. A continuación describimos dichas tareas:

- **Tarea 1: Iniciar medida de TOF de señal de ultrasonido.** Sólo se realiza si *OCUPADO* es *FALSE* y si *FLAG\_MEASURE* es *TRUE*. La variable *FLAG\_MEASURE* es activada cuando el nodo recibe un mensaje *FRAME\_MEASURE*. En este caso utilizamos la máscara de medida del nodo para determinar el comienzo de trama donde debe iniciarse la medida. El slot y trama actuales (obtenidos con la función *NetworkTime*) son comparados con los valores de máscara para determinar dichos instantes de medida. Cuando coinciden, se llama a la función *procesa\_sync* para activar el proceso de medida. Dependiendo del modo de operación del nodo, se realizan diferentes acciones. Si *MODO\_ACTUAL* es *0x01* (Tx), el programa carga la secuencia binaria en el registro de transmisión (*TXREG*), llama a la función *configura\_EUSART* para configurar los parámetros de la *EUSART* del PIC y habilita la interrupción que inicia la transmisión de señal. Si *MODO\_ACTUAL* es *0x02* (Rx), el programa llama a la función *configura\_ADC* para configurar los parámetros del conversor del PIC y habilita la interrupción que activa el muestreo de señal. Por último, si *MODO\_ACTUAL* es *0x03* (ECO), el programa lleva a cabo ambas acciones, iniciando primeramente la transmisión de señal y posteriormente su recepción. Al comienzo de cada tarea la variable *OCUPADO* es puesta a *TRUE* para evitar que otra tarea secundaria interrumpa a la actual durante su ejecución. *OCUPADO* será puesta a *FALSE* cuando los flags de control de las interrupciones indiquen la finalización de las rutinas de interrupción. Se distinguen los siguientes flags de control:
  - **FIN\_TRANS** (en modo Tx): Es puesto a *TRUE* cuando finaliza la rutina de transmisión de señal. El programa comprueba periódicamente el estado de esta variable para detectar el final de la transmisión. Cuando esto ocurre, *OCUPADO* y *FIN\_TRANS* son inicializados a *FALSE*.
  - **FIN\_ADC** (en modo Rx): Es puesto a *TRUE* cuando finaliza la rutina de recepción de señal. El programa comprueba periódicamente el estado de esta variable para detectar el final del muestreo de señal. Cuando esto ocurre se llama a la función *DetectorCuadratura* para estimar el TOF de la señal de ultrasonidos.

Seguidamente se llama a la función *PrepararMCPX* para enviar un mensaje MEASURE\_ANSWER al coordinador con esta información. Finalmente OCUPADO y FIN\_ADC son seleccionadas a FALSE.

- **FIN\_ECO** (en modo Eco): Es puesto a TRUE cuando finaliza la rutina de transmisión/recepción de señal. El programa comprueba periódicamente el estado de esta variable. Si es TRUE llama a la función *DetectorCuadratura* para estimar el TOF de la señal de ultrasonidos y envía un mensaje MEASURE\_ANSWER al coordinador. Las variables OCUPADO y FIN\_ECO son finalmente seleccionadas a FALSE.
- **FLAG\_MSG** (en modo Rx/Eco): Es puesto a TRUE cuando se recibe un mensaje GET\_MSG. Este mensaje solicita el envío de las muestras de señal recibida almacenadas en el buffer de señal. Dado que el tamaño de los mensajes es limitado, los datos son enviados en bloques de 8 muestras usando dos bytes por muestra. Cada bloque de muestras es transmitido usando un mensaje PRINT\_MSG. La tarea finaliza con la transmisión del último bloque de datos. Cuando esto ocurre, OCUPADO y FLAG\_MSG son seleccionados a FALSE.
- **Tarea 2: Iniciar medida del nivel RSSI ZigBee.** Sólo se realiza si OCUPADO es FALSE y si FLAG\_TRSSI es TRUE. La variable FLAG\_TRSSI es puesta a TRUE cuando el nodo recibe un mensaje TFRAME\_SYNC y MODO\_ACTUAL=0x02 (Rx). El nodo utiliza la función *PrepararMCPX* para enviar un mensaje MEASURE\_RSSI al resto de nodos de la red. FLAG\_TRSSI es puesto a FALSE tras iniciarse la ejecución de la tarea.
- **Tarea 3: Enviar mensaje con información del nivel RSSI detectado.** Sólo se realiza si OCUPADO es FALSE y si FLAG\_RRSSI es TRUE. La variable FLAG\_RRSSI es puesta a TRUE cuando el nodo recibe un mensaje MEASURE\_RSSI y MODO\_ACTUAL=0x01 (Tx). El nodo utiliza la función *PrepararMCPX* para enviar un mensaje RSSI\_ANSWER al nodo coordinador con información del nivel RSSI-RF detectado. El FLAG\_RRSSI es puesto a FALSE tras iniciarse la ejecución de la tarea.
- **Tarea 4: Seleccionar modo de bajo consumo.** Esta rutina permite configurar el modo de bajo consumo del nodo. Sólo se realiza si OCUPADO es FALSE y si SLEEP\_ON es mayor que 0. La variable SLEEP\_ON almacena el valor que determina el modo de bajo consumo. En la Tabla 2.16 se muestran los posibles valores que puede tomar esta variable.

Explicada la arquitectura y el modo de funcionamiento de los nodos en TELIAMADE, en el siguiente capítulo 3 describimos el procedimiento que permite medir el TOF de la señal de ultrasonidos y con él la distancia entre un nodo transmisor y un nodo receptor considerando la velocidad de propagación del sonido.



## Medida de TOF y estimación de la distancia

En los últimos años, los avances tecnológicos en el campo de las redes de sensores inteligentes han permitido la implementación de redes “ad hoc” de bajo coste y bajo consumo que pueden ser usadas como infraestructura de soporte en el desarrollo de sistemas de localización en interiores [64]. Si estas redes de sensores son dotadas de capacidad para medir TOF de señal de ultrasonidos, pueden ser utilizadas para desarrollar sistemas de posicionamiento local (LPS) de bajo coste, elevada precisión y versatilidad, con aplicación en el ámbito doméstico o industrial [34] y la ventaja de prescindir de una conexión cableada entre los sensores ultrasónicos.

En la literatura reciente encontramos diferentes propuestas para medir el TOF de señal de ultrasonidos con diferentes niveles de complejidad y precisión [65]. En TELIAMADE proponemos el uso de un receptor digital de correlación en cuadratura para medir el TOF de señal. El sistema utiliza un esquema de muestreo paso banda en cuadratura [66] [67] para hacer frente al problema de capacidad de memoria y potencia de cálculo de los nodos de la red [5].

La medida de TOF es obtenida por el nodo receptor usando las muestras de señal grabadas en la memoria del microcontrolador. La capacidad de memoria ( $S$ ) requerida para almacenar las muestras de señal es estimada como sigue. Puesto que los procesos de transmisión y recepción de señal se inician en el mismo instante de tiempo, el tamaño de memoria puede ser expresado en términos del máximo retardo de propagación de señal entre el nodo transmisor y el nodo receptor ( $\tau_{max}$ ), la duración de la ráfaga de señal transmitida ( $T_b$ ), el número de bytes utilizados para representar cada muestra de señal ( $k$ ) y el valor de la frecuencia de muestreo utilizada ( $F_s$ ), en la forma:

$$S = k \cdot F_s \cdot (\tau_{max} + T_b) \quad (3.1)$$

El muestreo paso bajo de la señal de ultrasonidos requiere utilizar una frecuencia de muestreo  $F_s \geq 2(F_0 + B)$ , donde  $B$  es el ancho de banda de señal y  $F_0$  la frecuencia portadora.

En nuestro caso, dado que  $F_0 = 40$  kHz y  $B \sim 2$  kHz, necesitaríamos aplicar una frecuencia de muestreo  $F_s \geq 84$  kHz para recuperar la señal sin pérdida de información. Por otro lado, sabemos que el retardo de propagación de la señal de ultrasonidos es aproximadamente 3 ms/m considerando una velocidad típica del sonido de 340 m/s. Asumiendo una distancia máxima entre nodos de 10 m ( $\tau_{max} = 30$  ms), una duración de ráfaga de señal  $T_b = 1$  ms (transmisión de un solo pulso) y el uso de 2 bytes para representar cada muestra de señal ( $k = 2$ ), entonces el tamaño de memoria requerida para almacenar las muestras de señal sería  $S = 5,208$  bytes. Sin embargo, el tamaño de la memoria RAM disponible en los nodos para almacenar las muestras de señal es de 2 Kbytes, por lo que esta aproximación no es viable.

Para hacer frente al problema de la capacidad de memoria en los nodos, optamos por un esquema de muestreo paso banda. La teoría general del muestreo paso banda determina que una señal paso banda de frecuencia central  $F_0$  y ancho de banda  $W = 2B$  (doble banda lateral) puede ser recuperada a partir de sus muestras usando una frecuencia de muestreo  $F_s \geq 2W$ . Esta frecuencia de muestreo es generalmente inferior a la frecuencia portadora ( $F_s \leq F_0$ ).

Un caso particular del muestreo paso banda es el muestreo en cuadratura, en el que la frecuencia de muestreo está condicionada por el ancho de banda de la señal [41]. En el sistema TELIAMADE el ancho de banda de la señal transmitida no excede de 2–3 kHz debido al estrecho ancho de banda de los transductores ultrasónicos utilizados en el diseño de los nodos. Esto permite usar frecuencias de muestreo relativamente bajas. Utilizando esta aproximación es posible manejar señales de mayor duración y permitir un mayor alcance del sistema. El uso de bajas frecuencias de muestreo permite al sistema soportar tiempos de vuelo mayores o reducir el coste de procesamiento de señal en recepción al operar con un menor número de muestras. A continuación describimos la forma en la cual la medida de TOF es estimada aplicando un detector digital en cuadratura basado en un esquema de muestreo paso banda.

### 3.1 Detección de señal aplicando muestreo en cuadratura

La expresión general de una señal paso banda  $x(t)$  es:

$$\begin{aligned} x(t) &= A(t) \cdot \cos(2\pi F_0 t + \phi(t)) \\ &= A(t) \cdot \cos(\phi(t)) \cos(2\pi F_0 t) - A(t) \cdot \sin(\phi(t)) \sin(2\pi F_0 t) \\ &= I(t) \cdot \cos(2\pi F_0 t) - Q(t) \cdot \sin(2\pi F_0 t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

donde los parámetros  $A(t)$ ,  $\phi(t)$ ,  $I(t)$  y  $Q(t)$  hacen referencia a la amplitud, la fase y las componentes en fase y cuadratura de la señal, respectivamente. La señal  $x(t)$  es muestreada a una frecuencia de muestreo  $F_s$  dada por la siguiente expresión [41]:

$$F_s = \frac{4F_0}{(2M - 1)} \quad (3.3)$$

donde  $F_0$  es la frecuencia portadora y  $M$  un número entero. En este caso, la frecuencia de muestreo debe cumplir la condición  $F_s \geq 4B$ . Dado que nuestro objetivo es utilizar una frecuencia de muestreo inferior a la frecuencia portadora, el parámetro  $M$  puede tomar un valor entre 3 y 9. El ancho de banda disponible para  $M = 9$  ( $B = 2.35$  kHz) coincide con el límite de ancho de banda de los transductores de ultrasonido utilizados en el diseño de los nodos.

El conversor analógico-digital (A/D) del microcontrolador permite digitalizar las muestras de señal a una tasa de muestreo  $2W (> 4B)$ . Si consideramos una señal  $x(t)$  sin energía fuera del límite de ancho de banda  $W$ , entonces toda la información de señal debe estar contenida en la secuencia de muestras tomadas a una tasa constante superior a  $2W$ . En este caso, la señal  $x(t)$  puede ser reconstruida exactamente usando interpolación:

$$x(t) = \sum_n x(t_n) \cdot h(t - t_n) \quad (3.4)$$

donde  $F_s = 2W$  y  $t_n = n/F_s$  ( $n$  identifica una muestra de señal digitalizada). El valor de  $F_0$  puede ser calculado a partir de (3.3) usando una frecuencia de muestreo  $F_s = 2W$ . De este modo, para valores de  $F_0 = (2M - 1)W/2$ , las componentes I y Q pueden ser recuperadas a partir de los valores de la señal muestreada. Asumiendo  $t = t_n$ , la señal paso banda muestreada puede ser expresada de forma discreta como:

$$x(t_n) = I(t_n) \cdot \cos\left(\pi n \left(M - \frac{1}{2}\right)\right) - Q(t_n) \cdot \sin\left(\pi n \left(M - \frac{1}{2}\right)\right) \quad (3.5)$$

La estimación de las componentes I y Q en la ecuación (3.5) requiere aplicar un proceso de interpolación de las muestras de señal. Dichas muestras de señal coinciden con las componentes I y Q entrelazadas entre sí. El signo de estas componentes está determinado por el valor de  $M$  seleccionado. Dado que el ciclo de señal se repite periódicamente cada 4 muestras, la ecuación (3.5) puede ser formulada como:

$$x(t_n) = \begin{cases} +I(t_n) & \text{si } \text{mod}(n,4) = 0 \\ +Q(t_n)(-1)^M & \text{si } \text{mod}(n,4) = 1 \\ -I(t_n) & \text{si } \text{mod}(n,4) = 2 \\ -Q(t_n)(-1)^M & \text{si } \text{mod}(n,4) = 3 \end{cases} \quad (3.6)$$

donde  $\text{mod}(n, 4)$  es el resto de  $(n/4)$ . Observando la ecuación (3.6) podemos ver que el uso de valores impares de  $M$  evita un cambio de signo en la componente Q, lo que resulta beneficioso a la hora de programar el algoritmo de detección de señal en el microcontrolador. Por este motivo asumimos el uso de valores impares de  $M$  en la implementación del sistema. Usando un valor de  $M = 5$  y una frecuencia portadora  $F_0 = 40$  kHz, la frecuencia de muestreo seleccionada es  $F_s = 17.78$  kHz con un ancho de banda disponible  $B = 4.44$  kHz (nótese que  $B < W/2 = F_s/4$ ). De igual modo, para  $M = 7$  la frecuencia de muestreo es  $F_s = 12.31$  kHz con un ancho de banda de  $B = 3.08$  kHz. Para  $M = 9$  tendremos  $F_s = 9.41$  kHz y  $B = 2.35$  kHz.

Puesto que las muestras alternas de señal coinciden con las componentes I y Q, es posible implementar un detector coherente usando la ecuación (3.5). Debido al muestreo entrelazado, las muestras I solo se conocen en los valores pares de  $n$  y las muestras Q en los valores impares de  $n$ . Sin embargo, dado que ambas señales están muestreadas correctamente, es posible determinar sus valores a la frecuencia nominal  $F_s$  aplicando interpolación. De este modo, las componentes I y Q pueden ser conocidas en el mismo instante de tiempo.

El valor de la componente desconocida en el instante  $t$  es estimado realizando una interpolación en  $t = t_m + 1/(4F_0)$  (desplazamiento de una muestra) donde  $t_m = t_n - N/2W$ . La señal  $x(t)$  puede ser recuperada sin pérdida de información a partir de sus muestras usando la ecuación (3.4), aunque esta expresión implica una sumatoria de infinitos términos. En la práctica, el algoritmo debe ser restringido a un conjunto finito de términos. El detector coherente implementado en los nodos hace uso de la ecuación (3.4) pero considerando únicamente  $2N + 1$  términos (es decir,  $n = [-N, N]$ ):

$$\hat{x}(t) = \sum_{n=-N}^N x(t_n) \cdot h(t - t_n) \quad (3.7)$$

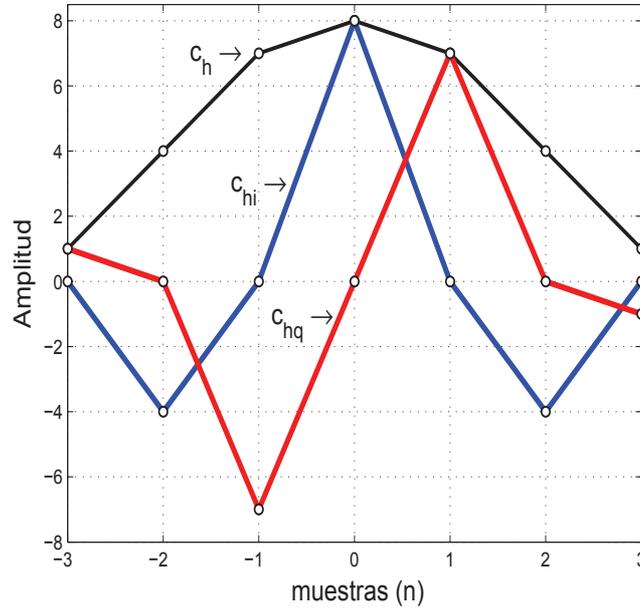
Las componentes I y Q se extraen a partir de las muestras de señal aplicando una pareja de filtros en cuadratura derivados de un filtro interpolador paso baja. Estos filtros también permiten reducir el ruido fuera de banda cuando éste ocupa un ancho de banda  $W \geq B$ . El filtro paso baja utilizado como referencia en el diseño de los filtros en cuadratura tiene una expresión similar al utilizado en [68]. En nuestro caso particularizamos la expresión a un ancho de banda  $B = W/2$ . Asumiendo  $t_m = 0$  y  $F_0 \gg W$ , la expresión del filtro viene dada por:

$$\begin{aligned} h(t_n) &= \text{sinc} \left( 2B \frac{q}{p} t_n \right)^p \cdot \text{sinc}(Bt_n) \\ &= \text{sinc} \left( n \frac{q}{2p} \right)^p \cdot \text{sinc} \left( \frac{n}{4} \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

con  $q = 1 - B/W$  y  $p = \text{Int}(Nq\pi/e)$ , donde  $e$  es la base del logaritmo natural. Usando la ecuación (3.8) podemos obtener la pareja de filtros en cuadratura multiplicando dicha expresión por las funciones coseno y seno de frecuencia  $F_0 = (2M - 1)W/2$ :

$$\begin{aligned} h_i(t_n) &= h(t_n) \cdot \cos \left( 2\pi n \frac{F_0}{F_s} \right) = h(t_n) \cdot \cos \left( \pi \frac{n}{2} \right) \\ h_q(t_n) &= h(t_n) \cdot \sin \left( 2\pi n \frac{F_0}{F_s} \right) = h(t_n) \cdot \sin \left( \pi \frac{n}{2} \right) \cdot (-1)^{M-1} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Estos filtros proporcionan los valores de las componentes en fase y cuadratura en aquellos instantes donde son desconocidas. Experimentalmente hemos podido determinar que 7 coeficientes ( $N = 3$ ) son suficientes para lograr una buena estimación con el mínimo coste computacional. Para simplificar el cálculo de las operaciones y minimizar los requerimientos de memoria, los coeficientes de los filtros son cuantizados con 3 bits, evitando así las operaciones de punto flotante en el microcontrolador.



**Figura 3.1:** Representación de los coeficientes que implementan los filtros en cuadratura. Nótese que el diseño de los filtros está restringido a 7 coeficientes cuantizados con 3 bits.

Los valores de estos coeficientes son:

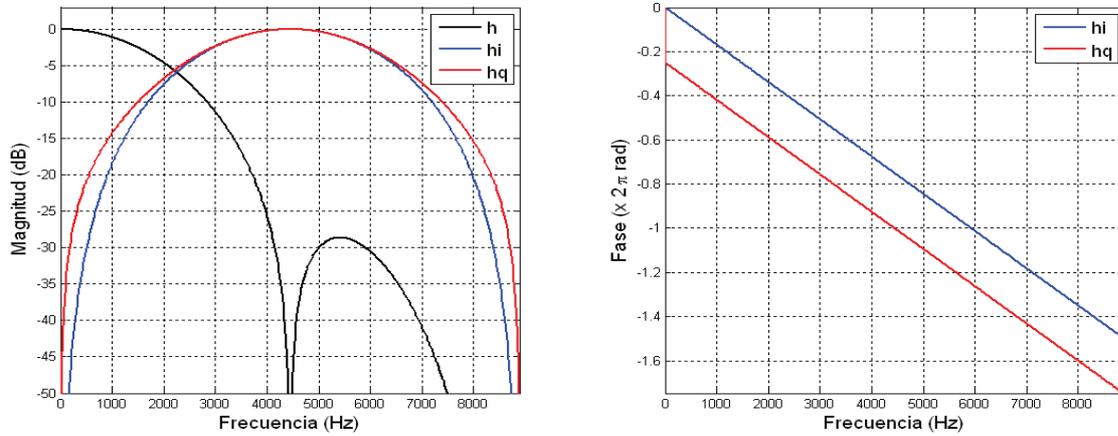
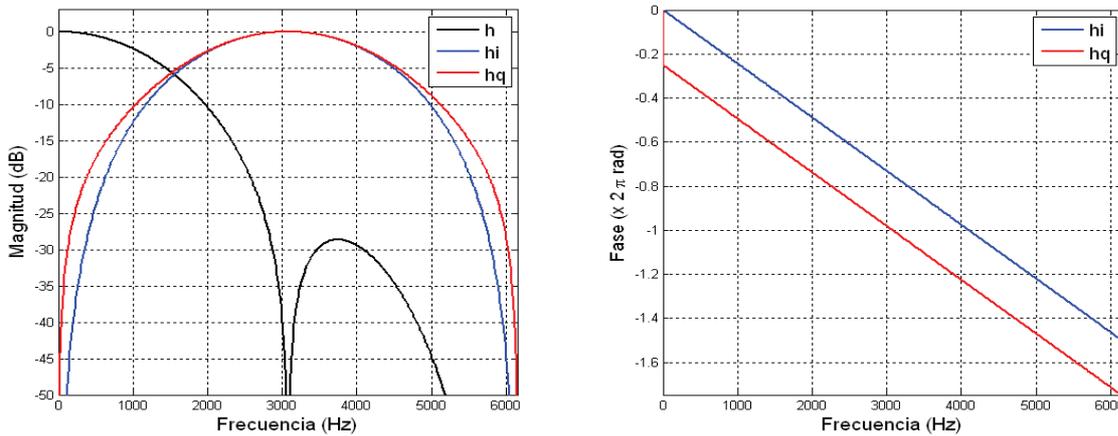
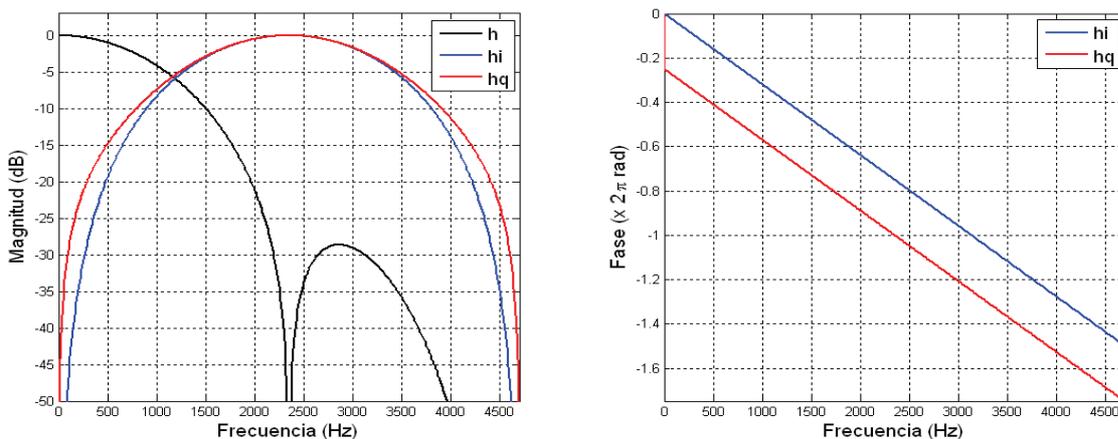
$$\begin{aligned} c_{hi} &= [0, -4, 0, 8, 0, -4, 0] \\ c_{hq} &= [1, 0, -7, 0, 7, 0, -1] \end{aligned} \quad (3.10)$$

En la Figura 3.1 puede verse la representación en el dominio discreto de los filtros en cuadratura implementados. La respuesta en frecuencia de estos filtros varía dependiendo del valor de frecuencia de muestreo seleccionada.

En la Figura 3.2 se muestra la respuesta de frecuencia normalizada de los filtros obtenida para diferentes valores de  $M$ , en particular para  $M = 5$ ,  $M = 7$  y  $M = 9$ . A pesar de la cuantización de los coeficientes de los filtros, podemos ver que la respuesta en fase y la respuesta común de frecuencia se preservan correctamente en un ancho de banda aproximado de 4 kHz, 3 kHz y 2 kHz alrededor de la frecuencia portadora, para los casos de  $M = 5$ ,  $M = 7$  y  $M = 9$  respectivamente. Dichas respuestas son coherentes a lo que predice la teoría del muestreo paso banda.

Usando las ecuaciones (3.7) y (3.10) obtenemos las señales filtradas en fase  $\hat{x}_i(t_n)$  y cuadratura  $\hat{x}_q(t_n)$  en la forma:

$$\begin{aligned} \hat{x}_i(t_n) &= 8x(n) - 4(x(n-2) + x(n+2)) \\ \hat{x}_q(t_n) &= 7(x(n+1) - x(n-1)) + x(n-3) - x(n+3) \end{aligned} \quad (3.11)$$

(a)  $M=5$  ;  $F_s=17.78$  kHz(b)  $M=7$  ;  $F_s=12.31$  kHz(c)  $M=9$  ;  $F_s=9.41$  kHz

**Figura 3.2:** Respuesta de frecuencia normalizada de los filtros: (a) usando  $M=5$  ( $F_s = 17.78$  kHz), (b) usando  $M=7$  ( $F_s = 12.31$  kHz), (c) usando  $M=9$  ( $F_s = 9.41$  kHz). (Izquierda) Respuesta en magnitud del filtro prototipo paso baja ( $h$ ) y los filtros paso banda en fase ( $h_i$ ) y cuadratura ( $h_q$ ) derivados a partir de él. (Derecha) Respuesta en fase de los filtros paso banda ( $h_i$ ) y ( $h_q$ ).

<i>Comp.</i>	$m = 0$	$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$
$\hat{I}(t_n)$	$+\hat{x}_i(t_n)$	$+\hat{x}_q(t_n)$	$-\hat{x}_i(t_n)$	$-\hat{x}_q(t_n)$
$\hat{Q}(t_n)$	$+\hat{x}_q(t_n)$	$-\hat{x}_i(t_n)$	$-\hat{x}_q(t_n)$	$+\hat{x}_i(t_n)$

**Tabla 3.1:** Componentes en fase y cuadratura interpoladas usando un valor de  $M$  impar.

La Tabla 3.1 muestra el valor de las componentes  $\hat{I}(t_n)$  y  $\hat{Q}(t_n)$  obtenidas a partir de la ecuación (3.11). En este caso asumimos un valor de  $M$  impar para evitar el cambio de signo en la componente en cuadratura. El parámetro  $m$  indicado en la cabecera de la tabla representa el índice de muestra ( $n$ ) expresado en módulo 4.

Si consideramos el caso más simple de la transmisión de un pulso ultrasónico (ráfaga de señal de un solo bit), las componentes en fase y cuadratura a la salida del filtro adaptado pueden ser estimadas como:

$$C_i(t_n) = \sum_{k=0}^{K-1} \hat{I}(t_n - k) \quad C_q(t_n) = \sum_{k=0}^{K-1} \hat{Q}(t_n - k) \quad (3.12)$$

donde  $K = (T_b \cdot F_s)$  es el número de muestras de la señal transmitida,  $T_b$  la duración del pulso (típicamente 1 ms) y  $F_s$  la frecuencia de muestreo utilizada. El valor de dichas componentes a la salida del filtro es utilizado para calcular la envolvente de señal en la forma:

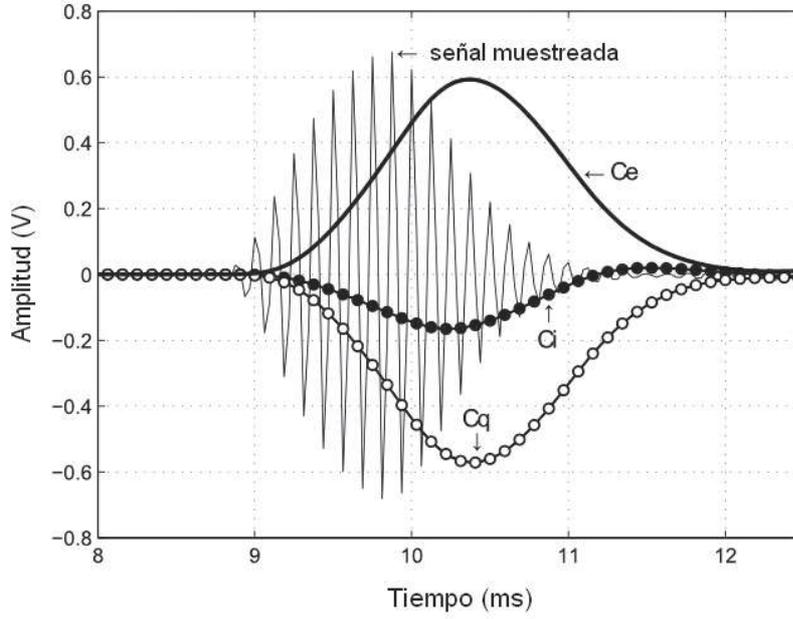
$$C_e(t_n) = \sqrt{C_i^2(t_n) + C_q^2(t_n)} \quad (3.13)$$

La Figura 3.3 muestra un ejemplo de las curvas obtenidas para las componentes  $C_i(t_n)$  y  $C_q(t_n)$  a la salida del filtro adaptado, considerando la transmisión de un pulso ultrasónico. En ella también se representa la curva de la envolvente de señal  $C_e(t_n)$  obtenida de aplicar la ecuación (3.13).

El tiempo de vuelo (TOF) del pulso ultrasónico es estimado como el instante de tiempo en el cual la envolvente de señal alcanza su valor máximo. Para ello consideramos el índice de muestra donde la envolvente alcanza su máxima amplitud ( $n_{max}$ ) y la tasa de muestreo seleccionada.

El error máximo que podemos cometer en la estimación del TOF viene dado por la mitad del periodo de muestreo. Esto hace que la precisión del sistema dependa fuertemente de la frecuencia de muestreo seleccionada. Por ejemplo, para  $F_s = 17.78$  kHz (con  $M = 5$ ) el error máximo en la medida del TOF será de  $28.12 \mu s$ , lo que equivale a un error de distancia de  $9.56$  mm asumiendo una velocidad del sonido de  $340$  m/s, mientras que para  $F_s = 12.31$  kHz (con  $M = 7$ ) el error será de  $13.81$  mm.

Para reducir este error proponemos utilizar interpolación parabólica para determinar el máximo de envolvente. En la siguiente sección 3.2 describimos el procedimiento de interpolación implementado.



**Figura 3.3:** Recepción de un pulso ultrasónico transmitido por un nodo emisor situado a una distancia de 3 m del nodo receptor. La línea continua delgada corresponde a las muestras de señal recibida usando una frecuencia de muestreo  $F_s = 32.00 \text{ kHz}$  ( $M = 3$ ). Las curvas de puntos rellenos y puntos vacíos corresponden respectivamente a las componentes en fase ( $C_i$ ) y en cuadratura ( $C_q$ ) obtenidas a la salida del filtro adaptado. Finalmente la curva representada en línea continua gruesa corresponde a la envolvente de señal ( $C_e$ ).

### 3.2 Interpolación parabólica

El error de medida en la estimación del máximo de envolvente de señal es reducido aplicando interpolación parabólica considerando las muestras adyacentes al máximo detectado [69]. La medida de TOF es calculada como:

$$TOF = \frac{n_{max} + n_x}{F_s} \quad (3.14)$$

donde  $n_x$  es el término de corrección fraccionaria obtenido de aplicar interpolación parabólica. Experimentalmente se ha comprobado que un tamaño de buffer de 3 muestras es suficiente para lograr una buena interpolación. En la Figura 3.4 se ilustra el efecto de aplicar interpolación parabólica en la detección del máximo de envolvente. El valor de  $n_x$  es calculado usando la siguiente expresión:

$$n_x = \frac{C_e(t_{n_{max}-1}) - C_e(t_{n_{max}+1})}{2 \cdot [C_e(t_{n_{max}-1}) - 2C_e(t_{n_{max}}) + C_e(t_{n_{max}+1})]} \quad (3.15)$$

La corrección de interpolación parabólica permite obtener errores inferiores a medio pe-



En la siguiente sección 3.4 describimos la forma en la cual la distancia es estimada usando la medida de TOF.

### 3.4 Cálculo de la distancia

La distancia entre dos nodos (transmisor y receptor) es calculada como:

$$d = c \cdot TOF \quad (3.18)$$

donde  $TOF$  es la medida de tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos y  $c$  la velocidad de propagación del sonido. Para lograr una buena precisión en el cálculo de la distancia, es necesario estimar correctamente la velocidad del sonido. La velocidad del sonido en el aire depende de varios factores como la temperatura, humedad relativa o la presión atmosférica. En este trabajo hemos utilizado la aproximación propuesta en [71], donde únicamente se tiene en cuenta el efecto de la temperatura. La expresión utilizada para el cálculo de la velocidad (expresada en m/s) es:

$$c \approx 20.06 \cdot \sqrt{T + 273.15} \quad (3.19)$$

donde  $T$  es la temperatura en grados Celsius. Aunque la humedad relativa y la presión atmosférica también condicionan el valor de la velocidad, la temperatura es sin duda el factor más influyente. Por este motivo hemos utilizado esta aproximación. Sin embargo, la velocidad del sonido también puede verse afectada por otros factores como turbulencias del aire. En interiores, dichas turbulencias suelen estar típicamente provocadas por los sistemas de climatización. En nuestra experimentación el problema de las turbulencias no ha sido estudiado, evitando en la medida de lo posible su efecto.

El procedimiento de medida de distancia descrito en este capítulo asume una adecuada sincronización de los nodos de la red. La medida de TOF requiere que los procesos de transmisión y recepción de señal en los nodos estén sincronizados con elevada precisión. Cada nodo en la red dispone de un reloj local que controla su frecuencia de operación. Las derivas en los relojes de los nodos introducen un retardo indeseado en la medida de TOF que conduce a errores en la estimación de la distancia. En una red de sensores inalámbrica como TELIAMADE, dicha sincronización es particularmente compleja. En el siguiente capítulo 4 describimos en profundidad el mecanismo de sincronización implementado en TELIAMADE y su efecto en la precisión de medida del TOF.

## Sincronización de la red de sensores y su efecto en la medida de TOF

En multitud de aplicaciones es esencial la sincronización temporal entre dispositivos conectados en red. Esto es particularmente importante en redes de sensores inalámbricas diseñadas para medir un fenómeno físico con cierta periodicidad. En la mayoría de los casos las mediciones son programadas en instantes de tiempo preestablecidos, de modo que la precisión de medida está condicionada por la resolución temporal empleada en la sincronización de red.

Las medidas de pseudorange realizadas en sistemas de posicionamiento como TELIAMADE, requieren una precisa sincronización entre los dispositivos transmisores y receptores para estimar correctamente el tiempo de vuelo de señal y el correspondiente pseudorange. En sistemas con una arquitectura inalámbrica es frecuente el uso de señales de radiofrecuencia o infrarrojos para proporcionar dicha sincronización.

El sistema TELIAMADE que presentamos en este trabajo utiliza su interfaz radio para la transmisión de datos y también con un propósito de sincronización de red. Esto reduce la complejidad del sistema y por tanto su coste, al usar una sola interfaz. El despreciable retardo de propagación de la señal radio permite aplicar una estrategia de sincronización basada en el envío de paquetes ZigBee desde el nodo coordinador al resto de nodos de la red, proporcionando una referencia de tiempo común a todos ellos. Esta base de tiempos común permite lograr una elevada precisión en las medidas de TOF de señal sin necesidad de disponer de un radio enlace específico para la sincronización temporal.

Las restricciones de bajo coste y bajo consumo (reducido tráfico de red) condicionan el esquema de medida del sistema. En el contexto de los sistemas basados en la medida de TOF de ultrasonidos, es común el uso de las técnicas de acceso múltiple por división de tiempo (Time Division Multiple Access, TDMA) y acceso múltiple por división de códigos (Code Division Multiple Access, CDMA). Ambas técnicas son implementadas en [33–35]. En el caso

particular de TDMA, cada medida de TOF es programada para ser realizada en un instante de tiempo concreto, evitando así la superposición de señales. Un controlador maestro gestiona el turno de medida mediante el envío de una señal de sincronización usando una conexión cableada o un radio enlace específico. Por su parte, CDMA permite la transmisión simultánea de varias señales de ultrasonido aplicando una modulación BPSK con un apropiado conjunto de códigos pseudoaleatorios, donde las diferentes señales pueden ser separadas en el receptor mediante correlación. Incluso en este caso, es necesario una señal de sincronización [34, 35] para poder medir el TOF de cada señal individual. Sin esta información de sincronización el receptor solamente es capaz de medir la diferencia de TOF entre señales de distintos transmisores, asumiendo que todas las señales son transmitidas en el mismo instante de tiempo. Aunque en este caso el receptor puede operar de forma asíncrona, la sincronización de los nodos transmisores es necesaria. En [33] dicha sincronización es lograda mediante el envío de una señal específica a través de una conexión cableada.

En ambas aproximaciones, cada medida de TOF requiere el envío de una señal de sincronización. En la arquitectura de red propuesta en TELIAMADE esto supondría la transmisión de un mensaje ZigBee para sincronizar cada medida del TOF de la señal de ultrasonidos, lo que provocaría una alta tasa de tráfico y por lo tanto un gran consumo de los nodos inalámbricos. En [64], TDMA es aplicada sin necesidad de utilizar una señal de sincronización específica para cada medida. La transmisión y recepción de señal de ultrasonidos son programadas para iniciarse en ciertos instantes de tiempo determinados por una estructura temporal TDMA. Esto permite prescindir de una conexión cableada o un radio enlace específico de sincronización, además de reducir la tasa de mensajes de sincronización. Partiendo de esta aproximación, en TELIAMADE proponemos un enfoque similar pero con una precisión de sincronización mucho mayor. Para ilustrar la reducción de tráfico de red que podemos obtener usando este esquema de medidas programadas, considérese una duración típica de trama de 200 ms, esto es, una tasa máxima de 5 medidas de TOF por segundo. Usando un mensaje de sincronización por cada medida, el resultado sería una tasa de tráfico de cinco mensajes por segundo. Sin embargo, el enfoque de medidas propuesto en TELIAMADE permite limitar el envío de mensajes de sincronización al periodo de sincronización establecido (duración de una multitrama). Dicho periodo es fijado típicamente a un valor de 6.4 segundos, logrando una adecuada sincronización de red con una tasa inferior a 0.3 mensajes por segundo<sup>1</sup>. Esto permite reducir el tráfico de red en un factor 16.

La información de temporización que gestiona el funcionamiento del sistema se basa en la señal de reloj de los nodos. A pesar de que los nodos disponen de osciladores de cristal de cuarzo de gran precisión, las derivas de sus frecuencias reales de resonancia con respecto al valor de frecuencia nominal introducen errores de sincronización que pueden degradar la precisión del sistema. A esto hay que añadir una incertidumbre adicional en la medida, debida a la resolución finita de los relojes de los nodos. Ambas fuentes de error y su efecto en la medida de TOF son estudiadas en este capítulo.

En el contexto de las redes de sensores inalámbricas se han propuesto multitud de protocolos de sincronización con diferentes niveles de precisión [72]. Nuestro interés se ha centrado en el estudio de aquellos protocolos de sincronización basados en una estrategia maestro-

---

<sup>1</sup>Se utilizan dos mensajes de sincronización para señalar el comienzo de una nueva multitrama (ver más detalles en la sección 4.3).

---

esclavo, donde los relojes de los nodos están sincronizados con el reloj de un nodo de referencia o nodo maestro. Dentro de esta familia de protocolos hemos considerado solo aquellos protocolos diseñados para redes de un solo salto (*one – hop*) en el que todos los nodos de la red son accesibles desde cualquier nodo en una sola transmisión. Esto permite que un mensaje transmitido por el nodo maestro sea recibido virtualmente por todos los nodos de la red en el mismo instante de tiempo, logrando una excelente precisión de sincronización.

La mayoría de los protocolos de sincronización se basan en comparar las marcas de tiempo correspondientes al instante de envío y/o recepción de los mensajes que circulan por la red. En el protocolo de sincronización RBS (Reference-Broadcast Synchronization) [73] un nodo transmisor (maestro) envía un mensaje de sincronización *broadcast* a un conjunto de nodos receptores. Usando su reloj local, los nodos toman la marca de tiempo de la recepción del mensaje de sincronización e intercambian sus observaciones con otros nodos. En base a esta información los nodos son capaces de calcular el offset de su reloj local con respecto al de otros nodos. El envío de una secuencia de mensajes de sincronización permite a los nodos calcular también la deriva relativa de su reloj local con respecto a otros nodos. El principal inconveniente de este protocolo es el elevado tráfico de red que supone el intercambio de información de las marcas de tiempo y su elevada carga computacional.

Los inconvenientes del protocolo RBS son solventados usando algoritmos de sincronización alternativos en los cuales los relojes de los nodos esclavos están sincronizados al reloj del nodo maestro. De este modo, se elimina la necesidad del intercambio de mensajes de información entre nodos esclavos y se reduce la complejidad computacional. Un ejemplo es el protocolo CCS (Continuous Clock Synchronization) [74], donde un nodo maestro envía un mensaje de sincronización *broadcast* que es recibido por todos los nodos (incluido el propio nodo maestro) en el mismo instante de tiempo. Al igual que en RBS, los nodos toman la marca de tiempo de la recepción del paquete de sincronización usando su reloj local. En un segundo mensaje, el nodo maestro envía a los nodos su marca de tiempo del mensaje de sincronización enviado previamente. Usando esta información y su marca local, los nodos esclavos pueden estimar el offset de sus relojes. El envío consecutivo de varios mensajes de sincronización permite a los nodos estimar también la deriva de sus relojes. La principal limitación de este protocolo es que el nodo maestro debe tener la capacidad de recibir los mensajes de sincronización que él mismo envía, y ello supone realizar modificaciones importantes en el protocolo de red. La precisión de sincronización alcanzada con este protocolo es del orden de  $150 \mu s$ .

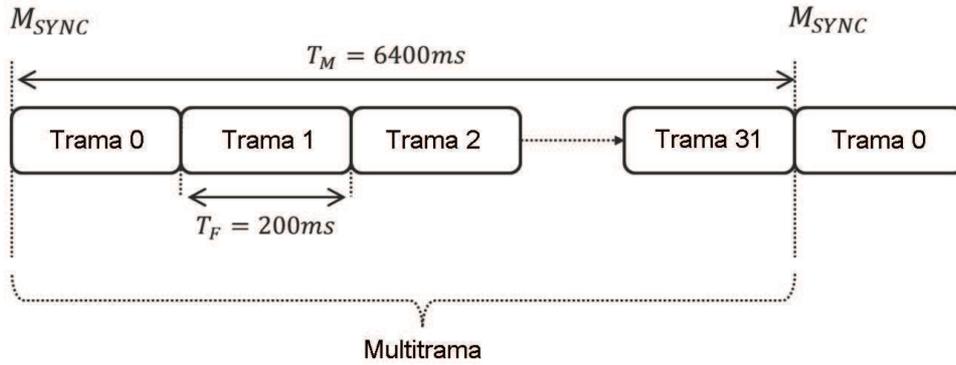
Con el propósito de evitar las limitaciones de CCS, en la literatura encontramos al menos dos variantes de este protocolo. En [75] los autores proponen un modelo lineal para los relojes que incluye el offset y la deriva de reloj. Aquí, un nodo maestro envía dos mensajes de sincronización consecutivos que son etiquetados con marcas de tiempo tanto por el nodo maestro (incluye el instante de transmisión del mensaje) como por los nodos esclavos (registran el instante de tiempo de recepción del mensaje). La diferencia entre las marcas de tiempo de ambos mensajes es utilizada por los nodos esclavos para estimar el offset y la deriva de sus relojes. La precisión de sincronización de este protocolo está determinada por la existencia de un retardo constante entre las marcas de tiempo de transmisión y recepción de los mensajes. Dichas marcas de tiempo son tomadas a nivel de capa MAC, de modo que se reducen las variaciones aleatorias introducidas por la pila, logrando precisiones del orden de  $\pm 2 \mu s$ . Esta variante de CCS tiene el inconveniente de considerar derivas de reloj constantes. Las variaciones temporales de las derivas de los relojes (causadas por ejemplo por

cambios de temperatura) pueden degradar el rendimiento de esta aproximación, sin embargo este problema no es discutido en [75].

En [76] los autores proponen una variante de CCS en la cual los mensajes también son etiquetados con marcas de tiempo a nivel de capa MAC para minimizar las variaciones aleatorias entre las marcas de tiempo de transmisión y recepción. Incluso haciendo esto, las diferencias de tiempo entre los instantes de transmisión y recepción de los mensajes tienen un comportamiento aleatorio con una desviación típica del orden de  $3.6 \mu\text{s}$ . Al igual que en [75], las diferencias de tiempo entre las marcas de transmisión y recepción se usan para estimar un modelo lineal para cada nodo que tiene en cuenta el offset y la deriva de reloj. Los errores de sincronización obtenidos usando esta variante son del orden de 5 periodos de reloj.

El algoritmo de sincronización implementado en TELIAMADE se basa en un enfoque similar al propuesto en [75] y [76]. En este caso, las diferencias de tiempo entre las marcas de transmisión y recepción de los mensajes de sincronización (transmitidos al inicio de cada multitrama de una estructura temporal TDMA) son usados para calcular un modelo lineal que relaciona el reloj de los nodos finales con el reloj del nodo coordinador (nodo maestro) [3]. Esto permite a los nodos finales obtener una precisa estimación de su deriva de reloj, que es utilizada para sincronizar los procesos de emisión y recepción de las señales de ultrasonido. En este capítulo presentamos un estudio teórico de los efectos de la resolución y la deriva de los relojes, mostrando su impacto en la precisión de las medidas de TOF [4]. Hasta donde nuestro conocimiento alcanza, este análisis no ha sido realizado hasta la fecha en la literatura de la temática. Los resultados obtenidos de este análisis muestran que los errores de sincronización en TELIAMADE contribuyen a una desviación típica en las medidas de TOF inferior a  $0.6 \mu\text{s}$ , incluso con resoluciones de reloj de  $1 \mu\text{s}$  y derivas de reloj del orden de 50 partes por millón (ppm).

El contenido del capítulo es organizado como sigue. En la sección 4.1 se describe el esquema de medida TDMA síncrono propuesto en TELIAMADE. La sección 4.2 está dedicada al análisis de los problemas de tiempo que conlleva este esquema de medida. En primer lugar se analizan las variaciones aleatorias en el comienzo de los procesos de medida (transmisión/recepción de señal de ultrasonidos) controlados por interrupciones de programa. Dichas variaciones están condicionadas por el modo de operación del nodo y por la carga de trabajo del microcontrolador. Para solventar este problema proponemos un algoritmo basado en la implementación de un retardo común en los nodos que permita amortiguar dichas variaciones. Por otro lado, se analiza el problema de la deriva de reloj en los nodos y su efecto en la medida de TOF. Las diferentes derivas de reloj de los nodos introducen un *bias* en la medida de TOF que es preciso compensar. Para ello proponemos una solución basada en la estimación de la deriva relativa entre nodos. En la sección 4.3 discutimos el algoritmo que permite estimar el valor de deriva, mostrando un análisis detallado del error. En la sección 4.4 presentamos un análisis teórico del error total en la medida de TOF, incluyendo el efecto de la deriva y la resolución finita de los relojes. Estas fuentes de error son modeladas mediante una expresión matemática que permite determinar la máxima precisión que podemos obtener con el esquema de medida propuesto. Finalmente en la sección 4.5 se muestran resultados experimentales que validan los desarrollos teóricos, obteniendo errores inferiores a  $2 \mu\text{s}$  en la medida de TOF y por tanto una precisión subcentimétrica en la medida de pseudorange.



**Figura 4.1:** Estructura temporal TDMA utilizada en el esquema de medidas programadas en TELIAMADE.

## 4.1 Esquema de medida TDMA síncrono

Para lograr una estimación precisa del TOF de señal, el nodo receptor necesita conocer el instante de tiempo en el cual el nodo transmisor inicia la transmisión del pulso ultrasónico. Una posible solución consiste en enviar un mensaje ZigBee de disparo para señalar simultáneamente el inicio de los procesos de transmisión y recepción de señal en los nodos transmisor y receptor. De este modo, el nodo receptor puede estimar el TOF como el retardo de tiempo entre el instante de inicio de la recepción de señal y el instante de tiempo donde el pulso de señal es detectado. Aunque este esquema garantiza una adecuada sincronización temporal y por tanto una correcta estimación del TOF de señal, presenta algunos inconvenientes. En primer lugar, requiere que todos los nodos de la red permanezcan activos escuchando la interfaz radio. Esto impide que los nodos puedan operar en modo de bajo consumo (modo “SLEEP”), con el consecuente consumo de potencia. En segundo lugar, este esquema conlleva un elevado tráfico de red, especialmente en aquellas situaciones en las que sea necesaria una elevada tasa de medidas.

Una solución más eficiente es utilizar un esquema periódico de medidas programadas basado en un enfoque TDMA. Este enfoque es comúnmente utilizado en sistemas de comunicación digitales para proporcionar sincronización temporal [77]. Usando este esquema, los nodos pueden ser programados para iniciar la transmisión o recepción de señal de ultrasonidos en instantes de tiempo preestablecidos. Dichos instantes de tiempo son determinados usando una estructura temporal como la mostrada en la Figura 4.1.

En este caso, la estructura TDMA está organizada en periodos de 6.4 s, a los cuales denotamos con el nombre de multitramas. El comienzo de cada multitrama es señalado por el nodo coordinador mediante el envío de un mensaje de sincronización ( $M_{sync}$ ). Este mensaje es recibido por todos los nodos de la red en el mismo instante de tiempo, dado el despreciable retardo de propagación de la señal radio<sup>2</sup>. Cada multitrama es dividida en 32

<sup>2</sup>El radio de alcance de la señal de ultrasonidos en TELIAMADE es típicamente inferior a 10 m, por lo que el retardo de propagación de la señal radio es del orden de  $0.033 \mu s$ . Si asumimos una velocidad del sonido de 340 m/s, entonces el error de distancia debido al retardo es de 0.011 mm. Este error es un orden de magnitud inferior a otras fuentes de error estudiadas en este capítulo, y por lo tanto es considerado despreciable.

tramas de 200 ms. El inicio de cada trama es tomado como referencia de tiempo para iniciar el proceso de medida de TOF. Usando este esquema, el tráfico de red de sincronización no depende de la tasa de medidas y únicamente está condicionado por la información necesaria para mantener una adecuada sincronización. Como veremos en la sección 4.3 únicamente es necesario la transmisión de dos mensajes ZigBee por multitrama, lo que permite reducir el tráfico de red en un factor 16.

Una ventaja importante de este esquema de medida es la reducción del consumo promedio en los nodos. Al prescindir del envío de un mensaje de sincronización específico para cada medida, los nodos finales pueden dormir su módulo radio y activarlo durante un corto periodo de tiempo para recibir el mensaje de sincronización al comienzo de cada nueva multitrama. El consumo promedio de un nodo final en TELIAMADE es de 29 mA cuando su módulo radio está activo. Sin embargo, este consumo puede alcanzar un valor mínimo de 1.7 mA si el módulo radio es puesto en modo de bajo consumo (transceptor radio y periféricos del microcontrolador deshabilitados). Para un periodo de multitrama de 6.4 s (32 tramas de 200 ms) y asumiendo que el módulo radio sólo es activado durante un periodo equivalente a la duración de 2 tramas, entonces el consumo medio del nodo puede reducirse a 3.5 mA. Esto supone alargar la vida de las baterías en un factor 8. Si los nodos son alimentados por baterías de 1300 mA (baterías utilizadas en la última versión de los nodos), éstos podrían estar funcionando ininterrumpidamente durante 371 horas.

Para determinar el comienzo de una trama dentro de una multitrama, cada nodo de la red dispone de un contador local que es reseteado al inicio de cada multitrama. El inicio de la multitrama es señalizado con la llegada del mensaje de sincronización. En cualquier momento cada nodo puede calcular el número de trama actual de la siguiente manera. Considérese  $\Delta t$  como el offset de tiempo transcurrido desde la recepción del mensaje de sincronización (inicio de la multitrama). El número de trama actual puede ser entonces calculado como:

$$n_F = \left\lfloor \frac{\Delta t}{T_F} \right\rfloor \quad (4.1)$$

donde  $T_F$  es la duración de trama. El offset de tiempo transcurrido desde el inicio de la trama actual es:

$$\Delta t_o = \Delta t - n_F T_F \quad (4.2)$$

En un escenario real de medida cada nodo transmisor comienza la generación del pulso ultrasónico al inicio de una predeterminada trama de la multitrama. El nodo receptor también activa el proceso de recepción de señal al inicio de esa misma trama. Esto garantiza que ambos procesos se inicien en el mismo instante de tiempo. El tiempo transcurrido desde el inicio del proceso de recepción de señal hasta que el pulso es detectado, corresponde al valor de la medida de TOF de señal de ultrasonidos. Esta medida de tiempo es utilizada para determinar la distancia entre el nodo transmisor y el nodo receptor usando la velocidad del sonido. Una duración de trama de  $T_F=200$  ms permite realizar un máximo de 5 medidas de pseudorange por segundo. Este periodo de trama es más que suficiente para garantizar la supresión del efecto multipath provocado por las posibles reflexiones de señal transmitida

en una trama previa. El periodo de multitrama fijado a 6.4 segundos (32 tramas) permite a la red disponer de un máximo de 32 nodos transmisores, asignando a cada uno de ellos una trama de la multitrama. En un escenario con un menor número de nodos transmisores, el sistema ofrece la posibilidad de asignar más de un trama a cada nodo. Aunque estos son los valores utilizados por defecto, el sistema TELIAMADE permite modificar la duración y el número de tramas de la multitrama para adaptar la estructura TDMA a diferentes escenarios de medida.

## 4.2 Problemas de sincronización temporal

La información de tiempo en los nodos es derivada de la señal de reloj de los microcontroladores, la cual es obtenida a partir de osciladores de cristal. El error de sincronización de red está limitado por la baja resolución de los relojes de los nodos ( $T_o$ ) como se describe a continuación. Cuando un nodo transmisor es sincronizado con el coordinador, el error entre sus respectivos relojes se asume que es uniforme en el rango de  $\pm T_o/2$ , con una desviación típica de  $T_o/\sqrt{12}$ . Esto es aplicable también para el nodo receptor. Por lo tanto el error de sincronización entre el nodo transmisor y el nodo receptor será la diferencia de dos variables aleatorias uniformemente distribuidas e independientes, cuya desviación típica vendrá dada por:

$$\sigma_{CLK} = \frac{\sqrt{2}T_o}{\sqrt{12}} = \frac{T_o}{\sqrt{6}} \quad (4.3)$$

Para un valor típico de  $T_o = 1 \mu s$ , la desviación típica del error de sincronización será  $\sigma_{CLK} = 0.41 \mu s$ . Asumiendo ésta la única fuente de error en las medidas de pseudodistancia y una velocidad del sonido típica de  $c = 340 m/s$ , la precisión del sistema en la estimación de distancias estará limitada a 0,14 mm. Esta precisión es suficiente para la mayoría de las aplicaciones, incluso para aquellas que requieran precisiones subcentimétricas.

En la práctica existen otros factores adicionales que causan mayores errores de sincronización y por tanto mayores errores de precisión en las medidas de pseudodistancia. Uno de ellos tiene que ver con los problemas de sincronización a nivel software de los procesos de transmisión y recepción de señal de ultrasonido. Como ya vimos en la subsección 2.1.3, ambos procesos son implementados digitalmente usando el microcontrolador de los nodos. Dependiendo de la configuración del nodo (modo Tx o Rx), el número de ciclos de instrucción necesarios para iniciar la transmisión o recepción de señal es diferente. El tiempo transcurrido desde el instante en el que se activa el proceso de transmisión/recepción hasta el instante en el que se inicia realmente la transmisión/recepción de señal, puede variar dependiendo de la configuración y carga computacional del nodo. Estos retardos causan variaciones de tiempo aleatorias que introducen errores aleatorios en las estimaciones de TOF. En la subsección 4.2.1 describimos la solución implementada para eliminar este problema.

Por otro lado, los osciladores de cristal comerciales utilizados para obtener la señal de reloj en los nodos suelen tener variaciones del orden de varias decenas de partes por millón (entre 10-100 ppm) con respecto a la frecuencia nominal de resonancia. Como resultado, todas las medidas de tiempo realizadas con el reloj del microcontrolador están afectadas por una

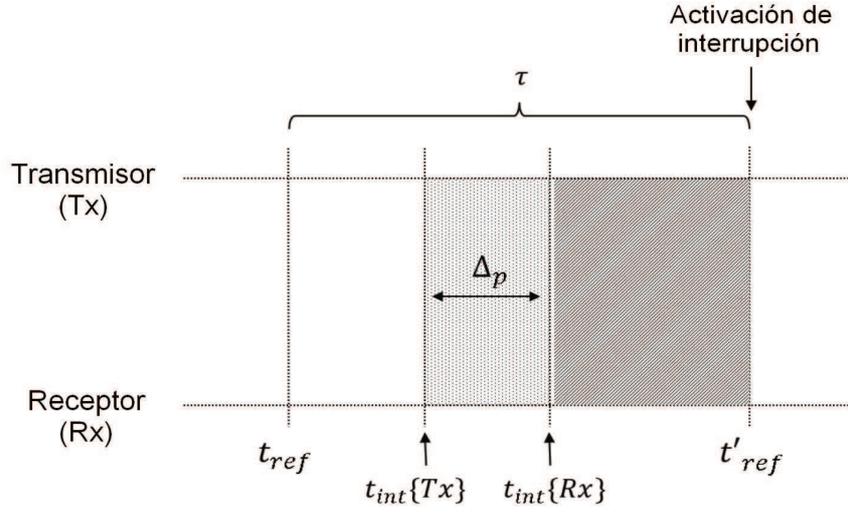
deriva. Diferentes derivas entre los relojes de los nodos conducen a errores de sincronización que degradan el rendimiento del sistema al añadir un *bias* desconocido en las medidas de TOF de señal. Estas derivas de reloj pueden introducir errores significativos cuando se utilizan intervalos de medida de larga duración. Esta es la situación que encontramos en TELIA-MADE al utilizar una estructura de medida TDMA para proporcionar sincronización, donde intervalos de tiempo del orden de varios segundos son típicamente considerados para reducir el tráfico de sincronización de red. Para un valor típico de deriva de 50 ppm y un período de medida de 6.4 s (duración de la multitrama ( $T_M$ ) en la Figura 4.1) es posible obtener errores de tiempo de  $320 \mu s$ , esto es, errores de 10.9 cm en la medida de pseudodistancia para una velocidad típica del sonido de 340 m/s. En la subsección 4.2.2 abordamos el problema de la deriva en los relojes y describimos un algoritmo para solventarlo.

#### 4.2.1 Compensación de la diferencia de tiempo entre los instantes de transmisión y recepción de señal

Tanto la generación de señal (en transmisión) como el muestreo de señal (en recepción), son procesos controlados por rutinas de interrupción programadas en los microcontroladores de los nodos. Antes de iniciar la transmisión/recepción de señal de ultrasonidos, los nodos deben realizar varias operaciones para configurar los periféricos del microcontrolador que intervienen en la operación. En transmisión, es necesario configurar la EUSART, mientras que en recepción es preciso configurar los parámetros del convertidor A/D del microcontrolador. Esto implica la ejecución de un número diferente de ciclos de instrucción de programa y por lo tanto un intervalo de tiempo diferente que también depende de la carga del microcontrolador. Todo ello deriva en un retardo de tiempo aleatorio entre el instante en el que se atienden las rutinas de medida y el instante de tiempo en el que se inicia realmente la transmisión o recepción de señal (activación de las interrupciones).

En la Figura 4.2 se ilustra el diagrama esquemático de la temporización de los procesos de transmisión/recepción de señal. A pesar de que ambos procesos son disparados en el mismo instante de tiempo ( $t_{ref}$ ), existe un retardo  $\Delta p$  entre el inicio de la transmisión de señal y el comienzo del muestreo de señal, es decir, entre el instante de tiempo en el que se genera la primera muestra de señal  $t_{int}\{Tx\}$  en el nodo transmisor y el instante de tiempo en el que se adquiere la primera muestra de señal  $t_{int}\{Rx\}$  en el nodo receptor.  $\Delta p$  es un intervalo de tiempo aleatorio que depende de la configuración y carga de trabajo actual del nodo.

Para solventar la pérdida de sincronización descrita anteriormente, proponemos la implementación de un retardo de tiempo común en los nodos ( $\tau$ ) antes de habilitar los servicios de interrupción del microcontrolador, el cual es medido desde la referencia de tiempo  $t_{ref}$ , esto es, desde el instante de tiempo que señala el inicio de la trama de medida en los nodos. En transmisión, una vez el nodo alcanza  $t_{ref}$ , inicia la configuración de los periféricos del microcontrolador que permiten la transmisión de señal. Dicha configuración finaliza en  $t_{int}\{Tx\}$ . Sin embargo, en lugar de habilitar inmediatamente la interrupción, espera hasta  $t'_{ref}$  para hacerlo. Un procedimiento similar se realiza en la recepción de señal en la que están involucrados los tiempos  $t_{ref}$ ,  $t_{int}\{Rx\}$  y  $t'_{ref}$ . El retardo de tiempo implementado en transmisión y en recepción hasta alcanzar  $t'_{ref}$  es dado por  $(t'_{ref} - t_{int}\{Tx\})$  y  $(t'_{ref} - t_{int}\{Rx\})$  respectivamente, usando para ello un temporizador del microcontrolador.



**Figura 4.2:** Ilustración de la temporización de los procesos de transmisión/recepción de señal de ultrasonidos.  $t_{ref}$  representa el instante de tiempo en el que un nodo es programado para iniciar la rutina que gestiona el proceso de medida (transmisión o recepción).  $t_{int}\{Tx\}$  y  $t_{int}\{Rx\}$  hacen referencia a los instantes de tiempo en los cuales las interrupciones de medida son activadas respectivamente en el nodo transmisor y el nodo receptor cuando no se usa ninguna compensación.  $\tau$  es un retardo fijo y  $t'_{ref}$  es el instante de tiempo obtenido de aplicar el algoritmo de compensación. Dicho instante es común a ambos nodos y permite que las interrupciones de transmisión y recepción de señal se activen a la vez.

De este modo los procesos de transmisión y recepción de señal quedan sincronizados, inicializándose en el instante de tiempo:

$$t'_{ref} = t_{ref} + \tau \quad (4.4)$$

donde  $t_{ref}$  es calculado como sigue, considerando el número de trama asignada ( $n_F$ ) y la marca de tiempo correspondiente al inicio de multitrama ( $t_n$ ):

$$t_{ref} = t_n + n_F T_F \quad (4.5)$$

El intervalo de tiempo  $\tau$  es seleccionado para permitir que los procesos de configuración asociados a la transmisión y recepción de señal finalicen antes de habilitar las interrupciones de medida. El valor de  $\tau$  es seleccionado en base a medidas de tiempo experimentales de  $t_{int}\{Tx\} - t_{ref}$  y  $t_{int}\{Rx\} - t_{ref}$ , tomando un valor superior al mayor de ambos retardos para amortiguar la variabilidad aleatoria debida a la carga de trabajo del microcontrolador. En este caso, la experimentación fue realizada tomando al azar 5 nodos de la red, los cuales fueron configurados como transmisores y receptores; para cada configuración (Tx y Rx) se tomaron 200 medidas de los instantes de tiempo  $t_{ref}$ ,  $t_{int}$  y  $t'_{ref}$  (ver Figura 4.2), donde  $t_{int}$  representa indistintamente a  $t_{int}\{Tx\}$  o  $t_{int}\{Rx\}$  dependiendo de la configuración del nodo. Por lo tanto, un total de 1000 medidas fueron obtenidas para cada configuración, usando el reloj local de los nodos con una resolución de  $1 \mu s$ . En la Tabla 4.1 se muestran los valores

	(A) $t_{int} - t_{ref}$		(B) $t'_{ref} - t_{ref}$	
	Tx	Rx	Tx	Rx
<b>Media</b> ( $\mu s$ )	2148.88	2192.20	4042.01	4042.00
<b>Dev</b> ( $\mu s$ )	487.63	494.65	0.42	0.41
<b>Min</b> ( $\mu s$ )	1252	1241	4041	4041
<b>Max</b> ( $\mu s$ )	3198	3162	4043	4043

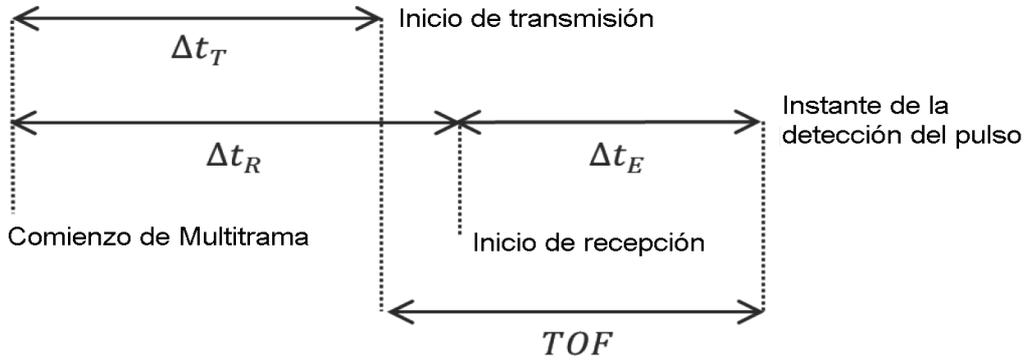
**Tabla 4.1:** Media (*media*), desviación típica (*Dev*), valor mínimo (*Min*) y valor máximo (*Max*) del retardo de tiempo estimado entre el inicio de la rutina de medida ( $t_{ref}$ ) y el instante de tiempo efectivo donde se activan las interrupciones que inician la transmisión/recepción de señal. (A) Sin aplicar compensación del retardo y (B) aplicando el algoritmo de compensación de retardo descrito en 4.2.1.

de media, desviación típica y los valores mínimo y máximo del retardo, obtenidos de aplicar o no (caso B y caso A respectivamente) el esquema de compensación descrito para ambas configuraciones de los nodos.

Para compensar ese retardo el valor de  $\tau$  es seleccionado atendiendo a los resultados mostrados en las dos primeras columnas de la Tabla 4.1. Estos valores corresponden al caso donde no se aplica el algoritmo de compensación. Dado que el máximo retardo en transmisión y recepción es  $3198 \mu s$  y  $3162 \mu s$  respectivamente, fijamos un valor de  $\tau=4000 \mu s$ . Este retardo es suficiente para garantizar el correcto funcionamiento del algoritmo. En la tercera y cuarta columna de la tabla podemos ver los nuevos valores del retardo asociados a los modos Tx y Rx. Nótese que el nuevo retardo medido experimentalmente ( $4042 \mu s$ ) es ligeramente superior a  $4000 \mu s$ ; esto es debido al número de ciclos de operación adicionales (siempre constante) requeridos por el microcontrolador para implementar el retardo  $\tau$ .

Si analizamos los resultados obtenidos para el caso donde no se realiza compensación del retardo (experimentación A), podemos ver que los valores medios del retardo en transmisión y recepción son aproximadamente de 2.1 ms y 2.2 ms respectivamente. Sin embargo, es posible observar un comportamiento aleatorio significativo en las medidas, con una desviación típica del orden de 0.5 ms. Para una velocidad típica del sonido de 340 m/s dichas variaciones pueden introducir errores rms del orden de 17 cm en las estimaciones de distancia.

Al aplicar el esquema de compensación propuesto (experimentación B), observamos que la desviación típica del retardo es drásticamente reducida. El valor medio del retardo para ambas configuraciones (Tx y Rx) es ahora idéntico, debido al retardo común que implementan todos los nodos antes de activar la interrupción de medida. Por otro lado, la desviación máxima absoluta respecto al valor medio es únicamente de  $1 \mu s$  (resolución nominal del reloj del nodo) y la desviación típica es reducida a  $0.41 \mu s$  (valor mínimo teórico obtenido para la resolución de reloj considerada). Por lo tanto, y asumiendo que no hay deriva en los relojes de los nodos, los errores rms de distancia debidos a la sincronización de reloj son reducidos a 0.14 mm, lo cual es más que suficiente para el diseño de un sistema con pretensiones de precisión subcentimétrica.



**Figura 4.3:** Diagrama esquemático de la temporización en la medida del TOF de señal.

#### 4.2.2 Compensación del bias debido a diferentes derivas de reloj

En esta subsección describimos la formulación temporal del proceso de medida del TOF, analizando el efecto de las derivas de los relojes. En este punto, asumimos que el error de sincronización debido al retardo en la ejecución de los procesos de transmisión y recepción de señal es compensado aplicando el algoritmo descrito en 4.2.1.

Comencemos asumiendo una deriva de reloj  $\beta_n$  distinta para cada nodo, considerando la variación relativa del periodo de los osciladores de cristal con respecto al periodo nominal<sup>3</sup>. La relación entre un intervalo de tiempo  $\Delta t$  y el correspondiente valor  $(\Delta t)_n$  medido por un nodo con una deriva de reloj  $\beta_n$ , puede ser expresada como:

$$\Delta t = (1 + \beta_n)(\Delta t)_n \quad (4.6)$$

A partir de este momento utilizaremos el subíndice  $n$  para referirnos a cualquier nodo final, independientemente de que sea transmisor o receptor. Este subíndice será reemplazado por  $T$  cuando nos refiramos a un nodo transmisor y por  $R$  cuando sea un nodo receptor.

La Figura 4.3 muestra un diagrama esquemático de los tiempos involucrados en la medida de TOF de señal entre un nodo transmisor (T) y un nodo receptor (R).  $\Delta t_T$  es el tiempo transcurrido desde el comienzo de la multitrama hasta el inicio de la generación del pulso ultrasónico por el nodo transmisor. Del mismo modo  $\Delta t_R$  es el tiempo transcurrido desde el inicio de la multitrama hasta el inicio del proceso de muestreo de señal en el nodo receptor.  $\Delta t_E$  es el retardo del pulso ultrasónico desde el inicio del proceso de muestreo. El TOF se puede expresar en estos términos como:

$$\Delta t_E = TOF + (\Delta t_T - \Delta t_R) \quad (4.7)$$

A continuación vamos a analizar el efecto de las derivas de reloj suponiendo por un momento que los relojes tienen una resolución infinita. Consideremos el caso de una medida

<sup>3</sup>Nótese que a diferencia de lo habitual, en este caso la deriva es definida como la variación relativa del periodo en lugar de la variación relativa de la frecuencia.

de TOF programada en la trama  $n_F$  de la multitrama. Cada nodo  $n$  (transmisor o receptor) implementa el retardo nominal  $n_F T_F$  desde el inicio de la multitrama hasta el comienzo de la trama  $n_F$ . Sin embargo, debido a su deriva de reloj, el valor real del retardo será:

$$\Delta t_n = n_F T_F (1 + \beta_n) \quad (4.8)$$

Dado que el transmisor y el receptor proceden de la misma forma, podemos escribir los retardos  $\Delta t_T$  y  $\Delta t_R$  usando las siguientes relaciones:

$$\Delta t_T = n_F T_F (1 + \beta_T) \quad (4.9)$$

$$\Delta t_R = n_F T_F (1 + \beta_R) \quad (4.10)$$

donde  $\beta_T$  y  $\beta_R$  son las derivas de los relojes del transmisor y receptor respectivamente. Usando (4.7), (4.9) y (4.10) podemos escribir una nueva relación entre  $\Delta t_E$  y TOF en la forma:

$$\Delta t_E = TOF + n_F T_F (\beta_T - \beta_R) \quad (4.11)$$

en la que es evidente que  $\Delta t_E$  es una estimación sesgada del TOF. El desplazamiento (*bias*) en la medida del TOF es dado por una función que depende de la diferencia de las derivas de reloj, el número de trama y la duración de trama. El máximo error de *bias* ocurre para la última trama de la multitrama  $n_F=31$ . Considerando  $T_F=200$  ms y derivas de reloj del orden de 50 ppm, este *bias* puede alcanzar valores de 620  $\mu$ s, lo que equivale a un error de distancia de 21 cm asumiendo una velocidad típica del sonido de 340 m/s.

La compensación directa de este *bias* requiere que el nodo receptor conozca con precisión su propia deriva de reloj  $\beta_R$  y también la deriva de reloj del nodo transmisor  $\beta_T$ . A continuación describimos una solución más simple para eliminar el *bias*. Esta solución permite además hacer un seguimiento de las variaciones temporales de las derivas de reloj, debidas por ejemplo a cambios de temperatura.

El término de *bias* puede ser eliminado si todos los nodos comparten una base de tiempos común proporcionada por el nodo coordinador. Para ello, cada nodo de la red realiza una estimación del tiempo común (tiempo del coordinador) aplicando una transformación lineal de su tiempo local.

La relación entre la medida de un intervalo de tiempo  $\Delta t$  usando el reloj del nodo coordinador  $(\Delta t)_c$  y el reloj del nodo final  $(\Delta t)_n$  es:

$$(\Delta t)_c = (1 + \alpha_n)(\Delta t)_n \quad (4.12)$$

donde  $\alpha_n$  es la deriva de reloj del nodo  $n$  con respecto al reloj del coordinador. Su valor puede ser expresado en función de las derivas de reloj del nodo coordinador  $\beta_c$  y el nodo final  $\beta_n$  en la forma:

$$1 + \alpha_n = \frac{1 + \beta_n}{1 + \beta_c} \quad (4.13)$$

Haciendo uso de (4.12), cada nodo puede transformar un intervalo de tiempo medido con el reloj del coordinador en unidades de su propio reloj y viceversa, puesto que el valor de  $\alpha_n$  es conocido.

Considérese de nuevo el caso de una medida de TOF programada en la trama  $n_F$  de la multitrama. Cada nodo asume que dicho instante de tiempo de medida está expresado en unidades del reloj del coordinador y transforma ese tiempo a unidades de su propio reloj usando (4.12), de modo que el instante de medida es expresado como  $\widetilde{n_F T_F} = n_F T_F / (1 + \alpha_n)$ . Debido a la deriva del reloj del nodo ( $\beta_n$ ), el retardo de medida implementado será:

$$\widetilde{\Delta t_n} = \widetilde{n_F T_F} (1 + \beta_n) = n_F T_F (1 + \beta_n) / (1 + \alpha_n) = n_F T_F (1 + \beta_c) = \Delta t_c \quad (4.14)$$

Esto es equivalente a la demora que tendría que haber implementado el nodo coordinador antes de iniciar el proceso de medida. Nótese que este retardo tiene un valor fijo independientemente del nodo considerado, es decir, que tanto el transmisor como el receptor implementan el mismo retardo y por lo tanto el *bias* en (4.11) es eliminado.

### 4.3 Estimación de $\alpha$

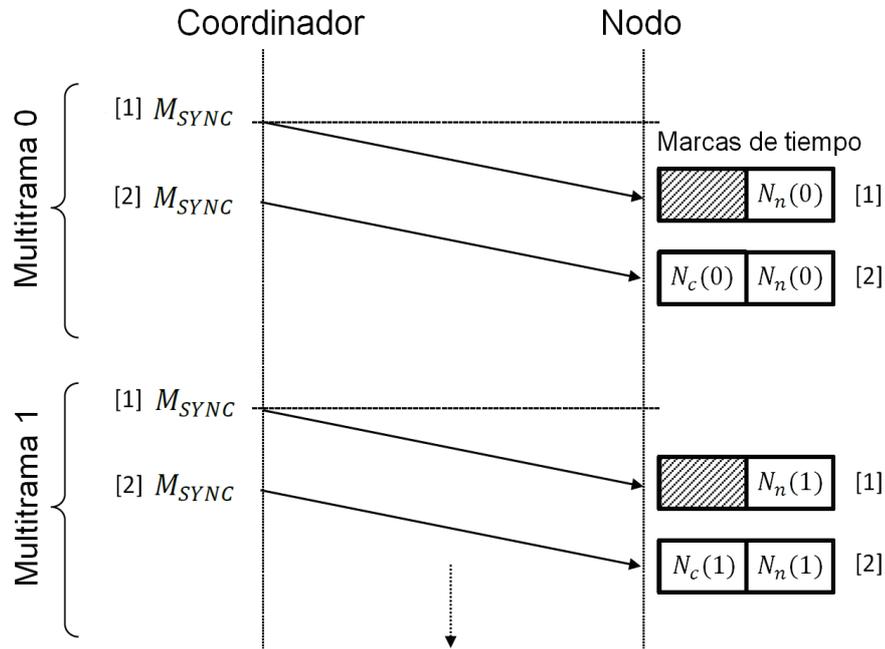
Para implementar el algoritmo descrito en 4.2.2, cada nodo de la red debe estimar su valor de  $\alpha$ . Esto es posible usando la información de sincronización enviada por el nodo coordinador al comienzo de cada multitrama. En esta sección describimos el algoritmo que permite estimar de forma completa el valor de  $\alpha$ , junto con un análisis detallado del error que incluye la resolución finita del reloj.

Permitámonos definir el estimador de  $\alpha$  de un nodo como:

$$\tilde{\alpha}_n(k) = \frac{\Delta N_c(k) T_c}{\Delta N_n(k) T_o} - 1 = \frac{(N_c(k) - N_c(k-1)) T_c}{(N_n(k) - N_n(k-1)) T_o} - 1 \quad (4.15)$$

donde  $N_c(k)$  y  $N_n(k)$  son respectivamente el número de ciclos (*ticks*) de reloj del nodo coordinador y el nodo final medidos en el instante de llegada del mensaje de sincronización que señala el comienzo de la multitrama  $k$ , mientras que  $N_c(k-1)$  y  $N_n(k-1)$  son las marcas de reloj correspondientes a la multitrama  $k-1$ .  $T_c$  y  $T_o$  hacen referencia a la resolución nominal de los relojes del nodo coordinador y nodo final respectivamente<sup>4</sup>. Como demostraremos más adelante, se trata de un estimador de  $\alpha_n$  no sesgado.

<sup>4</sup>Utilizamos  $T_o$  en lugar de  $T_n$  para designar la resolución nominal del reloj de los nodos, con el objetivo de enfatizar que dicha resolución es considerada igual en todos ellos independientemente de que éstos operen como transmisores o receptores de ultrasonido.



**Figura 4.4:** Secuencia de mensajes de sincronización.  $N_n(k)$  representa la marca de tiempo de la recepción del primer mensaje de sincronización medido en unidades de reloj del nodo final.  $N_c(k)$  hace referencia a la marca de tiempo del envío del primer mensaje de sincronización expresado en unidades de reloj del nodo coordinador, la cual es transmitida en el payload del segundo mensaje de sincronización.

El valor de  $N_n(k)$  es fácil de obtener. Únicamente requiere tomar el valor del contador de ticks del reloj del nodo en el instante de la recepción del mensaje de sincronización. En cambio, el valor de  $N_c(k)$  es más difícil de obtener ya que necesitamos conocer el valor del contador de ticks del reloj del coordinador en el momento del envío del mensaje de sincronización. El protocolo de sincronización implementado en TELIAMADE utiliza dos mensajes de sincronización que son transmitidos de forma consecutiva por el nodo coordinador al comienzo de cada multitrama. En la Figura 4.4 se ilustra la secuencia de envío de los mensajes de sincronización. El primer mensaje de sincronización sirve para obtener el valor de  $N_n(k)$  en los nodos de la red. Esta marca de tiempo (expresada en unidades de reloj del nodo final) es extraída del campo *TickHead* de la primitiva del mensaje (ver 2.2.3.1). El segundo mensaje de sincronización es utilizado para informar a los nodos del valor de  $N_c(k)$  medido en el instante de envío del primer mensaje de sincronización. Esta marca de tiempo (denotada por *TickTrans* en 2.2.3.1) está expresada en unidades de reloj del coordinador y es obtenida justo después de iniciar la transmisión de la PPDU del primer mensaje de sincronización. Esto impide que pueda ser incluida en el propio mensaje y por ello es necesaria la transmisión de un segundo mensaje para proporcionar esta información. Usando ambas marcas de tiempo los nodos son capaces de estimar su propia  $\alpha$ .

### 4.3.1 Media y desviación típica del estimador $\tilde{\alpha}$

El instante de tiempo de la recepción del mensaje de sincronización transmitido al inicio de la multitrama  $k$  puede ser expresado de forma genérica como:

$$t_s(k) = (N_n(k) + \varepsilon_n(k))(1 + \beta_n)T_o \quad (4.16)$$

donde  $N_n(k)$  es la marca de tiempo (expresada en ticks de reloj del nodo) obtenida en el momento de la recepción del mensaje de sincronización  $k$  y  $\varepsilon_n(k)$  es un proceso aleatorio no correlado uniformemente distribuido en  $[0, 1]$  que tiene en cuenta los efectos de cuantización debidos a la resolución finita del reloj del nodo ( $T_o$ ).

El intervalo de tiempo transcurrido entre los instantes de llegada de dos mensajes de sincronización consecutivos enviados al inicio de las multitramas  $k - 1$  y  $k$ , es dado por:

$$\Delta t_s(k) = (t_s(k) - t_s(k - 1)) = (\Delta N_n(k) + \Delta \varepsilon_n(k))(1 + \beta_n)T_o \quad (4.17)$$

Una expresión similar puede ser derivada para representar el mismo intervalo de tiempo medido con el reloj del coordinador:

$$\Delta t_s(k) = (\Delta N_c(k) + \Delta \varepsilon_c(k))(1 + \beta_c)T_c \quad (4.18)$$

donde  $T_c$  es la resolución nominal del reloj del coordinador. Igualando (4.17) con (4.18) y usando la definición (4.15), podemos obtener la siguiente expresión para el estimador:

$$\tilde{\alpha}_n(k) = \alpha_n + \frac{\Delta \varepsilon_n(k)(1 + \alpha_n) - \Delta \varepsilon_c(k)(T_c/T_o)}{\Delta N_n(k)} \quad (4.19)$$

Dado que  $\varepsilon_n(k)$  y  $\varepsilon_c(k)$  son procesos aleatorios incorrelados uniformemente distribuidos en  $[0, 1]$ ,  $\Delta \varepsilon_n(k)$  y  $\Delta \varepsilon_c(k)$  serán la diferencia de dos procesos aleatorios incorrelados uniformemente distribuidos. Por lo tanto, el valor esperado y la varianza del estimador vendrán dados por:

$$E[\tilde{\alpha}_n(k)] = \alpha_n \quad (4.20)$$

$$Var[\tilde{\alpha}_n(k)] = \frac{(1 + \alpha_n)^2 + (T_c/T_o)^2}{6(\Delta N_n(k))^2} \quad (4.21)$$

donde  $\Delta N_n(k)$  es el número de ticks de reloj medidos entre dos mensajes de sincronización consecutivos. Su valor puede ser aproximado por:

$$\Delta N_n(k) = \left\lceil \frac{T_M}{T_o} \right\rceil \quad (4.22)$$

**Tabla 4.2:** Desviaciones típicas ( $\sigma$ ) de  $\alpha$  estimadas de forma teórica y simulada para diferentes resoluciones de reloj del coordinador ( $T_c$ ) y el nodo final ( $T_o$ ). Los valores teóricos son obtenidos con (4.21). Los valores simulados con Monte Carlo son obtenidos para diferentes valores del coeficiente  $a$  del filtro IIR. El promedio de los valores medios es igual a una deriva de 50.0013 ppm en todos los casos.

		Teórico	Simul. a=1.0	Simul. a=0.2	Simul. a=0.1
Tc( $\mu$ s)	To( $\mu$ s)	$\sigma$ (ppm)	$\sigma$ (ppm)	$\sigma$ (ppm)	$\sigma$ (ppm)
1	1	0.0902	0.0902	0.0134	0.0065
2	1	0.1426	0.1426	0.0213	0.0104
2	2	0.1804	0.1807	0.0269	0.0131

asumiendo que el tiempo medio entre mensajes de sincronización consecutivos es igual a la duración de multitrama ( $T_M$ ).

Como demostraremos más adelante, la varianza definida en (4.21) puede tener una contribución significativa en la varianza total de la estimación del TOF. Por ejemplo, para  $T_c=2 \mu$ s,  $T_o=1 \mu$ s,  $\alpha_n=50$  ppm y  $n_F T_F=6.4$  s, la raíz cuadrada de (4.21) tomará un valor de 0.1426 ppm. Los nodos de la red estiman su  $\tilde{\alpha}_n(k)$  al inicio de cada nueva multitrama  $k$ , y esta información puede ser utilizada para lograr una mejor estimación con una menor varianza. Sin embargo, es posible reducir el valor de la varianza realizando un promedio de estimaciones consecutivas. Suponiendo un proceso aleatorio constante o de lenta variabilidad, proponemos el uso de un simple filtro IIR (Infinite Impulse Response) de primer orden para calcular el valor medio de  $\tilde{\alpha}_n(k)$  en la forma:

$$\hat{\alpha}_n(k) = a\tilde{\alpha}_n(k) + (1 - a)\hat{\alpha}_n(k - 1) \quad (4.23)$$

donde el valor óptimo de  $a$  puede ser estimado basándose en la autocorrelación de  $\tilde{\alpha}_n(k)$  o bien de forma experimental.

Para validar los resultados obtenidos con esta aproximación se realizaron simulaciones de Monte Carlo. El intervalo de tiempo entre mensajes de sincronización fue simulado como una variable aleatoria gaussiana de media 6.4 segundos (la duración de multitrama) y una desviación típica de 0.25 ms (para simular un retardo aleatorio en el coordinador al enviar los mensajes de sincronización). Las derivas relativas del reloj del coordinador y el reloj del nodo fueron seleccionadas a  $\beta_c = -25$  ppm y  $\beta_n = 25$  ppm respectivamente, que corresponden a un valor de  $\alpha_n$  del orden de 50 ppm. Se realizó un total de 200 simulaciones considerando el envío de  $10^6$  mensajes de sincronización de multitrama en cada simulación y analizando diferentes resoluciones del reloj del nodo coordinador y nodo final. En la Tabla 4.2 se muestra el promedio de estos resultados para diferentes valores del coeficiente  $a$  del filtro IIR. El promedio de los valores medios obtenidos para todos los casos es igual al valor de deriva teórica calculado con (4.13) para  $\beta_c=-25$  ppm y  $\beta_n=25$  ppm, que es de 50.0013 ppm. Las desviaciones típicas para el caso de  $a=1.0$  también coinciden con los valores teóricos obtenidos con (4.21) (cuando el filtro IIR no es utilizado). Para el caso de utilizar un filtro IIR con  $a=0.2$ , la simulación predice una reducción de la desviación típica en un factor de 6.7 y de 13.7 para un valor de  $a=0.1$ .

## 4.4 Análisis del error en la estimación del TOF

En esta sección presentamos un análisis completo del error en la medida del TOF de señal, donde se incluyen los efectos de las derivas y la resolución finita de los relojes. Asumimos que cada nodo  $n$  implementa el algoritmo de estimación de  $\alpha$  descrito en la sección 4.3, obteniendo un valor:

$$\hat{\alpha}_n = \alpha_n + \xi_n \quad (4.24)$$

donde  $\hat{\alpha}_n$  representa el valor de deriva estimado en la multitrama actual y  $\xi_n$  corresponde a un término de error de media cero con desviación típica indicada en la Tabla 4.2. Por simplicidad en la notación, suprimimos la referencia al índice de trama  $k$  en la formulación que describimos a continuación.

Considérese de nuevo el caso de una medida de TOF programada en la trama  $n_F$  de la multitrama. Cada nodo  $n$  implementa un retardo de  $n_F T_F / (1 + \hat{\alpha}_n)$  segundos desde el inicio de la multitrama (medido con su propio reloj) antes de iniciar el proceso de transmisión o recepción de señal dependiendo de la configuración del nodo. Dicho retardo es implementado contando el número de ticks de reloj ( $M_n$ ) equivalentes a ese retardo:

$$M_n = \left\lfloor \frac{n_F T_F}{(1 + \hat{\alpha}_n) T_o} \right\rfloor = \frac{n_F T_F}{(1 + \hat{\alpha}_n) T_o} - v_n \quad (4.25)$$

donde  $v_n$  es considerada una variable aleatoria uniformemente distribuida en  $[0, 1]$  e independiente de  $\varepsilon_n$ . Por lo tanto, el instante de tiempo en el cual los nodos inician la generación o recepción de un pulso ultrasónico es dado por:

$$t_n = (N_n + M_n)(1 + \beta_n) T_o \quad (4.26)$$

Usando (4.16) para determinar el inicio de la actual multitrama, podemos escribir el retardo en la forma:

$$\widehat{\Delta t}_n = t_n - t_s = n_F T_F \frac{1 + \beta_n}{1 + \hat{\alpha}_n} - (\varepsilon_n + v_n)(1 + \beta_n) T_o \quad (4.27)$$

Para simplificar el análisis de error debido a la varianza de  $\hat{\alpha}_n$ , realizamos la siguiente aproximación:

$$\frac{1}{1 + \hat{\alpha}_n} = \frac{1}{1 + \alpha_n + \xi_n} \simeq \frac{1}{1 + \alpha_n} - \frac{\xi_n}{(1 + \alpha_n)^2} \quad (4.28)$$

Usando (4.27), (4.28) y (4.13) podemos derivar la siguiente expresión para el retardo:

$$\widehat{\Delta t}_n = n_F T_F (1 + \beta_c) - n_F T_F \frac{1 + \beta_c}{1 + \alpha_n} \xi_n - (\varepsilon_n + v_n)(1 + \beta_n) T_o \quad (4.29)$$

Considerando (4.29) para determinar  $\widehat{\Delta t}_T$  y  $\widehat{\Delta t}_R$ , la diferencia de tiempo (4.7) puede ser expresada ahora como:

$$\begin{aligned} \widehat{\Delta t}_E = & TOF + \left( \frac{\xi_R}{1 + \alpha_R} - \frac{\xi_T}{1 + \alpha_T} \right) (1 + \beta_c) n_F T_F \\ & + ((\varepsilon_R + \nu_R)(1 + \beta_R) - (\varepsilon_T + \nu_T)(1 + \beta_T)) T_o \end{aligned} \quad (4.30)$$

#### 4.4.1 Otras fuentes de error

La estimación de  $\Delta t_E$  es realizada por el nodo receptor usando un correlador digital en cuadratura (ver los detalles en el capítulo 3), donde el retardo es obtenido en unidades de muestras de señal de ultrasonido. La estimación del retardo puede ser modelada como:

$$\overline{\Delta t_E} = \widehat{\Delta t_E} + b + \eta \quad (4.31)$$

donde  $b$  es un término de *bias* debido al retardo de grupo de los transductores y el filtro analógico paso banda del diseño hardware de los nodos y  $\eta$  es un término aleatorio de media cero que depende de la SNR de la señal ultrasónica recibida.

Asumiendo un periodo de muestreo nominal  $T_s$ , el valor real del periodo de muestreo en el nodo receptor es  $\widetilde{T}_s = T_s(1 + \beta_R)$ . El retardo medido en unidades de muestras de señal será:

$$N_s = \frac{\overline{\Delta t_E}}{T_s(1 + \beta_R)} \quad (4.32)$$

Por otra parte, el retardo estimado (usando el periodo de muestreo nominal) será:

$$\widetilde{\Delta t_E} = N_s T_s = \frac{\overline{\Delta t_E}}{(1 + \beta_R)} \quad (4.33)$$

Aunque  $\widetilde{\Delta t_E}$  y  $\overline{\Delta t_E}$  están relacionados por  $(1 + \beta_R)$ ,  $\beta_R$  es desconocido por el receptor, y por lo tanto su estimación del TOF se basa únicamente en  $\widetilde{\Delta t_E}$ . Por esta razón decidimos realizar un análisis del error de esta variable para ver su efecto en la medida de TOF.

Usando (4.33), (4.31) y (4.30) podemos escribir finalmente la siguiente expresión para la estimación del TOF:

$$\begin{aligned} \widetilde{\Delta t_E} = & TOF + b - \frac{\beta_R}{1 + \beta_R} (TOF + b) + \frac{\eta}{1 + \beta_R} + \frac{n_F T_F}{1 + \alpha_R} \left( \frac{\xi_R}{1 + \alpha_R} - \frac{\xi_T}{1 + \alpha_T} \right) \\ & + T_o \frac{(\varepsilon_R + \nu_R)(1 + \beta_R) - (\varepsilon_T + \nu_T)(1 + \beta_T)}{1 + \beta_R} \end{aligned} \quad (4.34)$$

El valor esperado y la varianza del estimador pueden ser evaluados considerando que todos los términos aleatorios en (4.34) son independientes:

$$E[\widetilde{\Delta t_E}] = TOF + b - \frac{\beta_R}{1 + \beta_R}(TOF + b) + T_o \frac{\beta_R - \beta_T}{1 + \beta_R} \quad (4.35)$$

$$\begin{aligned} Var[\widetilde{\Delta t_E}] = & \frac{\sigma_\eta^2}{(1 + \beta_R)^2} + \left( n_F T_F \frac{1 + \beta_c}{1 + \beta_R} \right)^2 \left( \left( \frac{1 + \beta_c}{1 + \beta_R} \right)^2 + \left( \frac{1 + \beta_c}{1 + \beta_T} \right)^2 \right) \sigma_\xi^2 \\ & + \frac{T_o^2}{6} \left( 1 + \left( \frac{1 + \beta_T}{1 + \beta_R} \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (4.36)$$

donde  $\sigma_\xi^2$  es la varianza en la estimación de  $\alpha$ . Las expresiones anteriores del valor esperado y la varianza pueden ser aproximadas asumiendo que  $1 + \beta_c \simeq 1 + \beta_R \simeq 1 + \beta_T \simeq 1$ :

$$E[\widetilde{\Delta t_E}] \simeq TOF + b - \beta_R(TOF + b) + T_o(\beta_R - \beta_T) \quad (4.37)$$

$$Var[\widetilde{\Delta t_E}] \simeq \sigma_\eta^2 + \frac{T_o^2}{3} + 2(n_F T_F)^2 \sigma_\xi^2 \quad (4.38)$$

#### 4.4.2 Orden de magnitud de los diferentes errores

Para demostrar la excelente precisión del esquema de medida propuesto, hemos realizado una evaluación del orden de magnitud de los errores que afectan a la estimación del TOF usando (4.37) y (4.38). Para ello se han considerado los siguientes valores típicos: una resolución de reloj  $T_o = 1 \mu s$ , unas derivas relativas de reloj  $|\beta_T| \leq 50$  ppm y  $|\beta_R| \leq 50$  ppm,  $TOF \leq 30$  ms (asumimos pseudodistancias máximas del orden de 10 m) y un retardo de grupo  $b = 0.25$  ms.

Considerando estos valores, el término de *bias*  $T_o(\beta_R - \beta_T)$  en (4.37) toma un valor máximo de  $10^{-4} \mu s$  y por tanto puede ser despreciado. El término  $\beta_R(TOF + b)$  es un *bias* dependiente del TOF. Este término toma un valor máximo de  $1.5 \mu s$  en 10 m y de  $0.75 \mu s$  en 5 m. Pero en cualquier caso, puede ser parcialmente eliminado con la constante de *bias*  $b$  en el proceso de calibración de los nodos del sistema.

La expresión de la varianza en (4.38) se compone de tres términos. El primero de ellos ( $\sigma_\eta^2$ ) representa la varianza estimada a la salida del correlador. El segundo término ( $T_o^2/3$ ) depende de la resolución del reloj del nodo. Por ejemplo, para una resolución típica de reloj de  $1 \mu s$ , la desviación típica asociada es de  $0.58 \mu s$ . El último término es la contribución de la varianza en la estimación de  $\alpha$ . Su valor depende del offset de tiempo  $n_F T_F$  desde el inicio de la multitrama. Por lo tanto, las medidas de TOF tendrán una varianza diferente dependiendo de la trama en la cual sean realizadas. Por ejemplo, las medidas realizadas en la primera trama ( $n_F=0$ ) no estarán afectadas por este término, mientras que las medidas realizadas en la última trama ( $n_F=31$ ) tendrán una contribución importante de este término. Si consideramos un valor típico de  $\sigma_\xi = 0.1426$  ppm (ver Tabla 4.2 para el caso Siml.  $a = 1.0$

(sin filtro IIR) con  $T_c = 2\mu\text{s}$  y  $T_o = 1\mu\text{s}$ , la máxima contribución rms de este término es  $1.25\mu\text{s}$ . Usando un filtrado IIR con un valor de  $a=0.1$ , la desviación típica se reduce a  $\sigma_\xi=0.0104$  ppm y el valor rms máximo de este término es de  $0.09\mu\text{s}$ .

La contribución conjunta de los dos últimos términos en (4.38) al error rms del TOF es inferior a  $0.6\mu\text{s}$ . Esto equivale a un error de distancia de  $0.2\text{ mm}$  para una velocidad del sonido de  $340\text{ m/s}$ . Este error es el límite teórico de precisión que podemos lograr con el sistema TELIAMADE en la estimación de distancias debido a la resolución finita de los relojes y las diferencias de deriva de reloj en los nodos de la red. Incrementando por ejemplo la resolución de reloj  $T_o$  de  $1\mu\text{s}$  a  $0.25\mu\text{s}$ , es posible reducir el correspondiente error rms a un valor de  $0.14\mu\text{s}$  y hacer que la contribución total del error rms sea de  $0.17\mu\text{s}$  ( $0.06\text{ mm}$  asumiendo una velocidad de  $340\text{ m/s}$ ). Los resultados derivados del análisis teórico de nuestra aproximación muestran que el error total rms en la medida de TOF estará poco afectado por las derivas de los relojes gracias a la corrección de dichas derivas. Este error sí dependerá en mayor medida de la resolución temporal de los relojes (salvo a SNR bajas). La precisión de medida lograda con esta aproximación permite cumplir nuestro objetivo de proporcionar una precisión subcentimétrica en posicionamiento.

## 4.5 Resultados experimentales para evaluar la precisión de sincronización

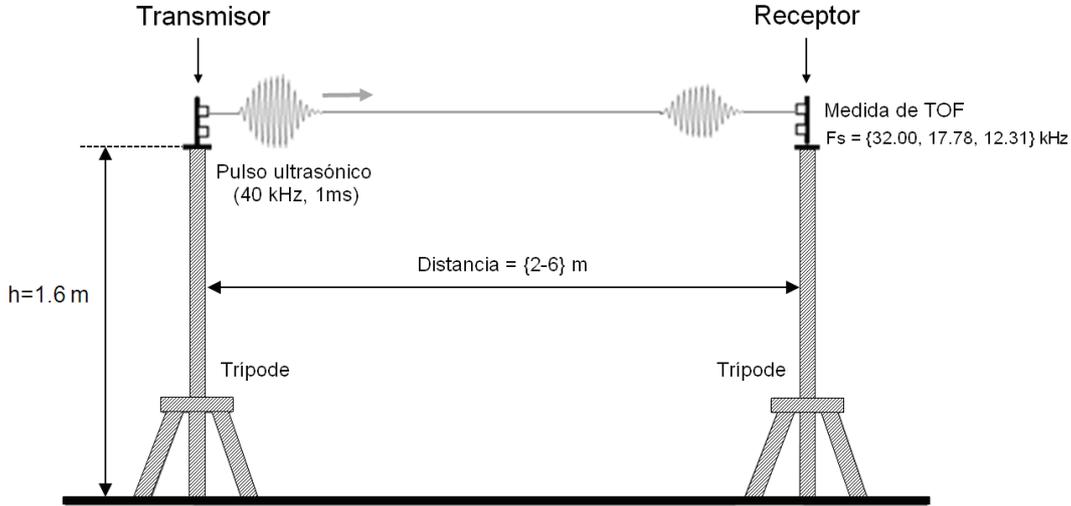
En esta sección presentamos resultados experimentales que muestran la eficacia del esquema de medida propuesto en TELIAMADE. Los algoritmos de compensación descritos anteriormente han sido implementados en los nodos del sistema para evaluar su rendimiento.

Junto a las fuentes de error analizadas en este capítulo, existen otros factores que pueden influir significativamente en la medida de TOF. Uno de ellos es el efecto *multipath*. Las reflexiones de la señal en obstáculos del entorno puede provocar interferencias en el pulso de señal recibido. El efecto *multipath* puede causar el solapamiento de dos o más réplicas de la señal, distorsionando la forma del pulso de señal e introduciendo un *bias* desconocido en la estimación del TOF al aplicar el correlador de señal en el receptor. En este trabajo de tesis no han sido abordados los mecanismos para compensar el efecto *multipath*, de modo que el montaje experimental ha sido diseñado para evitarlo. El análisis y compensación del efecto *multipath* en TELIAMADE es aparcado para ser abordado en un futuro.

### 4.5.1 Características del escenario de medida

Para la experimentación hemos utilizado un nodo coordinador (Nc) y seis nodos finales (numerados de N1 a N6). Las medidas de TOF son realizadas considerando una pareja de nodos finales localizados uno frente a otro (con sus transductores de ultrasonido enfrentados) a una altura de  $1.6\text{ m}$  del suelo (ver Figura 4.5). Las medidas son tomadas en una sala libre de obstáculos en la que las paredes quedan siempre a una distancia mínima de  $1.6\text{ m}$  de los nodos. Para distancias inferiores a  $6\text{ m}$  entre el emisor y el receptor, este escenario de medida garantiza que cualquier posible eco de la señal de ultrasonidos sea registrado por el nodo receptor al menos  $2.5\text{ ms}$  después del pulso principal (pulso propagado a través del camino

directo entre los nodos). Dado que la duración de los pulsos emitidos por el transmisor es fijada a 1 ms, el escenario de medida evita el solapamiento de señales en el receptor debido a los efectos *multipath*.



**Figura 4.5:** Ilustración del banco de pruebas utilizado para las medidas de TOF y estimación de distancias, compuesto de un nodo emisor y un nodo receptor colocados uno frente a otro a una altura de 1.6 m del suelo usando trípodes de cámara. El rango de distancias considerado en esta experimentación (separación entre nodos) va de 2 a 6 metros. La distancia entre los nodos fue fijada usando un telémetro láser comercial de precisión  $\pm 1.5\text{ mm}$ , tomando como referencia la superficie de los transductores de ultrasonido. El nodo transmisor fue configurado para emitir periódicamente un pulso ultrasónico de 1 ms en tramas alternas de la multitrama (ver Figura 4.1), permitiendo realizar 8 medidas de TOF cada 3.2 segundos. El nodo receptor fue configurado para operar a distintas frecuencias de muestreo (típicamente a 32 kHz, 17,78 kHz y 12,31 kHz). Para cada distancia y frecuencia de muestreo consideradas se realizaron en torno a 500 mediciones de TOF de señal.

A menos que se indique lo contrario, los parámetros del sistema fueron seleccionados con los siguientes valores por defecto: número de tramas de la multitrama  $n_F=32$ , duración de trama  $T_F=200\text{ ms}$ , frecuencia portadora  $F_c=40\text{ KHz}$ , frecuencia de muestreo  $F_s=17.78\text{ KHz}$ , coeficiente del filtro IIR  $a=0.1$ , duración del pulso ultrasónico 1 ms, resolución del reloj del coordinador  $T_c=2\text{ }\mu\text{s}$  y resolución del reloj del nodo final  $T_o=1\text{ }\mu\text{s}$ .

#### 4.5.2 Caracterización de la deriva de reloj

La deriva de reloj ha sido caracterizada midiendo el desplazamiento de frecuencia de la señal de reloj de la EUSART en cada nodo. Debido a la deriva de reloj del nodo, la frecuencia nominal de señal  $F_b$  da lugar a una frecuencia real dada por:

$$\tilde{F}_b = F_b + \Delta F_b = \frac{F_b}{1 + \beta_n} \quad (4.39)$$

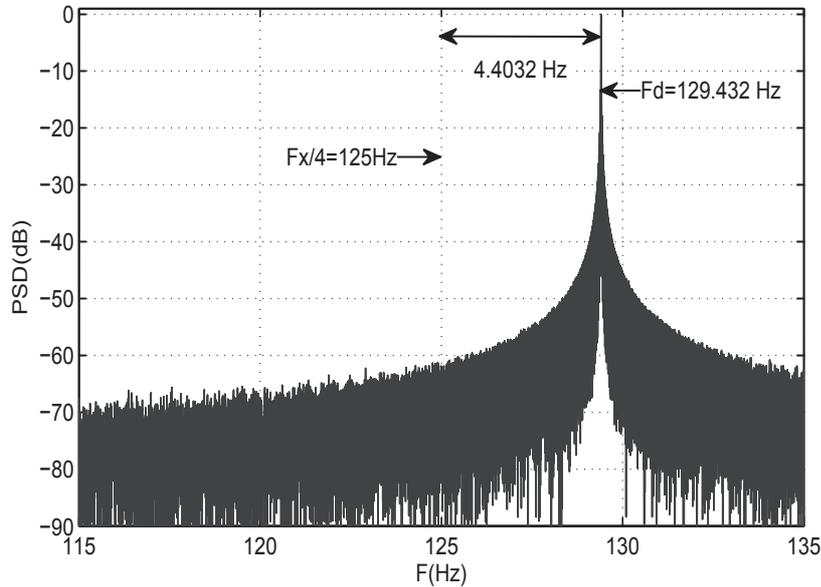
Por lo tanto la deriva del nodo puede ser obtenida como:

$$\beta_n = -\frac{\Delta F_b}{F_b + \Delta F_b} \quad (4.40)$$

Para una frecuencia nominal  $F_b = 80$  kHz de la señal de reloj de la EUSART y un valor típico de deriva de reloj  $\beta_n = 50$  ppm, el desplazamiento de frecuencia será  $\Delta F_b = 4$  Hz. Esta desviación de frecuencia tan pequeña es difícil de medir analizando directamente la señal de reloj de la EUSART.

En lugar de hacer eso, se puede trasladar la señal a una banda de frecuencia menor, mezclándola con una segunda señal de frecuencia apropiada [78]. Para ello realizamos un mezclado multiplicativo de la señal de reloj de la EUSART  $\tilde{F}_b$  con una señal de referencia de frecuencia  $F_m = F_b + F_x/4$ , obteniendo una señal de ancho de banda limitado a  $F_x/2$ . De este modo, la señal resultante tendrá una sola componente de frecuencia en  $F_d = F_x/4 - \Delta F_b$ , asumiendo que  $|\Delta F_b| < F_x/4$ .

Si seleccionamos  $F_x = 500$  Hz, el rango medible del desplazamiento de frecuencia  $\Delta F_b$  será de  $\pm 125$  Hz. Este rango es adecuado para estimar derivas de reloj de hasta varios cientos de partes por millón. En este caso, el desplazamiento de frecuencia puede ser estimado con mayor precisión debido a que el rango de frecuencias de la nueva señal está centrado ahora en  $F_x/4 = 125$  Hz y no en  $F_b = 80$  kHz.



**Figura 4.6:** Representación de la Densidad de Potencia Espectral (PSD) normalizada obtenida para el nodo N1 durante el proceso de estimación de su deriva de reloj. En ella puede apreciarse un desplazamiento de frecuencia de 4.4032 Hz correspondiente a una deriva relativa de 55.04 ppm.

**Tabla 4.3:** Valores estimados de  $\beta$  y  $\alpha$  (en partes por millón) de los distintos nodos que conforman el sistema TELIAMADE.  $\beta_n$  denota los valores obtenidos aplicando el procedimiento descrito en 4.5.2.  $\alpha(\beta_n)$  es calculada a partir del valor de  $\beta_n$  usando la ecuación (4.13). Finalmente el valor de  $\alpha_n$  es calculado siguiendo el procedimiento descrito en 4.3. La última fila de la tabla muestra las diferencias entre ambas estimaciones.

	NC	N1	N2	N3	N4	N5	N6
$\beta_n$	55.25	55.04	46.40	-9.67	48.39	54.48	47.97
$\alpha(\beta_n)$	-	-0.21	-8.85	-64.92	-6.86	-0.77	-7.28
$\alpha_n$	-	0.11	-8.55	-64.93	-7.26	-0.44	-6.78
$\alpha_n - \alpha(\beta_n)$	-	0.32	0.30	-0.01	-0.40	0.33	0.50

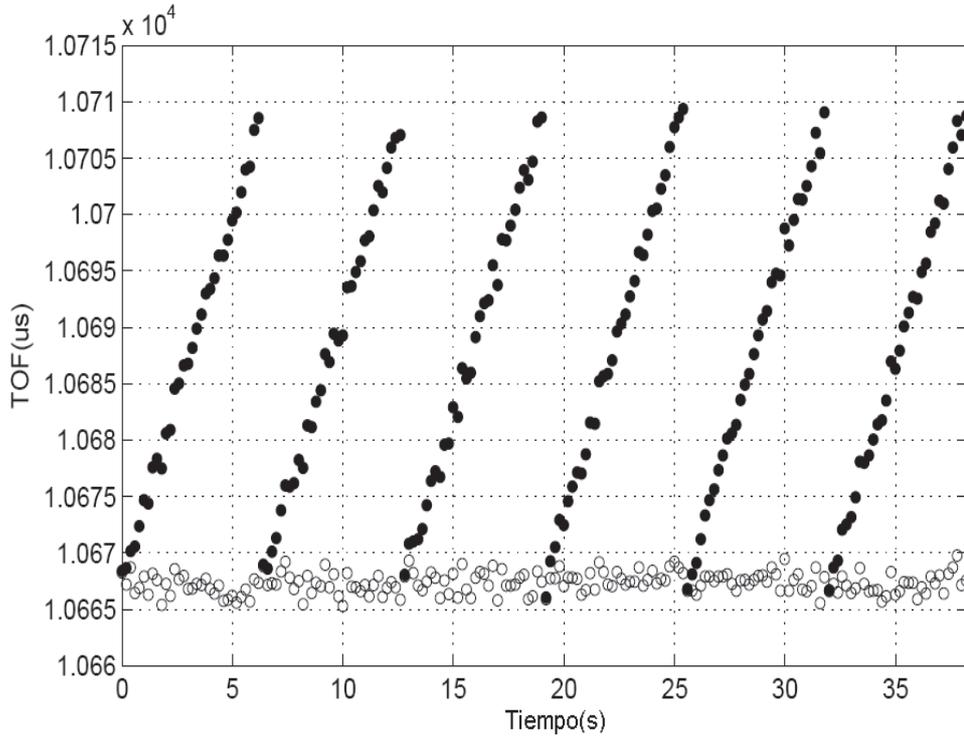
El procedimiento utilizado para obtener con precisión la deriva de reloj en los nodos es el siguiente. La frecuencia nominal de la señal de reloj de la EUSART es fijada a  $F_b=80$  kHz y la frecuencia de muestreo a un valor de  $F_x=500$  Hz. Usando un generador digital de señal, sintetizamos una señal cuadrada de referencia de frecuencia  $F_m=80125$  Hz. Estas dos señales cuadradas (la señal de reloj de la EUSART y la señal de referencia generada con el generador) son mezcladas usando una puerta XOR. La señal resultante está limitada en banda a  $F_x/2=250$  Hz y muestreada usando un osciloscopio digital. La señal muestreada es analizada en el dominio de la frecuencia aplicando la transformada discreta de Fourier (DFT) [79]. La representación de la PSD de señal permite determinar la componente de frecuencia  $F_d$  de mayor valor absoluto (máximo de la PSD). El desplazamiento de frecuencia es calculado como  $\Delta F_b = F_x/4 - F_d$ . Finalmente usamos la expresión (4.40) para obtener la deriva relativa de reloj. En este proceso de caracterización de la deriva de reloj fueron adquiridas unas 50000 muestras de la señal de reloj de la EUSART, utilizando 625000 puntos en el análisis de la DFT para determinar el valor de  $F_d$ . La resolución de frecuencia lograda con este procedimiento es de 0.8 mHz, lo que permite estimar las derivas relativas de reloj con una resolución de 0.01 ppm.

La Figura 4.6 muestra un ejemplo de la PSD obtenida para el nodo N1. En ella puede apreciarse un desplazamiento de frecuencia de 4.4032 Hz, que corresponde a una deriva relativa de 55.04 ppm. Los valores de deriva estimados<sup>5</sup> para cada uno de los nodos (incluido el coordinador) son mostrados en la primera fila ( $\beta_n$ ) de la Tabla 4.3.

### 4.5.3 Evaluación del efecto de la deriva de reloj en la medida de TOF

La Figura 4.7 muestra el efecto de las derivas de reloj en las medidas de TOF. Estas medidas son obtenidas usando una pareja de nodos, en concreto los nodos N1 y N6, en la que N1 es configurado como transmisor y N6 como receptor. La distancia entre los nodos es aproximadamente de 3.5 m. El sistema TELIAMADE es configurado para realizar 32 medidas por multitrama (una medida por trama). Los puntos rellenos corresponden a 192 medidas de TOF (periodo de tiempo correspondiente a 6 multitramas) obtenidas sin aplicar compensación de deriva en los nodos.

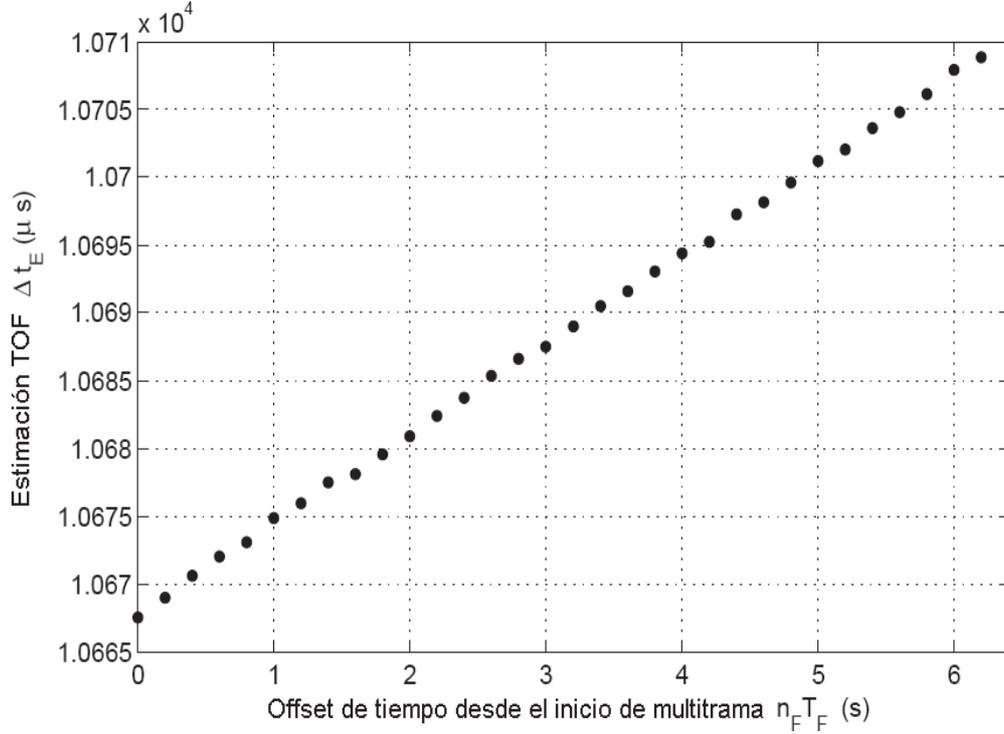
<sup>5</sup>Los valores de deriva son relativos a la señal de reloj de referencia generada usando el generador digital de señal.



**Figura 4.7:** Estimaciones del TOF de señal usando una pareja de nodos (N1 como transmisor y N6 como receptor) separados por una distancia aproximada de 3.5 m. Los puntos rellenos corresponden a medidas en las que la deriva de reloj en los nodos no ha sido compensada. Los puntos vacíos corresponden a esas mismas medidas tras compensar el *bias* provocado por las diferencias de deriva en los relojes de los nodos.

En este caso, el error de TOF se incrementa linealmente con el tiempo y su valor es re-seteado a cero al comienzo de una nueva multitrama. Esto es debido a la resincronización que tiene lugar en los nodos al recibirse el mensaje de sincronización enviado por el coordinador al comienzo de cada multitrama. Como se puede ver en la Tabla 4.3, la diferencia de derivas entre el nodo transmisor (N1) y el nodo receptor (N6) es  $(\beta_T - \beta_R) = 7.07$  ppm. Como se predijo en (4.11), el máximo error de TOF debido a las diferentes derivas de reloj tiene lugar al inicio de la última trama de la multitrama, que equivale a un periodo de tiempo de 6.2 s desde el inicio de la multitrama (consideramos 32 tramas de 200 ms). El valor esperado de este error puede ser estimado usando (4.11), obteniendo  $6.2 \times 7.07 \times 10^{-6} = 43.83$   $\mu\text{s}$ . Esto explica la diferencia entre los valores máximos y mínimos de las medidas de TOF representadas en la Figura 4.7. El valor medio de los datos es  $10688.40$   $\mu\text{s}$  y su desviación típica de  $12.28$   $\mu\text{s}$ , lo que podría suponer un error rms de 4.17 mm en la medida de distancia asumiendo una velocidad del sonido de 340 m/s.

Para obtener una estimación del *bias* introducido por las derivas de reloj en los nodos, calculamos el valor medio de todas las medidas realizadas al inicio de cada trama  $n_F$  de la multitrama. Los valores obtenidos son representados en función del offset de tiempo medido ( $n_F T_F$ ) desde el comienzo de la multitrama, tal y como se muestra en la Figura 4.8, donde se aprecia una clara dependencia del *bias* con el offset de tiempo.



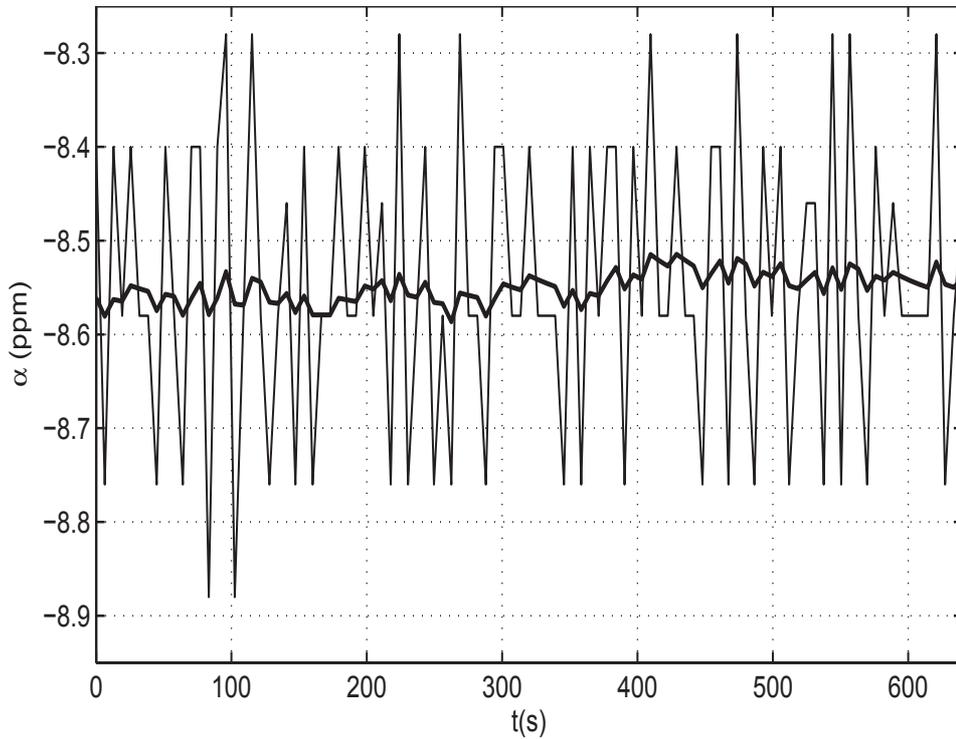
**Figura 4.8:** Valor promedio de las estimaciones de TOF ( $\Delta t_E$ ) frente al offset de tiempo medido desde el inicio de la multitrama ( $n_F T_F$ ). Las medidas representadas son obtenidas usando una pareja de nodos (N1 como transmisor y N6 como receptor) separados por una distancia aproximada de 3.5 m.

El modelo lineal en (4.11) es ajustado a partir de estos datos aplicando regresión lineal de mínimo error cuadrático medio de los valores de TOF estimados (identificados con  $\Delta t_E$ ) frente a los valores del offset de tiempo medidos desde el inicio de la multitrama. El valor obtenido para la ordenada en el origen es  $10667.85 \mu s$  y corresponde al valor promedio de las medidas de TOF compensadas. Por otro lado, el valor de la pendiente es  $6.62 \times 10^{-6}$  y corresponde con  $\Delta\beta = (\beta_T - \beta_R)$ . Este valor es muy próximo al valor teórico, el cual es estimado en 7.07 ppm.

A partir de estos valores podemos obtener una estimación corregida de las medidas de TOF usando (4.11) en la forma  $\widehat{TOF} = \Delta t_E - n_F T_F \Delta\beta$ . Estos nuevos valores son representados con puntos vacíos en la Figura 4.7, donde ahora la tendencia lineal queda eliminada y el valor medio y la desviación típica de las medidas toman valores de  $10667.85 \mu s$  y  $1.06 \mu s$  respectivamente. Estos resultados demuestran el correcto funcionamiento del modelo lineal propuesto.

#### 4.5.4 Estimación de los valores de $\alpha$

La precisión del algoritmo de estimación de la deriva de reloj ha sido evaluada realizando la siguiente experimentación. Hemos calculado los valores de  $\alpha$  de 100 multitramas consecutivas



**Figura 4.9:** Evolución temporal de la estimación de  $\alpha$  para el nodo N2. La línea delgada corresponde a los valores de  $\alpha$  sin filtrar ( $a=1.0$ ). La línea gruesa corresponde a los valores de  $\alpha$  filtrados obtenidos con (4.23) para  $a=0.1$ .

usando el procedimiento descrito en 4.3. Esta operación es realizada con cada uno de los seis nodos finales seleccionados para la experimentación (desde N1 a N6). El valor medio de deriva obtenido para cada uno de los nodos es mostrado en la tercera fila de la Tabla 4.3. Si los comparamos con los valores obtenidos a partir de  $\beta$  (segunda fila de la tabla), podemos ver que ambos métodos proporcionan estimaciones consistentes con una diferencia inferior a 0.5 ppm.

En la Figura 4.9 se muestra un ejemplo de la evolución temporal del valor de  $\alpha$  estimado para el nodo N2. La línea delgada representa los valores brutos de  $\alpha$  sin filtrar ( $a=1.0$ ), mientras que la línea gruesa corresponde a los valores de  $\alpha$  obtenidos de aplicar (4.23) con  $a=0.1$ . La figura muestra una significativa reducción de la varianza en la estimación de  $\alpha$  al aplicar el filtro IIR.

En la Tabla 4.4 se muestran las desviaciones típicas de  $\hat{\alpha}_n$  obtenidas para los seis nodos finales considerando diferentes valores del coeficiente  $a$  del filtro IIR, en concreto  $a=1.0$ ,  $a=0.2$  y  $a=0.1$ . En la última columna de la tabla se muestran los valores promediados obtenidos para todos los nodos en cada caso. Estos valores son consistentes con los predichos por las simulaciones. Para las resoluciones de reloj seleccionadas en el nodo coordinador y los nodos finales (segunda fila de la Tabla 4.2), las simulaciones predicen una desviación típica de 0.1426, 0.0213 y 0.0104 ppm para los valores de  $a=1.0$ ,  $a=0.2$  y  $a=0.1$  respectivamente. Los valores medidos experimentalmente considerando esos valores de  $a$  son 0.144, 0.023 y

**Tabla 4.4:** Valores de la desviación típica de  $\alpha$  obtenida para los diferentes nodos (indicada en partes por millón), considerando un valor de 1.0, 0.2 y 0.1 para el coeficiente  $a$  del filtro IIR. Los valores correspondientes a cada nodo son obtenidos a partir de las medidas de  $\alpha$  estimadas en 100 multitramas consecutivas. La última columna de la tabla (Avg) muestra el valor promedio de considerar todos los datos de los seis nodos para cada valor de  $a$ .

	N1	N2	N3	N4	N5	N6	Avg
<b>a=1.0</b>	0.157	0.158	0.138	0.137	0.139	0.134	0.144
<b>a=0.2</b>	0.025	0.026	0.022	0.022	0.024	0.021	0.023
<b>a=0.1</b>	0.013	0.014	0.011	0.011	0.013	0.011	0.012

0.012 (última columna de la Tabla 4.4). Estos resultados validan el algoritmo propuesto de estimación de  $\alpha$ .

#### 4.5.5 Efecto de la varianza de $\alpha$

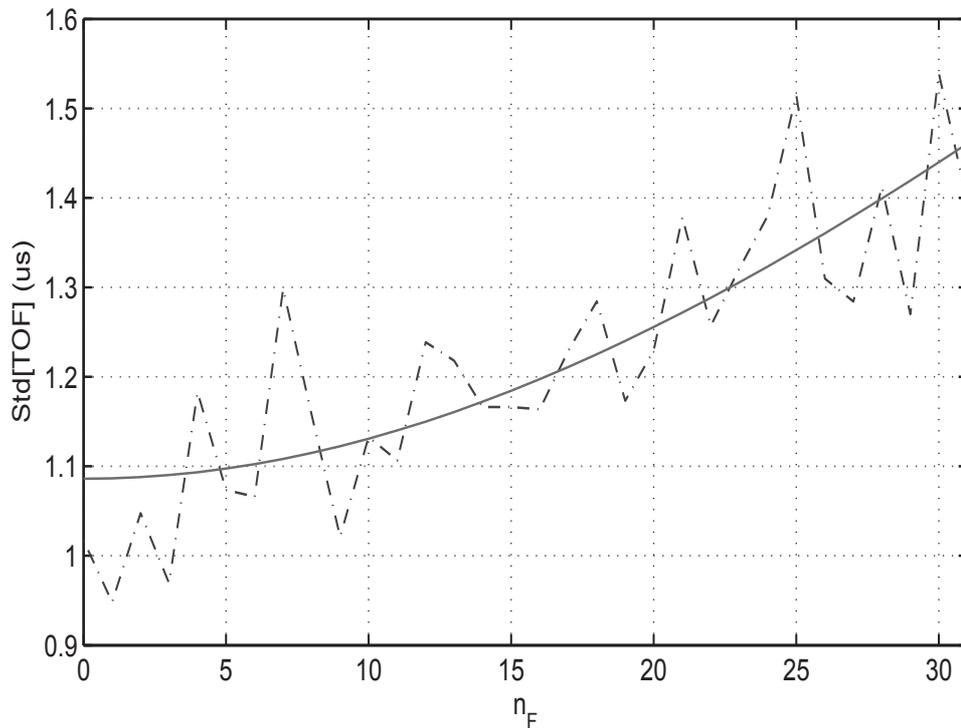
La Figura 4.10 ilustra la desviación típica en la medida de TOF en función del número de trama  $n_F$ . Como ya discutimos en la sección 4.3, la varianza de  $\alpha$  contribuye con un peso diferente a la varianza total de la medida de TOF dependiendo del número de trama donde se realiza la medida. En esta experimentación se tomaron 8640 medidas de TOF utilizando la pareja de nodos N1 y N6 (transmisor y receptor respectivamente) separados una distancia aproximada de 2 m.

La estimación de  $\alpha$  en los nodos fue programada para ser realizada sin aplicar un filtrado IIR, seleccionando una resolución de reloj de  $T_c=2 \mu s$  para el coordinador y de  $T_o=1 \mu s$  para los nodos finales. El sistema fue configurado para realizar 32 medidas de TOF por multitrama (una por trama). Por lo tanto, se dispone de un total de 270 medidas de TOF en cada trama de la multitrama. Cada grupo de medidas de TOF asociadas al mismo índice de trama ( $n_F$ ) son utilizadas para calcular los correspondientes valores de desviación típica representados en la figura con trazo discontinuo. Para corroborar los datos con la aproximación teórica hacemos uso de (4.38). Los valores obtenidos con esta expresión son representados en la figura con trazo continuo. El valor  $\sigma_\xi=0.111 \mu s$  obtenido tras el ajuste de la curva es muy próximo al valor teórico  $\sigma_\xi=0.1426 \mu s$  (ver Tabla 4.2) y explica las diferencias de desviación típica en las medidas de TOF en cada trama de la multitrama.

#### 4.5.6 Evaluación del sistema: precisión en la medida de TOF

En esta última parte del capítulo presentamos una evaluación experimental del sistema completo en términos de la precisión obtenida en las medidas de TOF. Para ello repetimos el estudio experimental descrito en 4.5.3, usando de nuevo los nodos N1 y N6 y el mismo escenario de medida. La Figura 4.11 muestra los valores de TOF estimados al aplicar el algoritmo de compensación de deriva propuesto en 4.2.2 y el procedimiento de estimación de  $\alpha$  descrito en 4.3, considerando un valor de  $a = 0.1$  para el coeficiente del filtro IIR.

Si comparamos la Figura 4.11 con las medidas de TOF representadas con puntos rellenos

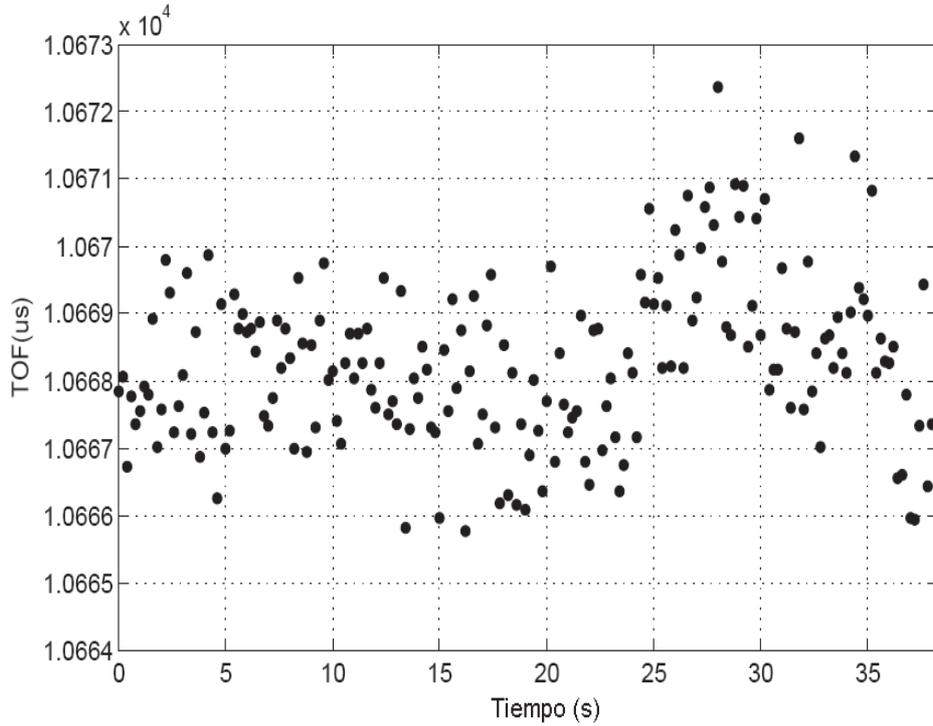


**Figura 4.10:** Desviación típica en la medida de TOF en función del número de trama. La línea discontinua corresponde a los valores de desviación típica de las medidas de TOF tomadas en cada trama ( $n_F$ ) de la multitrama usando una pareja de nodos. La línea continua es el resultado de aplicar el modelo teórico descrito en (4.38).

en la Figura 4.7, podemos ver que los efectos de la deriva de reloj han sido compensados. El valor medio y la desviación típica de las medidas de TOF corregidas es ahora de  $10668.19 \mu s$  y  $1.27 \mu s$  respectivamente. Llevando a cabo el mismo análisis de regresión lineal descrito en 4.5.3, obtenemos un valor de la ordenada en el origen de  $10667.98 \mu s$  y un valor de pendiente de  $0.07 ppm$ , lo que demuestra empíricamente que los efectos debidos a la deriva de reloj han sido eliminados.

Para evaluar el rendimiento del sistema completo se utilizaron cinco parejas de nodos. Para cada pareja de nodos se tomaron medidas de TOF a distancias de 2 m, 3.5 m y 5.5 m aproximadamente. El nodo N1 fue configurado como transmisor y el resto de nodos (desde N2 a N6) como receptores. En todos los casos la estimación de  $\alpha$  fue calculada considerando un valor del coeficiente del filtro IIR  $a=0.1$  y una resolución de reloj de  $T_c=2 \mu s$  en el coordinador y de  $T_o=1 \mu s$  en los nodos finales; en todos ellos fue aplicada la compensación de deriva de reloj.

Para cada distancia y pareja de nodos se registraron un total de 1600 medidas de TOF. En la Tabla 4.5 se muestran los valores de desviación típica obtenidos para cada pareja y distancia. En ella también se indica el valor promedio de desviación típica (Avg.) obtenido de considerar todas las medidas de TOF tomadas con las distintas parejas de nodos a una distancia concreta.



**Figura 4.11:** Estimaciones de TOF usando una pareja de nodos de la red (N1 como transmisor y N6 como receptor) separados por una distancia aproximada de 3.5 m. Las medidas representadas aquí son el resultado de aplicar el algoritmo de compensación de deriva propuesto en 4.2.2 y el procedimiento de estimación de  $\alpha$  descrito en 4.3, usando un valor de  $a = 0.1$  para el coeficiente del filtro IIR.

Los resultados de la tabla muestran que la varianza del TOF se incrementa en función de la distancia. Esto se debe a una disminución de la SNR de señal de ultrasonidos con la distancia, que afecta al término  $\sigma_\eta$  en (4.38). Para una distancia de 2 m, el valor promedio de la desviación típica de TOF es  $0.92 \mu s$ . Teniendo en cuenta que la deriva y la resolución de los relojes contribuyen con un error de  $0.58 \mu s$  en el valor total de la desviación típica de TOF, la contribución de  $\sigma_\eta$  puede ser estimada en  $0.71 \mu s$  aproximadamente (ver (4.38) y la subsección 4.5.4, donde se indica el valor de  $\sigma_\xi$ ). Por lo tanto, un aumento de la distancia incrementa el valor de la desviación típica de las medidas de TOF. Dado que la contribución de los efectos de reloj son independientes de la distancia, podemos concluir que el valor de SNR de señal incrementa el valor de  $\sigma_\eta$  para mayores distancias. Esto hace que los efectos de reloj contribuyan en menor medida al valor total de la desviación típica del TOF para distancias cada vez mayores, ya que su efecto queda enmascarado por la SNR de señal. En la configuración actual del sistema, una mayor resolución temporal de los relojes no reportaría una mejora significativa en la precisión de la estimación del TOF.

La precisión del sistema para medir distancias puede ser evaluada a partir de los valores de desviación típica indicados en la última columna de la Tabla 4.5. Para ello asumimos una velocidad típica del sonido de 340 m/s. De este modo, para una distancia de 2 m la desviación típica en la medida de distancia será de 0.31 mm, mientras que para las distancias

**Tabla 4.5:** Valores de desviación típica de las medidas de TOF realizadas con cinco parejas de nodos a tres distancias diferentes. Para cada distancia y pareja de nodos se registraron un total de 1600 medidas de TOF, aplicando en todos los casos el algoritmo de compensación de deriva. La estimación de  $\alpha$  fue calculada considerando un valor de  $a=0.1$  para el coeficiente del filtro IIR y una resolución de reloj de  $T_c=2 \mu s$  en el coordinador y de  $T_o=1 \mu s$  en los nodos finales. El nodo N1 fue configurado como transmisor y los demás nodos (de N2 a N6) como receptores. El sistema fue programado para realizar 32 medidas de TOF por multitrama. La última columna de la tabla muestra el valor promedio de desviación típica (Avg.) obtenido de considerar todas las medidas de TOF tomadas con las distintas parejas de nodos a una distancia concreta.

Dist(mm)	Desviación típica del TOF( $\mu s$ )					Avg.
	N1-N2	N1-N3	N1-N4	N1-N5	N1-N6	
<b>2000</b>	0.67	0.95	1.01	0.96	0.95	0.92
<b>3500</b>	1.05	1.13	1.06	1.31	1.19	1.15
<b>5500</b>	1.70	2.13	1.89	1.87	1.82	1.89

de 3.5 m y 5.5 m dichas desviaciones serán de 0.39 mm y 0.64 mm respectivamente. De estos resultados podemos concluir que nuestro sistema (en ausencia de otras fuentes de error) es capaz de proporcionar una precisión subcentimétrica o incluso milimétrica en un rango de distancias de hasta 6 m.

En la experimentación realizada con el sistema TELIAMADE siempre hemos considerado una duración de trama de 200 ms. Esto nos permite realizar un máximo de cinco medidas de TOF por segundo. Si consideramos una velocidad típica del nodo móvil de 2 m/s, entonces se producirá un desplazamiento de 0.4 m entre dos medidas consecutivas y por lo tanto un error de posicionamiento. Sin embargo, el sistema TELIAMADE ofrece una configuración flexible que permite el uso de diferentes estrategias para abordar este problema.

Una primera estrategia consiste en reducir la duración de trama a 50 ms. Esto incrementaría la tasa de medidas de TOF y permitiría reducir el error de posicionamiento debido al desplazamiento del nodo móvil. Sin embargo, un período de trama más corto reduciría el tiempo disponible por el microcontrolador para estimar la posición del nodo. Ello requeriría el uso de un microcontrolador más rápido y de mayor coste en los nodos.

Una segunda estrategia consiste en invertir el modo de funcionamiento de los nodos en el despliegue típico del sistema TELIAMADE (ver Figura 2.1). Los nodos fijos (colocados típicamente en el techo) pueden ser configurados como receptores ultrasónicos y el nodo móvil como transmisor de señal de ultrasonidos. De este modo, el procesamiento de señal para estimar la distancia entre el nodo móvil y los distintos nodos de referencia puede ser realizado simultáneamente en cada nodo fijo, lo que permite incrementar la tasa de medidas por unidad de tiempo y reducir los posibles errores de posicionamiento debidos al desplazamiento del nodo móvil. El principal inconveniente de esta configuración es que no es posible garantizar la privacidad de posicionamiento del nodo móvil.

Una tercera estrategia podría ser la implementación de un esquema de medida CDMA síncrono. Mediante el uso de códigos pseudoaleatorios, los nodos fijos (configurados como transmisores) podrían iniciar de forma simultánea la transmisión de señal al inicio de cada

trama de la multitrama. La característica de ortogonalidad de estos códigos permite al nodo receptor recuperar cada una de las señales individuales mediante correlación y estimar el TOF de cada una de ellas. En este caso, la privacidad de localización está garantizada dado que es el propio nodo móvil el responsable de estimar su posición. Por otro lado, la tasa de medidas de posicionamiento también se incrementaría y estaría condicionada al período de trama seleccionado. Sin embargo esta estrategia tiene el inconveniente de incrementar significativamente la carga computacional del nodo receptor provocando una sobrecarga en él.

La implementación de la estrategia más adecuada dependerá de las características de la aplicación particular en la que se utilice el sistema. Los resultados de este trabajo son aplicables a otras técnicas de medición de distancia basadas en ultrasonido, dentro del ámbito de las redes de sensores basadas en el sistema de medida propuesto. No obstante, la precisión del sistema no depende únicamente de la sincronización de los nodos. En un entorno real existen otros factores que pueden degradar la precisión del sistema, entre ellos, el mencionado efecto *multipath*, posibles corrientes de aire o variaciones en la temperatura y humedad relativa que pueden afectar a la velocidad de propagación de la señal de ultrasonidos. Por otro lado, el uso de componentes pasivos en el diseño hardware de los nodos introduce un retardo adicional en la medida de TOF. La estimación de ese retardo implica llevar a cabo un proceso de calibración de los nodos. La precisión del sistema en la medida final de posicionamiento también depende en gran medida de la precisión con la que somos capaces de determinar las coordenadas de los nodos utilizados como referencia. En el capítulo 6 describimos la metodología que posibilita la calibración del sistema.



## Estimación de distancia basada en la medida de RSSI de ultrasonidos

Los sistemas de posicionamiento local basados en una red de sensores inalámbricos utilizan típicamente una interfaz radio para permitir la comunicación entre los distintos nodos de la red. Esta infraestructura también puede ser utilizada para proporcionar localización a partir de la medida de potencia de señal de los paquetes radio que circulan por la red [80][81]. Dicha medida es denotada en la literatura como RSSI (Received Signal Strength Indicator).

Algunos protocolos como ZigBee permiten medir fácilmente el valor de RSSI de los paquetes radio [82]. La medida de RSSI puede ser utilizada para inferir distancias entre nodos transmisores y nodos receptores usando un modelo de propagación de la señal radio [26][83]. Sin embargo, la característica de no confinamiento de la señal de RF y la dificultad para modelar su propagación, tiene asociados importantes errores en la medida de distancia y por extensión de posicionamiento. Estos errores son del orden de varios metros, proporcionando una precisión inaceptable para aplicaciones de localización en interiores. Si consideramos por ejemplo un edificio como escenario de medida, errores de posicionamiento de varios metros podrían llevar a una ubicación incorrecta del nodo móvil, situándolo en otra habitación/estancia o incluso otra planta.

Para lograr una mayor precisión se opta por utilizar otro tipo de señales como los ultrasonidos. Como ya comentamos en el capítulo 1, la característica de confinamiento de esta señal permite que el nodo móvil pueda ser localizado con garantías en un espacio cerrado, evitando la confusión con señales procedentes de otros nodos situados en otras estancias. Esta señal permite además múltiples reflexiones, por lo que no es necesaria una visión directa entre los nodos para detectar señal. La señal recibida en el receptor podría haber seguido una trayectoria indirecta debido a obstrucciones parciales en el camino de señal o una inadecuada orientación de los transductores del nodo emisor y receptor, afectando a la medida de RSSI y causando una estimación incorrecta de la distancia [84]. Aunque en este caso no

es posible determinar la localización exacta del nodo, sí es posible determinar su ubicación a nivel de habitación. La característica de reflexión de esta señal ofrece la posibilidad de reducir el número de nodos necesarios para detectar la presencia de un nodo móvil en un entorno cerrado, ignorando el posible camino de señal, las posibles obstrucciones parciales y otros factores que puedan afectar a la medida de RSSI.

La distancia puede ser estimada con relativa precisión si existe una visión directa entre los nodos o si el camino de señal es conocido. En este caso es posible utilizar la medida de RSSI de ultrasonidos para aplicar un modelo de propagación que permita estimar la distancia considerando la pérdida de potencia de la señal. La precisión lograda usando la medida de RSSI de ultrasonidos es significativamente mejor que la obtenida con sistemas basados en la medida de RSSI de RF, donde es posible obtener un error rms de posicionamiento inferior a 19 cm. Aunque esta precisión resulta insuficiente para aplicaciones de localización con requerimientos de precisión centimétrica (como es el caso de muchas aplicaciones del ámbito industrial), sí es aceptable para la mayoría de las aplicaciones del ámbito cotidiano con requerimientos de precisión de este orden.

La medida de TOF de señal de ultrasonido requiere una precisa sincronización de los nodos de la red para lograr una precisión subcentimétrica. En el capítulo 4 hemos analizado los problemas que entraña la sincronización de una WSN y la necesidad de compensar los efectos de deriva en los relojes de los nodos. Por otro lado, la medida de TOF requiere aplicar avanzadas técnicas de procesamiento digital de señal que implica el uso de un mayor número de recursos hardware en los nodos, incrementando su coste. En cambio, la medida de RSSI de ultrasonidos podría significar una simplificación del diseño del sistema, un menor coste computacional y un menor consumo en los nodos, proporcionando una precisión de localización aceptable para muchas aplicaciones del ámbito cotidiano.

Los motivos expuestos anteriormente nos han llevado a probar el rendimiento del sistema TELIAMADE usando la medida de RSSI de señal de ultrasonidos [6]. Para ello partimos de experiencias previas en este ámbito [85], donde se realiza un estudio de la variación en la medida relativa de RSSI cuando la señal es transmitida desde distintas direcciones usando un array de transductores. En este capítulo damos un paso más y proponemos un método para determinar distancias a partir de las medidas absolutas de RSSI.

Para lograr una precisión aceptable usando la medida de RSSI de ultrasonidos es preciso resolver dos problemas fundamentales que normalmente se producen en este tipo de sistemas. Uno de ellos tiene que ver con la orientación de los transductores ultrasónicos, donde sus características direccionales determinan la potencia de la señal emitida y recibida. Este problema de la orientación es común a todos los sistemas basados en la medida de RSSI de señal. Un ejemplo son los sistemas de posicionamiento basados en la medida de RSSI de la señal RF en redes IEEE 802.15.4, donde típicamente se usan antenas monopolo y donde este problema no es compensado [86]. El otro problema es la caída de voltaje en los nodos debido al consumo de las baterías, que afecta a las etapas de ganancia de señal en transmisión y recepción.

El contenido de este capítulo es organizado como sigue. En la sección 5.1 se describe el modelo de propagación propuesto para la señal de ultrasonidos. Este modelo permite determinar la distancia entre nodos a partir del valor de RSSI de señal recibida considerando

las pérdidas de potencia por divergencia esférica y absorción atmosférica. En la sección 5.2 se analiza el efecto de la orientación de los transductores ultrasónicos en la medida de RSSI y se describe el modelo que permite estimar la pérdida de potencia de señal debida a la característica direccional del patrón de radiación de los transductores ultrasónicos, usando el factor de pérdidas estimado para compensar la medida de RSSI. En la sección 5.3 mostramos el efecto del nivel de voltaje de las baterías en la medida de RSSI, donde proponemos un mecanismo para compensar su efecto. Finalmente en la sección 5.4 mostramos resultados experimentales que demuestran la bondad de utilizar dichas compensaciones en la estimación del valor de RSSI de señal para obtener una buena estimación de la distancia.

## 5.1 Modelo de propagación de señal para la estimación de la distancia

El valor de RSSI de señal de ultrasonidos es estimado aplicando un correlador digital en cuadratura (ver detalles en el capítulo 3). Aunque la medida de RSSI puede ser estimada de forma más simple, optamos por reutilizar el programa implementado en los nodos para la medida de TOF. Usando la ecuación (3.13), el valor de RSSI es calculado considerando el máximo de la envolvente de señal en la forma:

$$RSSI = 20 \log_{10}(\max(C_e)) \quad (5.1)$$

A diferencia de la medida de TOF, la medida de RSSI se basa en la amplitud del pulso de señal en lugar del instante de tiempo donde su envolvente alcanza el máximo valor. Esto permite relajar la precisión de sincronización entre los procesos de transmisión y recepción de señal de ultrasonidos.

Una forma simple de determinar la posición de un nodo móvil a partir de la medida de RSSI, consiste en construir un mapa de valores RSSI del entorno de localización. Esto implica tomar un gran número de medidas RSSI en diferentes posiciones de referencia. La posición del nodo móvil es estimada comparando los valores de RSSI medidos en la actual posición con los valores de RSSI registrados en los puntos de referencia. Sin embargo, esta aproximación no es viable de ser utilizada en entornos de localización grandes o cuando se requiere una elevada precisión, debido a la considerable carga de trabajo que esto implica.

En esta sección proponemos una solución más eficiente basada en predecir la distancia entre nodos (emisor y receptor) aplicando un modelo de propagación de la señal de ultrasonidos basado en la medida de RSSI. La posición del nodo móvil puede ser calculada aplicando multilateración a partir de las distancias estimadas a varios nodos transmisores de referencia. En el siguiente capítulo 6 describimos la forma en la cual la posición del móvil es estimada a partir de dichas medidas de distancia.

En este caso, la distancia entre nodos es calculada usando la ecuación del sonar pasivo de forma similar a lo descrito en [87]:

$$\widehat{RSSI} \cong RSSI_0 - PL \quad (5.2)$$

donde  $\widehat{RSSI}$  es el nivel de potencia de señal medida a una distancia ( $R$ ) desconocida y  $RSSI_0$  el nivel de potencia de señal medido a una distancia conocida ( $R_0$ ) en condiciones de referencia (con  $R_0 \leq R$ ). En este caso, asumimos que  $\widehat{RSSI} > (NL + DT)$ , donde  $NL$  es el nivel de ruido y  $DT$  el umbral mínimo de señal. Por su parte, el término PL en (5.2) representa el factor de pérdidas de potencia debido a la propagación de señal. El modelo propuesto incluye las pérdidas de potencia por divergencia esférica y absorción atmosférica. El factor de pérdidas viene dado por la siguiente expresión:

$$PL = 20 \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) + \gamma R \quad (5.3)$$

donde  $R$  es la distancia real entre el nodo transmisor y el nodo receptor y  $\gamma$  el factor de absorción atmosférica (en dB/m) [88]. La siguiente expresión (5.4) muestra la dependencia de  $\gamma$  con la temperatura  $T$  (en K), la humedad relativa  $h_r$  (en %), la frecuencia de la señal  $f$  (en Hz) y la presión atmosférica  $P_s$  (en atm):

$$\gamma = F^2 \frac{P_s}{P_{s0}} \cdot \left[ 1.84 \cdot 10^{-11} \left( \frac{T}{T_0} \right)^{1/2} + \left( \frac{T}{T_0} \right)^{-5/2} \cdot \left( 0.01278 \frac{e^{-2239.1/T}}{F_{r,O} + F^2/F_{r,O}} + 0.1068 \frac{e^{-3352/T}}{F_{r,N} + F^2/F_{r,N}} \right) \right] \quad (5.4)$$

donde  $F = f/P_s$ ,  $F_{r,O} = f_{r,O}/P_s$  y  $F_{r,N} = f_{r,N}/P_s$ . Los términos  $f_{r,O}$  y  $f_{r,N}$  corresponden a las frecuencias de relajación del oxígeno y el nitrógeno respectivamente, cuyos valores dependen de la humedad absoluta ( $h$ ) (su valor es estimado a partir de  $h_r$ ) y la temperatura ( $T$ ) [88]. Todos los términos de frecuencia en (5.4) están expresados en hercios (Hz). El término  $P_{s0}$  es el nivel de presión atmosférica de referencia (1 atm) y  $P_s$  el nivel de presión estimado (en nuestro caso su valor es fijado a 1.0093 atm). Para un valor típico de humedad relativa en el rango  $h_r = [20\%, 40\%]$  y un valor típico de temperatura en el rango  $T = [20^\circ C, 35^\circ C]$ , el factor  $\gamma$  toma valores en el intervalo (0.78 dB/m, 1.61 dB/m).

La medida de distancia  $R$  puede ser estimada sustituyendo (5.3) en (5.2) e igualando a cero dicha expresión. Esto resulta en la siguiente relación:

$$\Delta = (RSSI_0 - \widehat{RSSI}) - 20 \log_{10} \left( \frac{R}{R_0} \right) + \gamma (R - R_0) \quad (5.5)$$

Si calculamos la derivada parcial de (5.5) con respecto a  $R$ , tenemos que:

$$\frac{\partial \Delta}{\partial R} = -\frac{20}{R \cdot \log(10)} - \gamma \quad (5.6)$$

Usando (5.5) y (5.6), el valor de  $R$  es estimado aplicando el método iterativo de Newton-Raphson, donde asumimos  $R=R_0=\widehat{R}$  como aproximación inicial:

$$R = \widehat{R} - \frac{\Delta}{\partial\Delta/\partial R} \quad (5.7)$$

El valor de  $R$  obtenido en cada iteración es asignado a  $\widehat{R}$ . El proceso de estimación finaliza cuando  $|R - \widehat{R}| \leq 1mm$ , usando un número de iteraciones típicamente inferior a 5.

Sin embargo, existen otros factores que también afectan a la amplitud de señal y por tanto a la medida de RSSI. Estos factores son la orientación de los transductores de ultrasonido y la variación del nivel de voltaje de las baterías de los nodos. Para compensar el efecto de dichos factores sobre la medida RSSI y reducir el error en la estimación final de distancia ( $R$ ), la expresión (5.2) es reescrita como:

$$\widetilde{RSSI} = \widehat{RSSI} + |(\Delta_\theta)_{dB}| + |(\Delta_v)_{dB}| \quad (5.8)$$

donde  $\Delta_\theta$  es el factor de pérdidas debido a la orientación de los transductores y  $\Delta_v$  el factor de pérdidas debido a cambios en el nivel de voltaje de las baterías de los nodos. En las siguientes secciones 5.2 y 5.3 describimos la forma en la cual  $\Delta_\theta$  y  $\Delta_v$  son estimados.

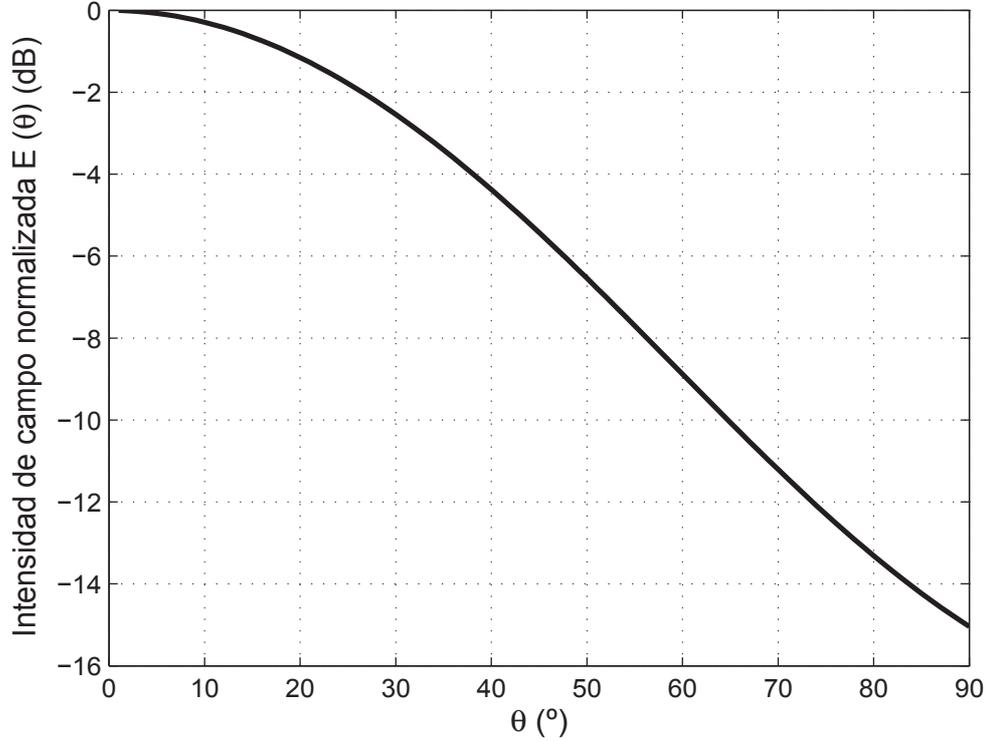
## 5.2 Efecto de la orientación de los transductores en la medida RSSI

La mayoría de los sistemas de localización basados en ultrasonidos hacen uso de transductores de ancho de banda estrecho. Este tipo de transductores se caracterizan por tener un elevado nivel de presión sonora en transmisión y una elevada sensibilidad en recepción, logrando un gran alcance de señal. Sin embargo tienen el inconveniente de presentar un patrón de radiación altamente direccional con un ancho de haz completo típicamente inferior a  $\theta = \pm 80^\circ$  (para una caída de -6 dB). Por lo tanto, variaciones en la orientación de los transductores afectará a la medida de RSSI y también a la estimación de distancia. La pérdida de potencia debido a la orientación será diferente dependiendo de las características de los transductores utilizados.

En este trabajo proponemos un modelo teórico para estimar la pérdida de potencia debida al ángulo de orientación de los transductores. El modelo propuesto asume que los transductores ultrasónicos tienen una superficie de radiación circular. Esta forma es habitual en este tipo de transductores como puede observarse en las Figuras 2.9 y 2.10. La superficie de radiación del transductor es modelada como una abertura circular uniforme. La intensidad de campo normalizada de una abertura circular uniforme es dada por la siguiente expresión [89]:

$$E(\theta) = \left( \frac{1 + \cos(\theta)}{2} \right) \cdot f(\theta) = \left( \frac{1 + \cos(\theta)}{2} \right) \cdot \frac{2J_1(2\pi \cdot u)}{2\pi \cdot u} ; \quad u = \frac{a}{\lambda} \sin(\theta) \quad (5.9)$$

donde  $f(\theta)$  es la expresión del patrón de Airy particularizada para una abertura circular ( $J_1(x)$  es la función de Bessel de primer tipo y orden 1) y el término  $(1 + \cos(\theta))/2$  el factor de oblicuidad. El factor de oblicuidad condiciona la amplitud de la señal dependiendo del



**Figura 5.1:** Representación de la intensidad de campo normalizada  $E(\theta)$  obtenida de aplicar la ecuación (5.9) para un valor de  $a = 3.6$  mm y  $c = 340$  m/s.

ángulo  $\theta$  y es comúnmente utilizado para describir el funcionamiento de los transductores. El parámetro  $\theta$  representa el ángulo de incidencia del transductor medido desde el eje perpendicular a su superficie (expresado en radianes). El término  $a$  representa el radio de la abertura circular y su valor es aproximado por el radio de la membrana resonante del transductor. Finalmente el parámetro  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal calculada como  $c/F_0$ , donde  $c$  es la velocidad del sonido y  $F_0$  la frecuencia de la señal (40 kHz). Nótese que la función  $f(\theta)$  está normalizada a la unidad en  $\theta=0$  rad, donde es fácil demostrar que  $J_1(x)$  puede aproximarse por  $J_1(x) \simeq x/2$  para valores pequeños de  $x$ .

Las medidas de RSSI de ultrasonido han sido realizadas considerando los nodos de la primera versión (ver Figura 2.9 en el capítulo 2). El valor de  $a$  fue estimado midiendo el radio de la membrana resonante del transductor usando como instrumento de medida un calibre digital. En la Figura 5.1 se muestra la representación de la intensidad de campo normalizada obtenida de aplicar la ecuación (5.9) para  $a = 3.6$  mm y una velocidad típica del sonido de  $c = 340$  m/s.

Usando (5.9) para considerar el ángulo de incidencia del nodo transmisor y el nodo receptor, el factor de pérdidas por orientación viene dado por la siguiente expresión:

$$\Delta_{\theta} = E(\theta_{tx}) \cdot E(\theta_{rx}) \quad (5.10)$$

En la práctica, resulta engorroso considerar las pérdidas debidas al ángulo ya que es preciso determinar el ángulo de orientación de los transductores. Sin embargo, el estrecho ancho de haz de los transductores de ultrasonido tiene asociado este inconveniente y requiere determinar su ángulo de orientación para lograr una buena estimación de distancia al operar con la medida de RSSI.

Este problema podría ser solventado en un futuro usando transductores de ultrasonido con un patrón de radiación omnidireccional, aunque actualmente no tenemos conocimiento de la existencia de un transductor comercial con tales prestaciones. El uso de este tipo de transductores podría ser factible en el nodo receptor, dado que ya existen sensores basados en MEMS (Micro Electro-Mechanical Systems) que son intrínsecamente omnidireccionales [90]. En nuestro sistema, dicha característica omnidireccional podría ser lograda usando múltiples transductores [91], estudiando posibles estructuras que integren varios transductores direccionales (como los utilizados en el diseño actual de los nodos) para obtener un patrón de radiación capaz de cubrir todos los ángulos del plano. Esto supone llevar a cabo un estudio de los patrones de interferencia de señal de las distintas estructuras. La anterior propuesta podría resolver el problema del ángulo de incidencia entre nodos y reducir el número de nodos de referencia en un despliegue a gran escala.

### 5.3 Efecto del nivel de batería en la medida RSSI

Los sistemas basados en una red de sensores inalámbricos como TELIAMADE, a menudo utilizan baterías para alimentar sus nodos. Dependiendo de la configuración y la carga de trabajo de los nodos, el consumo de las baterías puede ser mayor o menor, provocando variaciones de voltaje en los nodos que afectan a la medida de RSSI de señal de ultrasonidos.

Una caída de voltaje en el nodo transmisor conduce a una menor ganancia de señal a la salida de la etapa de amplificación conectada al transductor. Por otro lado, una caída de voltaje en el nodo receptor implica una reducción del rango dinámico del conversor A/D. Esto hace que la señal recibida sea detectada con una amplitud mayor a lo esperado y por lo tanto con mayor potencia.

Usando el modelo de propagación descrito en la sección 5.1, la distancia entre un nodo transmisor y un nodo receptor puede ser estimada considerando un valor de potencia de referencia ( $RSSI_0$ ). Este valor de referencia es medido colocando ambos nodos a una distancia fija  $R_0$  en unas condiciones de temperatura y humedad relativa conocidas a las que denotamos como “condiciones de referencia”. Dado que la medida de RSSI está condicionada por el nivel de batería en los nodos, dicha información es importante cuando se mide el valor de  $RSSI_0$ . Los nodos del sistema TELIAMADE tienen la capacidad de estimar su nivel de batería y esa información es recopilada al hacer cada medida de  $RSSI$ .

Puesto que los niveles de voltaje en los nodos pueden diferir con respecto a las condiciones de referencia, las medidas de RSSI estarán afectadas por dichas variaciones de voltaje. Un menor voltaje de alimentación en el nodo transmisor hace que el valor de RSSI detectado sea menor, de modo que la distancia estimada aplicando el modelo de propagación será superior a la esperada. Esto es debido a que la pérdida de potencia es atribuida únicamente a la

propagación de la señal entre el nodo transmisor y el nodo receptor. Por el contrario, una caída de voltaje en el nodo receptor hace que la medida de RSSI sea mayor, de modo que la distancia estimada usando el modelo será inferior a la esperada.

Para compensar el efecto de las baterías en la medida de RSSI proponemos utilizar los niveles de voltaje de referencia y los niveles de voltaje actuales de los nodos para ajustar la medida RSSI a los niveles de voltaje de referencia. El factor de pérdidas que permite aplicar dicha compensación es expresado como:

$$\Delta_v = \frac{V_{T0}}{V_T} \cdot \frac{V_R}{V_{R0}} \quad (5.11)$$

donde  $V_{T0}$  y  $V_{R0}$  son respectivamente los niveles de voltaje del nodo transmisor y el nodo receptor medidos en las condiciones de referencia, mientras que  $V_T$  y  $V_R$  corresponden al nivel de voltaje actual de los nodos cuando la medida de RSSI es realizada.

## 5.4 Precisión en la medida de distancia

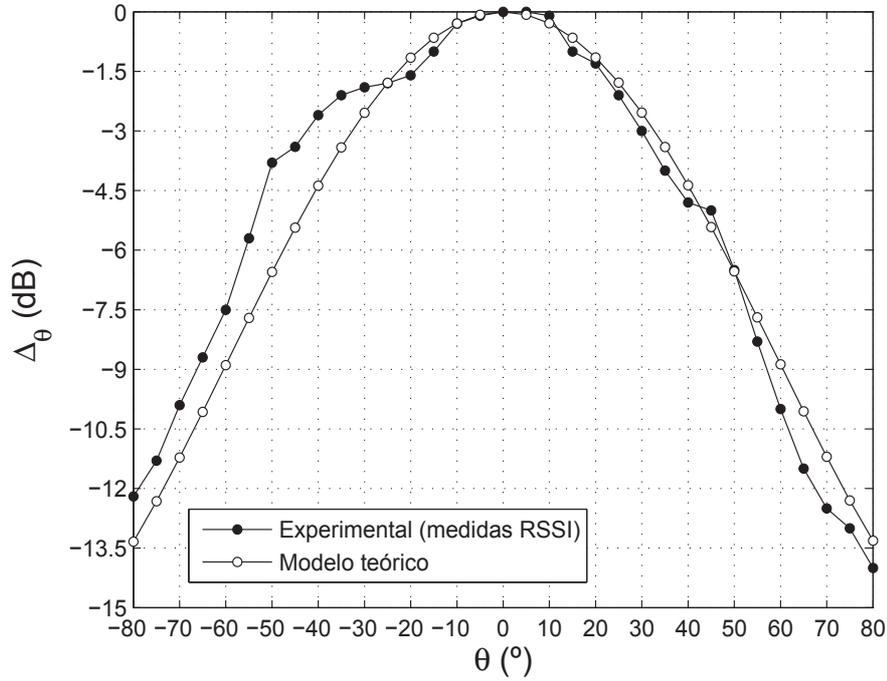
En esta sección mostramos el efecto del ángulo de incidencia de los transductores y el nivel de batería de los nodos sobre la medida de RSSI. Una incorrecta estimación del nivel de RSSI de señal va a introducir errores en la medida de distancia al aplicar el modelo de propagación de señal.

En primer lugar comenzamos mostrando el efecto del ángulo de incidencia de los transductores. Para esta experimentación utilizamos una pareja de nodos colocados en la forma descrita en la Figura 4.5 (ver 4.5.1). La distancia entre los nodos fue fijada a 2 m, alineando el centro de sus transductores mediante un puntero láser. Los trípodes utilizados como soporte disponen de una plataforma giratoria a la cual fueron fijados los nodos. Esta plataforma permite rotar en torno al eje  $y$  posibilitando la medida en distintos ángulos de incidencia de los transductores.

En la experimentación realizada, sólo el nodo transmisor fue rotado, manteniendo el nodo receptor fijo ( $E(\theta_{rx}) = E(0) = 0$  dB). El rango de ángulos analizado fue de  $[-80^\circ, 80^\circ]$  con un paso de  $5^\circ$ . El ángulo de orientación del transductor fue medido usando una brújula graduada situada en la plataforma de rotación del trípode. Los nodos fueron alimentados a un voltaje constante de 3.3 V usando una fuente de alimentación externa para evitar el efecto de las baterías en la medida de RSSI.

Para verificar la bondad de nuestra aproximación utilizamos como referencia el patrón de pérdidas de potencia de los transductores. Dicho patrón fue obtenido experimentalmente a partir de las medidas de RSSI registradas en los diferentes ángulos. La Figura 5.2 muestra la curva de pérdidas de potencia obtenida experimentalmente a partir de las medidas de RSSI usando los nodos (puntos rellenos), junto a la curva de pérdidas de potencia obtenida teóricamente usando el modelo de Airy (puntos huecos). El similar comportamiento de ambas curvas demuestra que el modelo propuesto es consistente con las medidas experimentales.

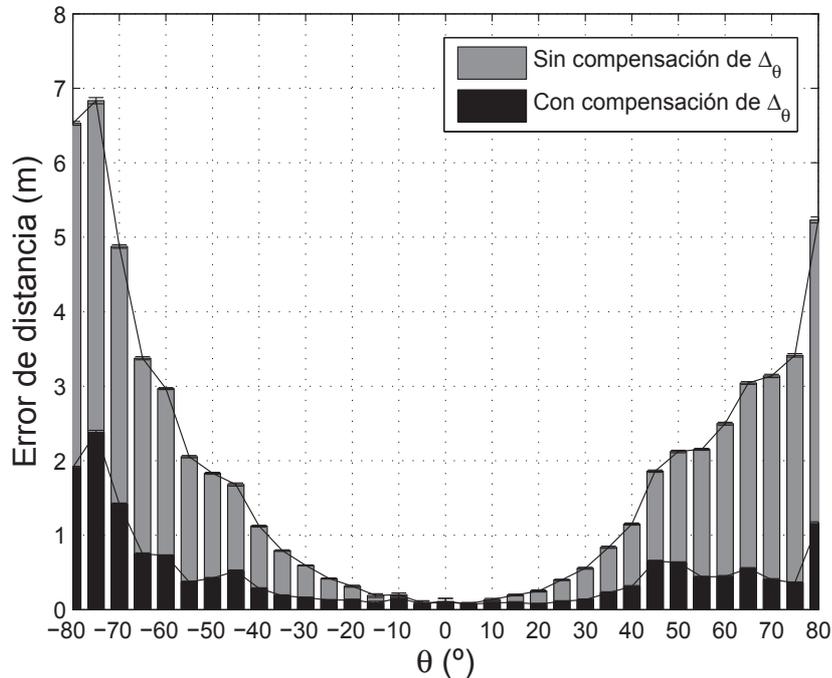
La Figura 5.3 muestra el error de distancia obtenido de aplicar el modelo de propagación



**Figura 5.2:** Pérdida de potencia debida a la orientación de los transductores. Los puntos rellenos corresponden a los valores de pérdida de potencia estimados experimentalmente a partir de las medidas de RSSI registradas usando una pareja de nodos para los distintos ángulos de incidencia, fijando la distancia entre nodos a 2 m. Por su parte, los puntos huecos corresponden a los valores de pérdida de potencia estimados usando el factor de pérdidas definido en (5.10). Los nodos estaban alimentados a un voltaje fijo de 3.3 V (usando una fuente de alimentación) para evitar el efecto de las baterías en la medida de RSSI.

de señal para las medidas de RSSI tomadas a los distintos ángulos de incidencia entre los transductores de los nodos. El modelo de propagación incluye los valores de temperatura y humedad relativa para estimar el valor de  $\gamma$  (ver (5.4)). Dichos valores fueron registrados durante el proceso de medida, considerando finalmente su valor promedio (21.4 °C y 39 % respectivamente). Las barras de color gris muestran los errores de distancia obtenidos cuando las medidas de RSSI no son compensadas con el factor de pérdidas de potencia debidas al ángulo de incidencia de los transductores. Las barras de color negro muestran en cambio los errores obtenidos al aplicar dicha compensación usando el factor de pérdidas  $\Delta_\theta$ .

Los resultados muestran que un mayor desalineamiento angular entre los transductores introduce mayores errores en la estimación de distancia. Por ejemplo, ángulos de incidencia superiores a  $\pm 50^\circ$  implican errores de distancia de varios metros. Sin embargo la magnitud de estos errores es significativamente reducida cuando las medidas de RSSI son compensadas con el factor de pérdidas  $\Delta_\theta$ . En este caso los errores de distancia obtenidos son inferiores a 0.6 m para un desalineamiento angular de uno de los transductores inferior a  $\pm 65^\circ$ . Estos errores se reducen a un valor inferior a 0.2 m cuando el desalineamiento angular es inferior a  $\pm 40^\circ$ .



**Figura 5.3:** Errores de distancia obtenidos usando el modelo de propagación de señal para medidas de RSSI tomadas a diferentes ángulos de incidencia de los transductores. Dichas medidas fueron realizadas usando una pareja de nodos alimentados con un voltaje constante de 3.3 V y separados por una distancia de 2 m. Los valores en gris corresponden a los errores de distancia obtenidos cuando no se aplica la compensación de pérdidas debidas al ángulo. Los valores en negro son los errores de distancia obtenidos de compensar las medidas de RSSI con el factor de pérdidas  $\Delta_\theta$ .

Por otro lado se llevó a cabo una segunda experimentación para evaluar el efecto del nivel de batería de los nodos en las medidas de RSSI. Al igual que en la experimentación anterior se utilizó una pareja de nodos separados una distancia de 2 m. En este caso el nodo transmisor y el nodo receptor fueron alineados con precisión (tomando como referencia el centro de sus transductores) para evitar las pérdidas de potencia debidas a la orientación de los transductores ( $\Delta_\theta = 0$  dB) y analizar por separado el efecto del nivel de batería sobre la medida de RSSI. Para ello, los nodos fueron alimentados usando fuentes de alimentación externas para controlar y ajustar de forma precisa el nivel de voltaje en los nodos durante la experimentación.

Los nodos del sistema TELIAMADE son capaces de estimar su nivel de voltaje ( $V_{in}$ ) de forma autónoma. Para ello utilizan la función *PHYGetBatteryMonitor* implementada en la capa PHY de la pila de protocolos ZigBee (ver subsección 2.2.3.1). Esta función toma como referencia un umbral de tensión ajustable ( $V_{toggle}$ ) dado por la siguiente expresión [54]:

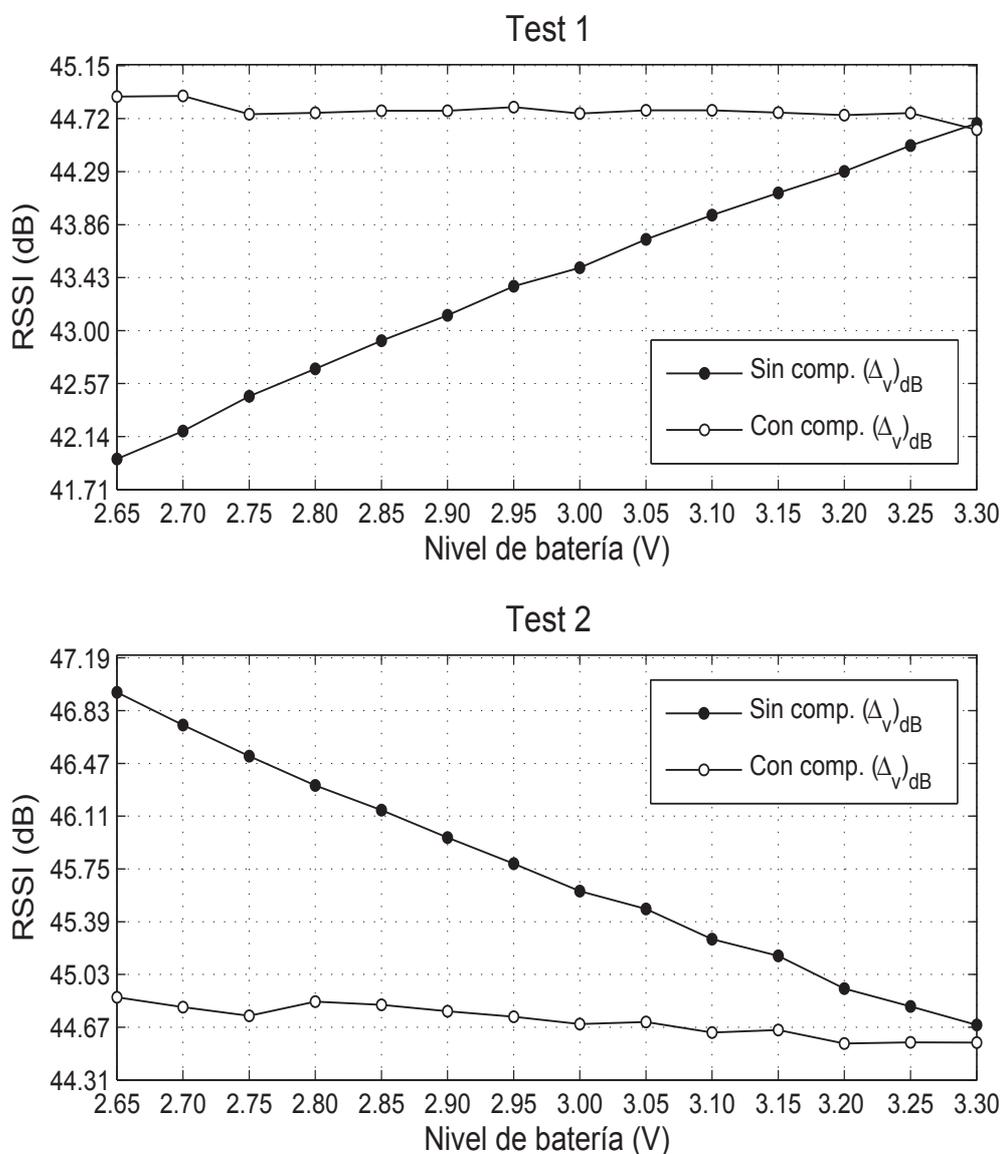
$$V_{toggle} = 1.25 \cdot \frac{72 - BATTMON}{27} \quad (5.12)$$

El término *BATTMON* en (5.12) es un registro de control de 5 bits que puede tomar valores entre 0 y 31. En nuestro caso el valor de  $V_{toggle}$  es inicializado por defecto a 2.73 V ( $BATTMON=13$ ) al tratarse del nivel mínimo de voltaje que garantiza el correcto funcionamiento de los nodos TELIAMADE. El valor de *BATTMON* es incrementado por la función hasta detectar que  $V_{toggle} > V_{in}$ . De este modo  $V_{in}$  es estimado por comparación con  $V_{toggle}$ . Es fácil comprobar que la resolución máxima a la cual puede modificarse el valor de  $V_{toggle}$  es  $\pm 46.3$  mV. Dicha resolución puede provocar cierta imprecisión en la estimación de  $V_{in}$  que puede llevar a un error máximo de 32 mm en la medida de distancia. Este valor ha sido calculado experimentalmente comparando los errores de distancia obtenidos de considerar los niveles de voltaje reales en los nodos (medidos usando un polímetro) y los niveles de voltaje estimados con *PHYGetBatteryMonitor*, los cuales son utilizados en el cálculo de  $\Delta_v$  para compensar la medida de RSSI.

El efecto del nivel de batería en los procesos de transmisión y recepción de señal de ultrasonidos fue analizado como sigue. En una primera fase (*Test 1*) el nodo receptor fue alimentado a un voltaje fijo de 3.30 V, mientras que el voltaje de alimentación del nodo transmisor fue cambiándose en el rango de [2.65, 3.30] V con un incremento de paso de 0.05 V. Para cada referencia de voltaje considerada se tomaron los valores de temperatura y humedad relativa haciendo uso de un termohigrómetro. En este caso, el valor promedio de temperatura y humedad relativa fueron de 21.7 °C y 34 % respectivamente. En una segunda fase (*Test 2*) invertimos la forma de alimentar los nodos, es decir, el nodo transmisor fue alimentado a un voltaje fijo de 3.30 V, mientras que el nodo receptor fue alimentado a un voltaje variable en el rango de [2.65, 3.30] V. El valor promedio de temperatura y humedad relativa medidos en esta segunda fase experimental fueron de 22.5 °C y 34 % respectivamente.

Los niveles de voltaje de referencia ( $V_{T0}, V_{R0}$ ) utilizados en el cálculo de  $\Delta_v$  fueron fijados a 3.30 V. El valor de  $RSSI_0$  (referencia de potencia) fue medido fijando estos voltajes de referencia en los nodos. La distancia entre los nodos (fijada en 2 m) y el alineamiento de sus transductores permanecieron inalterados durante la experimentación. La Figura 5.4 muestra las medidas de RSSI obtenidas para esta segunda experimentación. La curva de puntos rellenos representa las medidas de RSSI obtenidas para las distintas condiciones de voltaje en los nodos sin aplicar el factor de compensación de pérdidas por batería  $\Delta_v$  (caso A). Esta curva muestra el efecto esperado en las medidas de RSSI cuando las condiciones de voltaje en los nodos ( $V_T, V_R$ ) son diferentes a las condiciones de voltaje de referencia ( $V_{T0}, V_{R0}$ ). En *Test 1* podemos ver que una caída de tensión en el nodo transmisor reduce la potencia de señal recibida debido a una menor ganancia en transmisión. Por su parte, en *Test 2* podemos observar que una caída de voltaje en el nodo receptor incrementa la potencia de señal recibida al reducirse el rango dinámico del convertidor A/D.

El mecanismo de compensación propuesto en 5.3 permite reducir el efecto del nivel de voltaje en la medida RSSI. La curva de puntos vacíos obtenida para los dos escenarios de medida analizados (*Test 1* y *Test 2*), muestra los valores de las medidas de RSSI al aplicar el factor de compensación  $\Delta_v$  usando (5.8) (caso B). La pendiente casi plana de esta curva confirma la eficacia de nuestro ajuste.



**Figura 5.4:** Valores de RSSI obtenidos para una pareja de nodos separados una distancia de 2 m y alineados uno frente a otro ( $\Delta_\theta=0$  dB), considerando diferentes niveles de voltaje. En *Test 1* el nodo receptor fue alimentado a un voltaje fijo de 3.30 V mientras que el nodo transmisor fue alimentado a un nivel de voltaje variable en el rango de [2.65, 3.30] V. En *Test 2* el nodo transmisor fue alimentado a un voltaje fijo de 3.30 V y el nodo receptor a un voltaje variable en el rango de [2.65, 3.30] V. La curva de puntos rellenos representa las medidas de RSSI obtenidas bajo las distintas condiciones de voltaje sin aplicar el factor de compensación de pérdidas  $\Delta_v$  (caso A). Por su parte la curva de puntos vacíos muestra las mismas medidas de RSSI al aplicar el factor de compensación  $\Delta_v$  (caso B).

Batería (V)	(Test 1) error distancia (mm)		(Test 2) error distancia (mm)	
	Caso A	Caso B	Caso A	Caso B
3.30	0.1	-9.4	0.0	-21.5
3.25	-32.5	14.8	22.6	-21.3
3.20	-70.9	12.0	43.9	-22.7
3.15	-103.5	15.6	82.5	-6.0
3.10	-137.0	18.9	102.3	-9.0
3.05	-174.4	19.0	137.0	3.6
3.00	-218.3	14.2	157.6	1.3
2.95	-247.8	23.5	188.3	9.9
2.90	-294.1	18.1	217.4	16.6
2.85	-335.1	18.3	247.7	24.3
2.80	-381.3	15.1	273.5	28.2
2.75	-426.6	13.2	305.6	11.1
2.70	-485.6	39.6	338.4	21.6
2.65	-532.4	38.4	372.0	33.3

**Tabla 5.1:** Errores de distancia obtenidos a partir de las medidas de RSSI registradas usando una pareja de nodos alimentados a diferentes niveles de voltaje. Los nodos estaban separados por una distancia fija de 2 m y alineados entre sí para evitar pérdidas de potencia por orientación ( $(\Delta_\theta)_{dB} = 0$ ). La distancia entre nodos fue estimada usando la medida  $\widehat{RSSI}$  en (5.7). Los resultados mostrados en la tabla corresponden a la evaluación de los escenarios de medida *Test 1* y *Test 2* descritos anteriormente: caso A) muestra los errores cuando no se aplica el factor de compensación  $\Delta_v$ ; caso B) muestra los errores obtenidos de aplicar el factor de compensación  $\Delta_v$  en la medida de  $\widehat{RSSI}$ .

Para ver el efecto de dicha compensación en la precisión final del sistema, las medidas de RSSI fueron convertidas a un valor de distancia utilizando el modelo de propagación de señal descrito en 5.1. En la Tabla 5.1 se muestran los errores de distancia obtenidos a partir de las medidas de RSSI tomadas en los escenarios de medida anteriormente descritos. Los datos de la tabla indican una mejora significativa en la precisión del sistema cuando las mediciones RSSI son compensadas con el factor de pérdidas  $\Delta_v$  (Caso B). Dicha compensación permite limitar el error máximo de distancia a un valor inferior a 30 mm. Una parte importante de este error se debe a la resolución con la que puede determinarse el nivel de voltaje en los nodos (su contribución máxima al error es aproximadamente de ese orden). El significativo incremento del error para niveles de voltaje por debajo de 2.75 V se debe al mal funcionamiento de algunos componentes hardware del diseño cuando operan por debajo de este nivel de voltaje.



## Calibración del sistema y cálculo de la posición

El uso de componentes pasivos en el diseño hardware de los nodos introduce un retardo adicional en la medida de TOF que afecta a la medida de distancia. La compensación de dicho retardo requiere aplicar un proceso de calibración de los nodos. Este proceso se basa en realizar una regresión lineal de las medidas de distancia obtenidas a partir de las medidas de TOF realizadas en un escenario controlado, donde los nodos son colocados a diferentes distancias de referencia conocidas. En la sección 6.1 describimos los detalles del proceso de calibración de los nodos.

La posición del móvil es calculada aplicando trilateración o multilateración a partir de las medidas de distancia estimadas a tres o más nodos de referencia. Como ya comentamos en el capítulo 2, los nodos de referencia en TELIAMADE operan normalmente como transmisores ultrasónicos y ocupan posiciones fijas. Por su parte, el nodo móvil opera como receptor de ultrasonidos y puede ocupar distintas posiciones en el espacio tridimensional. En la sección 6.2 describimos el algoritmo de multilateración implementado en TELIAMADE que permite estimar la posición del nodo móvil.

Además de una buena precisión en la estimación de distancias, la precisión final de localización del sistema también depende de la correcta determinación de las coordenadas de los nodos de referencia. La multilateración exige conocer de forma exacta las coordenadas de los nodos de referencia para obtener una buena estimación de la posición del móvil. Sin embargo, la ubicación de estos nodos (típicamente en el techo) dificulta la medida de sus coordenadas. En la sección 6.3 proponemos el uso de un algoritmo de calibración para estimar de forma precisa las coordenadas de los transmisores a partir de medidas de distancia obtenidas a ciertas posiciones de referencia conocidas del nodo móvil.

## 6.1 Calibración de los nodos

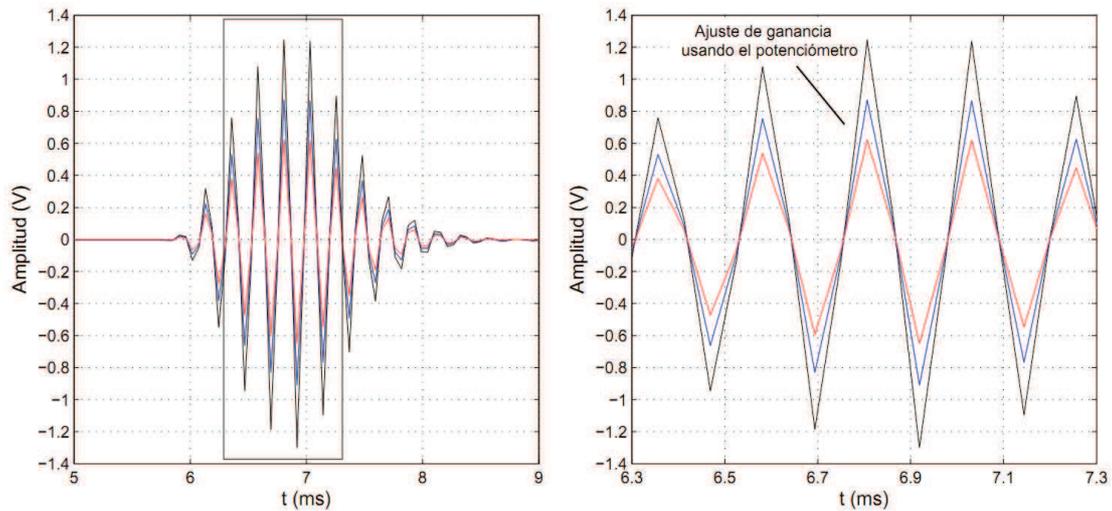
La calibración de los nodos fue realizada por parejas, configurando uno de los nodos como transmisor y el otro como receptor. Para simplificar el proceso de calibración de los nodos del sistema, seleccionamos uno de los nodos disponibles (nodo N1) para operar siempre como receptor de ultrasonidos. El resto de nodos (de N2 a N6) fueron configurados como transmisores. En total disponemos de 5 parejas de nodos (tantas como nodos transmisores) en las cuales el nodo N1 siempre está funcionando como receptor de ultrasonidos.

Antes de iniciar el proceso para estimar el retardo hardware en los nodos, realizamos un ajuste de la ganancia de señal en el nodo receptor para configurar el rango de operación de distancias del sistema. Como puede observarse en las Figuras 2.7 y 2.8 correspondientes al diseño hardware del nodo final en TELIAMADE (ver 2.1.3), los nodos disponen de un potenciómetro de  $1\text{ k}\Omega$  integrado en el módulo de recepción de señal de ultrasonidos. Este potenciómetro permite ajustar la ganancia del filtro paso banda activo para lograr una mayor o menor amplitud de la señal recibida antes de ser muestreada.

Para llevar a cabo el ajuste de ganancia en el nodo receptor, implementamos el escenario de medida representado en la Figura 4.5 (ver sección 4.5.1), utilizando para ello uno de los nodos transmisores del sistema. La distancia de separación entre los nodos fue fijada a 2 m, procurando un buen alineamiento entre ellos. El nodo transmisor fue configurado para transmitir un pulso de señal de 1 ms, seleccionando una frecuencia de muestreo de  $F_s=17.78\text{ kHz}$  en el nodo receptor. El ajuste de ganancia requiere considerar el nivel de batería en los nodos ya que el voltaje de alimentación condiciona la ganancia de señal en transmisión y recepción. En este caso, el nivel de voltaje en los nodos fue fijado a 3.3 V (máximo voltaje permitido).

Usando los comandos MEASURE\_DIR y GET\_MSG (ver Tabla 2.17), se realizaron un conjunto de medidas de señal que permitieron ajustar el potenciómetro hasta lograr la máxima amplitud de señal sin llegar a la saturación. El ajuste de ganancia fue realizado representando las muestras de señal devueltas por el nodo receptor en cada medida, observando la forma de la señal y calculando su valor máximo de amplitud. En la Figura 6.1 se muestra el efecto de ajustar la ganancia en el receptor para lograr máxima amplitud de señal a la distancia de referencia considerada (2 m). Esto significa que el sistema TELIAMADE es configurado para operar a una distancia mínima de 2 m, alcanzando una distancia máxima de 7 m. Dicho ajuste fue realizado pensando en aplicaciones de localización en interiores, donde los nodos transmisores (nodos de referencia) van a estar colocados típicamente en el techo y el nodo receptor va a ser portado por la persona u objeto móvil. En este caso, la distancia mínima entre el nodo móvil y los nodos de referencia será aproximadamente de 2 m, lo que permite maximizar el radio de alcance del sistema. La posibilidad de utilizar un potenciómetro para ajustar la ganancia de señal en recepción hace del sistema TELIAMADE un sistema flexible para adaptarlo a diferentes rangos de distancias.

Para determinar el retardo debido al diseño hardware de los nodos, fue preciso evaluar la precisión del sistema en un entorno de distancias controladas. Para ello utilizamos nuevamente el escenario de medida representado en la Figura 4.5. El nodo receptor fue configurado para utilizar una frecuencia de muestreo de 17.78 kHz. Los nodos transmisores fueron configurados para transmitir un pulso de señal de 1 ms, utilizando una tasa de 16 medidas de TOF

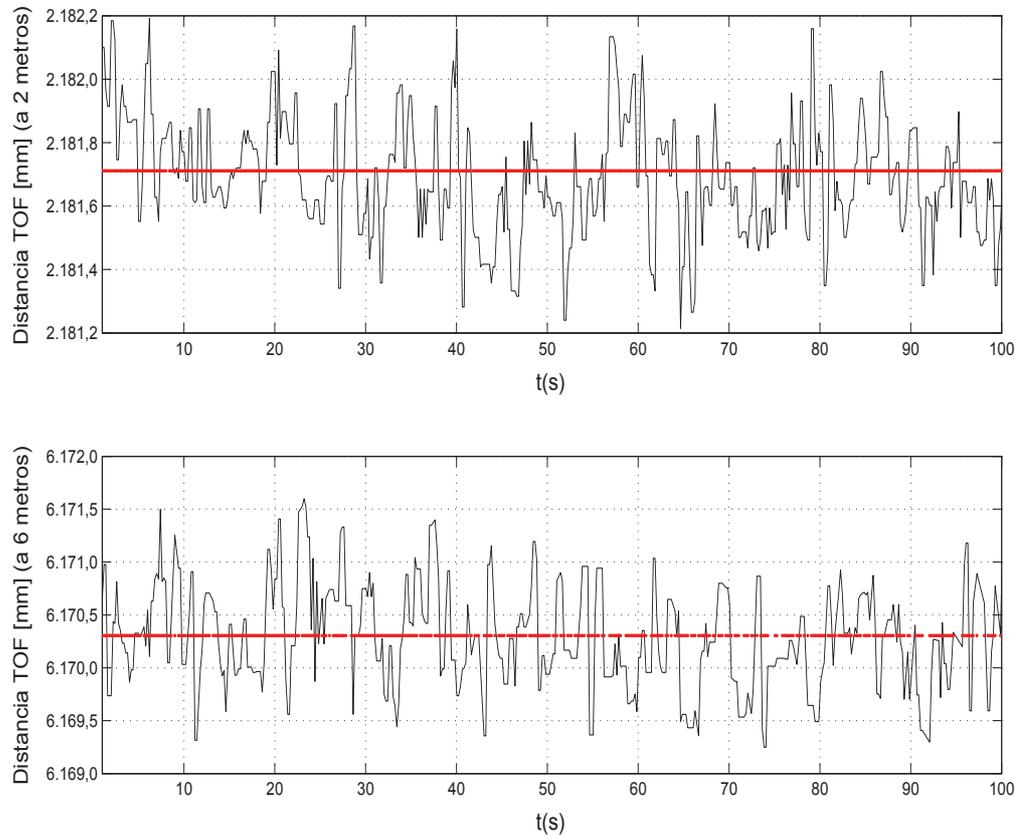


**Figura 6.1:** Ajuste de ganancia en el nodo receptor para lograr máxima amplitud de señal sin llegar a la saturación. La figura representa la recepción de un pulso ultrasónico usando la pareja de nodos N1 y N2, en la que N2 opera como transmisor (configurado para transmitir un pulso de 1 ms) y N1 como receptor (configurado para muestrear la señal a una frecuencia de 17.78 kHz). La distancia entre nodos fue fijada a 2 m. En la figura de la derecha se muestra un “zoom” del pulso de señal recibido considerando diferentes valores de ganancia mediante el ajuste del potenciómetro incluido en el módulo receptor de ultrasonido (ver diseño hardware del nodo en Figura 2.8).

cada 3.2 segundos, es decir, se realizó una medida de TOF al inicio de cada trama de la multitrama. La distancia entre los nodos fue calculada a partir de la medida de TOF estimada usando la expresión de la velocidad del sonido indicada en (3.19). Los valores de temperatura y humedad relativa en la sala fueron medidos periódicamente usando un termohigrómetro. El valor promedio de la temperatura fue considerado en el cálculo de la velocidad del sonido. En este caso la velocidad del sonido fue estimada en 345.52 m/s para un valor promedio de temperatura de 24.3 °C.

La experimentación fue realizada como sigue. El nodo receptor fue colocado a diferentes distancias del nodo transmisor (con sus transductores ultrasónicos alineados), manteniendo fijo el nodo transmisor y desplazando el nodo receptor desde una distancia mínima de 2 m hasta una distancia máxima de 6 m en pasos de 1 m. Un total de 500 medidas de TOF fueron tomadas para cada distancia. Este proceso fue repetido con cada una de las parejas de nodos, manteniendo siempre el nodo N1 como receptor. La separación entre nodos fue medida usando un telémetro láser comercial [92] de precisión  $\pm 1.5$  mm, tomando como referencia la superficie de los transductores de ultrasonido. Factores como el filtrado de señal en recepción o el cálculo de la envolvente de señal a la salida del filtro adaptado, son las causas del retardo de grupo que afecta a las medidas de TOF (ver Figura 3.3 en sección 3.1). En la Figura 6.2 se muestra un ejemplo de los errores de distancia obtenidos para la pareja de nodos N1 y N2 a las distancias de referencia de 2 m y 6 m, debidos al retardo de grupo en las medidas de TOF.

Aunque a priori este retardo debería ser igual en todos los nodos, la tolerancia de los



**Figura 6.2:** Valores de distancia estimados a partir de las medidas de TOF tomadas a las distancias de referencia de 2 y 6 metros usando la pareja de nodos N1 y N2. La línea horizontal roja representa el valor medio obtenido de considerar las 500 medidas de distancia estimadas. Nótese que este valor es superior a lo esperado (distancia de referencia) debido al efecto del retardo de grupo en las medidas de TOF.

componentes hardware utilizados en el diseño conduce a un retardo diferente en cada nodo. Por este motivo es necesario realizar un proceso de calibración de los nodos para estimar dicho retardo de grupo y corregir las medidas de TOF para lograr una buena estimación de distancia. El retardo de grupo es calculado realizando una regresión lineal de las medidas de distancia estimadas con nuestro sistema ( $d_{TOF}$ ), tomando como referencia las distancias medidas con el telémetro láser ( $d_{REF}$ ). Los parámetros de la pendiente ( $m$ ) y la ordenada en el origen ( $b$ ) de la recta de regresión son utilizados para corregir las distancias inferidas a partir de las medidas de TOF en la forma:

$$\hat{d} = d_{TOF} \cdot m + b \quad (6.1)$$

donde el parámetro  $m$  permite ajustar el valor de la velocidad del sonido y el parámetro  $b$  el retardo de envoltura de la señal. A continuación esquematizamos el funcionamiento del

algoritmo que permite compensar el retardo de grupo en las medidas de TOF:

---

```

while(1)
    c=vsound(T).(1+vscal);
    for i=1:length(dREF)
        TOF=(TOF-Retenv);
        dTOF(i)=mean(TOF.c);
    end
    x=dTOF;
    y=dREF;
    [b,m,R2]=regresión(x,y);
    ye=x.m+b;
    std_error=std(y-ye);
    Retenv=Retenv-(b/c);
    vscal=vscal-(1-m);
    if (|b| <0.1 mm) break;
end

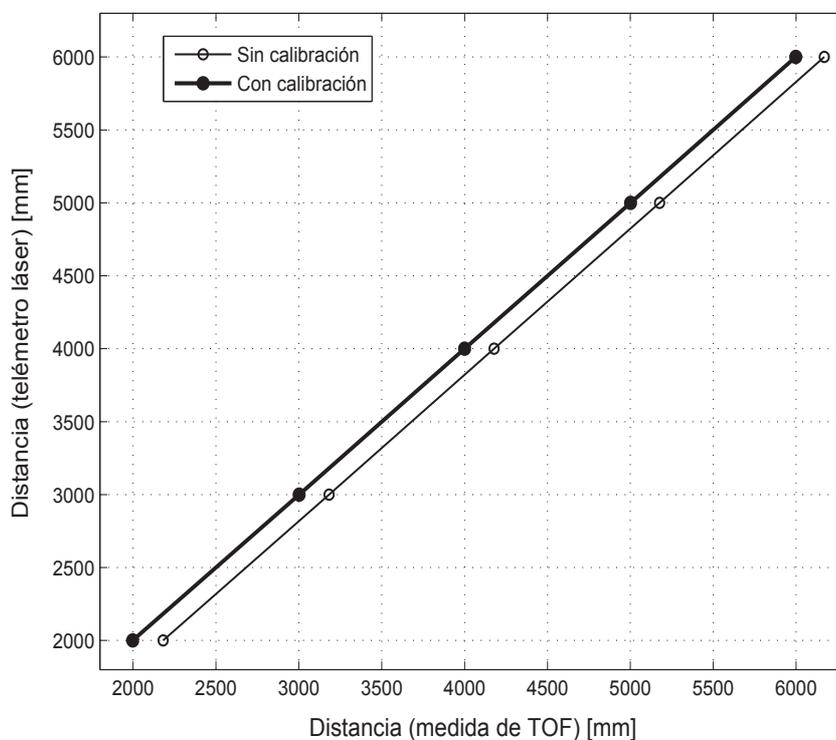
```

---

El algoritmo se inicia asumiendo que no existe ningún retardo de grupo en las medidas de TOF, por lo que las variables *Ret<sub>env</sub>* y *vscal* son inicializadas a cero. La variable *Ret<sub>env</sub>* representa al parámetro *b* (expresado en unidades de tiempo), mientras que *vscal* representa al error de pendiente  $(1 - m)$  y es utilizado para corregir la velocidad del sonido. La velocidad del sonido (*c*) es calculada usando la expresión (3.19), considerando el valor promedio de temperatura (*T*).

Para cada una de las distancias de referencia se realiza lo siguiente. En primer lugar se lleva a cabo la corrección del retardo de envolvente restando el valor de *Ret<sub>env</sub>* a las medidas de TOF realizadas a esa distancia. La variable *TOF* representa al conjunto de medidas realizadas a esa distancia de referencia (en torno a 500 medidas). A continuación las medidas de TOF son convertidas a valores de distancia usando el valor estimado de la velocidad del sonido, calculando finalmente el valor promedio de estas distancias. El resultado es un vector de distancias promedio (*d<sub>TOF</sub>*) que es utilizado para llevar a cabo una regresión lineal considerando el vector de distancias de referencia medidas con el telémetro láser (*d<sub>REF</sub>*). Los parámetros del ajuste *m* y *b* son utilizados para estimar el valor de *Ret<sub>env</sub>* y *vscal* en la forma indicada arriba. Estos parámetros también son utilizados para corregir el vector de distancias (*d<sub>TOF</sub>*) en la forma descrita en (6.1) y obtener la desviación típica de los errores de distancia (*std<sub>error</sub>*).

Todo el proceso anterior se repite para los nuevos valores de *Ret<sub>env</sub>* y *vscal* hasta alcanzar una ordenada en el origen inferior a  $\pm 0.1$  mm. Los resultados experimentales mostraron una rápida convergencia del algoritmo, empleando típicamente 3 ó 4 iteraciones.



**Figura 6.3:** Procedimiento de calibración para una pareja de nodos. El retardo de grupo en las medidas de TOF es compensando aplicando una regresión lineal de las medidas de distancia estimadas con nuestro sistema, tomando como referencia las distancias medidas con un telémetro láser. En el eje y se representan las distancias de referencia medidas con el telémetro láser. En el eje x se muestran los valores medios de distancia obtenidos a partir del conjunto de medidas de TOF realizadas a cada una de las distancias de referencia consideradas. Los valores representados corresponden a las medidas realizadas con la pareja de nodos N1 y N2. La línea delgada muestra la regresión lineal de las medidas antes de compensar el retardo de grupo, observando un error de distancia de 18.99 cm. La línea gruesa corresponde a la recta de regresión obtenida tras la calibración de los nodos, con una desviación típica de error de 1.77 mm.

El proceso de calibración anteriormente descrito fue aplicado con cada una de las parejas de nodos. La Figura 6.3 muestra el ajuste de calibración realizado para las medidas realizadas con la pareja de nodos N1 y N2. En el eje y se representan las distancias de referencia medidas con el telémetro láser ( $d_{REF}$ ), mientras que en el eje x se muestran los valores de distancia promedio ( $d_{TOF}$ ) obtenidos de considerar las medidas de TOF registradas a las distintas distancias de referencia. Las medidas de distancia fueron calculadas usando la velocidad del sonido particularizada para un valor medio de temperatura de 24.3 °C. La línea delgada muestra la regresión lineal de las medidas antes de compensar el retardo de grupo (estimado en 0.5483 ms), donde obtenemos una pendiente de  $m = 1.0029$  y una ordenada en el origen de  $b = -189.99$  mm. En este ejemplo, al igual que en el resto, se observa un ajuste mínimo de

la velocidad que demuestra la correcta estimación de la velocidad del sonido usando (3.19). La línea gruesa muestra la recta de regresión obtenida finalmente tras la compensación del retardo, donde obtenemos un coeficiente de determinación  $R^2 = 0.99998$ . En este caso la desviación típica de los errores de distancia obtenidos tras el ajuste es del orden de 1.77 mm. En la Tabla 6.1 se muestran los valores del retardo de envoltorio (Ret\_env), la pendiente ( $m$ ), la ordenada en el origen ( $b$ ), el coeficiente de determinación ( $R^2$ ) y la desviación típica del error tras el ajuste, para las distintas parejas de nodos.

**Tabla 6.1:** Valores del retardo de envoltorio (Ret\_env), pendiente ( $m$ ), ordenada en el origen ( $b$ ), coeficiente de determinación ( $R^2$ ) y desviación típica del error obtenidos tras la calibración de los nodos ( $std\_error$ ), aplicando una regresión lineal de las medidas de distancia estimadas con las distintas parejas de nodos en TELIAMADE. El nodo N1 fue configurado para operar como receptor y el resto de nodos como transmisores. Un total de 500 medidas de TOF fueron tomadas para cada distancia de referencia y cada pareja de nodos.

	N2-N1	N3-N1	N4-N1	N5-N1	N6-N1
<b>Ret_env (ms)</b>	0.5483	0.5584	0.5564	0.5740	0.4967
<b>m</b>	1.0029	1.0057	1.0064	1.0055	1.0045
<b>b (mm)</b>	-189.99	-192.40	-191.67	-197.81	-171.36
$R^2$	0.99998	0.99998	0.99998	0.99997	0.99998
<b>std_error (mm)</b>	1.77	1.25	1.44	1.46	1.27

Por otro lado, la calibración de los nodos para la medida de RSSI de ultrasonidos fue realizada utilizando el mismo escenario de medida descrito para la calibración del retardo de grupo en las medidas de TOF. En este caso, consideramos solamente las medidas realizadas a la distancia de 2 metros (distancia mínima entre dos nodos TELIAMADE), siendo ésta nuestra distancia de referencia ( $R_0$ ). El nodo receptor en TELIAMADE tiene la capacidad de calcular la medida de RSSI de ultrasonidos junto a la medida de TOF. Para cada pareja de nodos fueron tomadas al menos 200 medidas de RSSI a la distancia de referencia  $R_0$ . El valor promedio de dichas medidas constituye el valor de potencia de referencia  $RSSI_0$  utilizado en el modelo de propagación de señal descrito en 5.1.

Este modelo requiere conocer las condiciones atmosféricas de referencia a las cuales fueron obtenidas las medidas de  $RSSI_0$ . Los valores de temperatura y humedad relativa fueron anotados durante el proceso de medida realizado con cada una de las parejas de nodos. Por otro lado, el modelo también precisa conocer el nivel de voltaje de referencia en los nodos ( $V_{T0}$ ,  $V_{R0}$ ) bajo los cuales es determinada la medida de potencia de referencia  $RSSI_0$ . Dado que los nodos TELIAMADE tienen la capacidad de estimar su nivel batería, durante el proceso de medida éstos fueron configurados para informar periódicamente al coordinador de su nivel de batería, estimando  $V_{T0}$  y  $V_{R0}$  como el valor promedio de los niveles de voltaje devueltos por el nodo transmisor y el nodo receptor respectivamente. En la Tabla 6.2 se muestra el valor promedio de potencia  $RSSI_0$  medido con cada pareja de nodos a una distancia de referencia  $R_0=2$  m. En ella también se indica el valor promedio de temperatura ( $T$ ), humedad relativa ( $h_r$ ) y nivel de batería de los nodos en las condiciones de referencia. Estos valores son utilizados por el modelo de propagación de señal para estimar la medida de distancia a partir de los niveles de RSSI medidos en otras condiciones diferentes a las de referencia.

**Tabla 6.2:** Valores promedio del nivel RSSI de señal de ultrasonidos medidos a una distancia fija ( $R_0 = 2m$ ) y unas condiciones de referencia usando distintas parejas de nodos. El nodo N1 opera como receptor y el resto de nodos como transmisores. En la tabla se indican los valores promedio de temperatura ( $T$ ), humedad relativa ( $h_r$ ) y nivel de voltaje en los nodos ( $V_{T0}$ ,  $V_{R0}$ ) relativos a dichas condiciones de referencia.

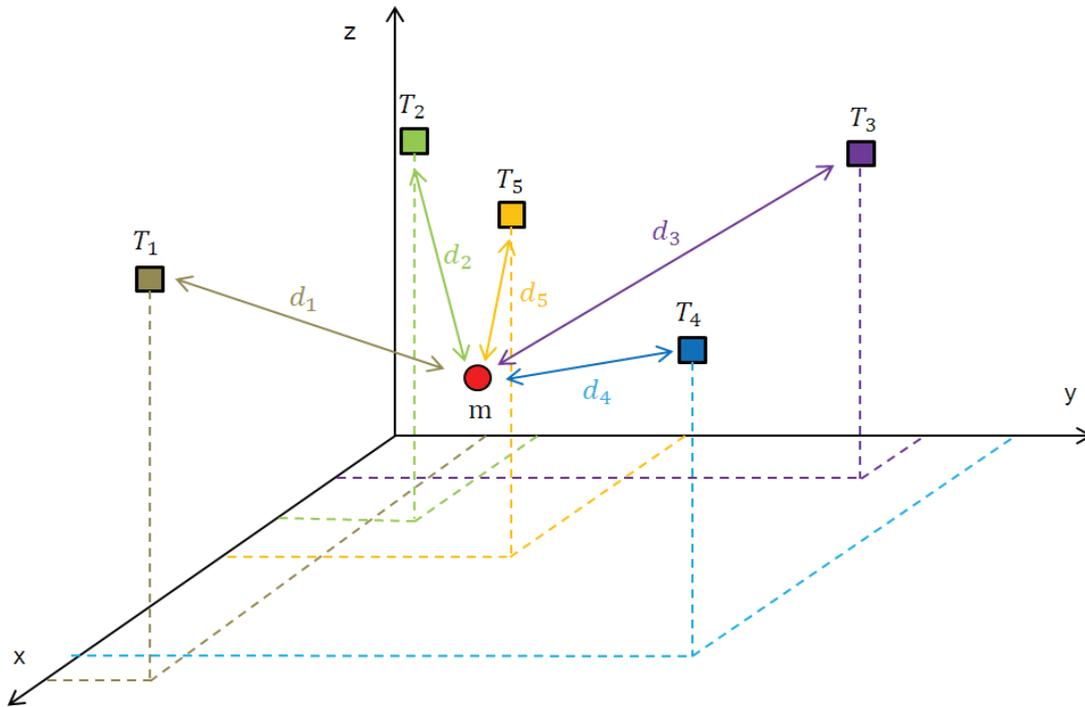
	N2-N1	N3-N1	N4-N1	N5-N1	N6-N1
$RSSI_0$ (dB)	49.76	50.64	50.57	43.79	44.33
$V_{T0}$ (V)	3.06	2.87	2.92	2.87	2.96
$V_{R0}$ (V)	2.96	2.92	2.87	2.87	2.87
$T$ ( $^{\circ}C$ )	22.2	22.4	22.4	22.6	22.6
$h_r$ (%)	32	32	32	32	32

## 6.2 Cálculo de la posición: Multilateración

La posición del móvil puede ser estimada con tres nodos de referencia aplicando trilateración. Sin embargo esta aproximación introduce una ambigüedad de signo en la coordenada  $z$  de la posición del móvil, que en muchos casos es resuelta atendiendo a las características del sistema de referencia elegido para el entorno de localización.

Para obtener de forma exacta y sin ambigüedad la posición del nodo móvil, es preciso considerar al menos cuatro nodos de referencia, es decir, sus coordenadas y las distancias que los separan del nodo móvil. Visualmente la posición del móvil puede verse como el punto donde se cortan cuatro esferas centradas en las coordenadas de los nodos de referencia. Si las coordenadas de los nodos de referencia son exactas y las distancias al nodo móvil son estimadas correctamente, entonces las cuatro esferas se cortan en un único punto que corresponde a la posición del nodo móvil. En la práctica, las medidas de distancia suelen estar afectadas por un cierto error debido a imprecisiones en la medida de TOF de señal y el uso de un valor aproximado de la velocidad del sonido. La medida de posicionamiento también puede verse afectada por imprecisiones en las coordenadas de los nodos de referencia. Esto hace que las cuatro esferas no se corten en un único punto, propiciando la existencia de un área difusa en la cual podría hallarse la posición del nodo móvil.

Dado que las medidas distancias están sujetas a un cierto error, la precisión en la localización del nodo móvil puede mejorarse incorporando un mayor número de nodos de referencia con respecto al mínimo necesario para lograr una localización sin ambigüedad, es decir, cuatro nodos. Esto es precisamente lo que hace el algoritmo de multilateración, el cual permite determinar la posición de un punto en el espacio 3D a partir de las distancias a cuatro o más puntos cuyas coordenadas son conocidas. En TELIAMADE usamos el algoritmo de multilateración para determinar la posición del nodo móvil considerando las distancias estimadas entre éste y un conjunto de nodos de referencia (al menos cuatro) cuyas coordenadas son conocidas. La Figura 6.4 muestra un ejemplo de un escenario de medida formado por 5 nodos transmisores de posiciones conocidas (nodos de referencia) y un nodo receptor móvil (denotado por  $m$ ) situado a una distancia  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $d_4$  y  $d_5$  respecto de estos nodos.



**Figura 6.4:** Estimación de la posición de un nodo móvil aplicando multilateración considerando cinco nodos de referencia fijos. El nodo móvil (denotado por  $m$ ) opera como receptor. Por su parte, los nodos de referencia (denotados por  $T_i$ ) operan como transmisores y sus coordenadas son conocidas. Las distancias estimadas ( $d_i$ ) entre el nodo móvil y el conjunto de nodos de referencia son utilizadas para estimar la posición del móvil.

Como ya hemos comentado anteriormente, las medidas de distancia entre el nodo receptor y los nodos transmisores suelen tener asociado un cierto error que impide obtener una solución de localización exacta. El uso de multilateración requiere aplicar el criterio MMSE (mínimo error cuadrático medio) para llegar a una solución de mínimo error. La multilateración se basa en la resolución de un sistema de ecuaciones sobredeterminado usando el criterio MMSE. A continuación describimos los detalles del método.

Considérese un escenario de localización con un nodo móvil (receptor) y un conjunto de nodos fijos (transmisores), donde la posición del nodo móvil es calculada aplicando multilateración a partir de las medidas de distancia estimadas ( $d_i$ ) a los distintos nodos transmisores; el subíndice  $i$  hace referencia a cada nodo transmisor y toma valores en el rango  $i = 1 \dots N$ , donde  $N$  es el número total de nodos transmisores implicados en la localización del receptor. La posición de los nodos transmisores es conocida y denotada por sus coordenadas en la forma  $(x_{ti}, y_{ti}, z_{ti})$ . Por su parte, la posición desconocida del nodo móvil es denotada por  $m = (x_r, y_r, z_r)$ .

En el caso ideal, el punto donde se halla el nodo receptor debería pertenecer simultáneamente al conjunto de esferas con centro en las respectivas posiciones de los nodos transmisores y radio igual a la distancia  $d_i$  que los separa del nodo receptor. Asumiendo que la posición

de los transmisores y las distancias estimadas están libres de error, el punto de intersección de todas las esferas debería coincidir con la posición del nodo receptor. La ecuación de pertenencia de un punto  $(x, y, z)$  a la superficie de una esfera de centro  $C = (c_x, c_y, c_z)$  y radio  $R$  es dada por:

$$(x - c_x)^2 + (y - c_y)^2 + (z - c_z)^2 = R^2 \quad (6.2)$$

Si particularizamos (6.2) para las esferas definidas por cada uno de los transmisores con centro  $T_i = (x_{ti}, y_{ti}, z_{ti})$  y radio  $d_i$ , y consideramos que la posición del nodo receptor ( $m$ ) pertenece idealmente a cada una de ellas, tenemos que:

$$\begin{aligned} (x_{t1} - x_r)^2 + (y_{t1} - y_r)^2 + (z_{t1} - z_r)^2 &= d_1^2 \\ (x_{t2} - x_r)^2 + (y_{t2} - y_r)^2 + (z_{t2} - z_r)^2 &= d_2^2 \\ (x_{t3} - x_r)^2 + (y_{t3} - y_r)^2 + (z_{t3} - z_r)^2 &= d_3^2 \\ (x_{t4} - x_r)^2 + (y_{t4} - y_r)^2 + (z_{t4} - z_r)^2 &= d_4^2 \\ &\dots \\ (x_{tN} - x_r)^2 + (y_{tN} - y_r)^2 + (z_{tN} - z_r)^2 &= d_N^2 \end{aligned} \quad (6.3)$$

Este sistema de  $N$  ecuaciones (con  $N \geq 4$ ) y tres incógnitas (coordenadas del receptor  $m = (x_r, y_r, z_r)$ ) es un sistema no lineal sobredeterminado. La solución a dicho sistema se obtiene aplicando el método MMSE para estimar los valores de  $x_r$ ,  $y_r$ , y  $z_r$  que minimizan la siguiente función de coste:

$$F = \sum_{i=1}^N \left[ \sqrt{(x_{ti} - x_r)^2 + (y_{ti} - y_r)^2 + (z_{ti} - z_r)^2} - d_i \right]^2 \quad (6.4)$$

Las coordenadas  $x_r$ ,  $y_r$ , y  $z_r$  que minimizan la expresión (6.4) pueden ser halladas mediante un algoritmo iterativo basado en una expansión de serie de Taylor o bien en un descenso en gradiente. Sin embargo, se puede utilizar una aproximación alternativa que permite obtener una solución cerrada al sistema de ecuaciones en (6.3). Para ello realizamos la expansión de las ecuaciones del sistema, desarrollando los binomios y reordenando los términos cuadráticos a un lado de la igualdad y los términos no cuadráticos al otro lado de la igualdad:

$$\begin{aligned} (x_{t1}^2 + x_r^2 + y_{t1}^2 + y_r^2 + z_{t1}^2 + z_r^2 - d_1^2) / 2 &= x_{t1} \cdot x_r + y_{t1} \cdot y_r + z_{t1} \cdot z_r \\ (x_{t2}^2 + x_r^2 + y_{t2}^2 + y_r^2 + z_{t2}^2 + z_r^2 - d_2^2) / 2 &= x_{t2} \cdot x_r + y_{t2} \cdot y_r + z_{t2} \cdot z_r \\ (x_{t3}^2 + x_r^2 + y_{t3}^2 + y_r^2 + z_{t3}^2 + z_r^2 - d_3^2) / 2 &= x_{t3} \cdot x_r + y_{t3} \cdot y_r + z_{t3} \cdot z_r \\ (x_{t4}^2 + x_r^2 + y_{t4}^2 + y_r^2 + z_{t4}^2 + z_r^2 - d_4^2) / 2 &= x_{t4} \cdot x_r + y_{t4} \cdot y_r + z_{t4} \cdot z_r \\ &\dots \\ (x_{tN}^2 + x_r^2 + y_{tN}^2 + y_r^2 + z_{tN}^2 + z_r^2 - d_N^2) / 2 &= x_{tN} \cdot x_r + y_{tN} \cdot y_r + z_{tN} \cdot z_r \end{aligned} \quad (6.5)$$

A partir de (6.5) puede obtenerse un sistema lineal de  $N - 1$  ecuaciones para las incógnitas  $x_r$ ,  $y_r$  y  $z_r$ . Este nuevo conjunto de ecuaciones lineales se obtiene realizando la traslación del sistema de referencia original a la posición del nodo transmisor  $T_1$ , lo que conlleva la traslación del resto de posiciones de los nodos:

$$\begin{aligned}
(x_{t1}^2 - x_{t2}^2 + y_{t1}^2 - y_{t2}^2 + z_{t1}^2 - z_{t2}^2 + d_2^2 - d_1^2) / 2 &= (x_{t1} - x_{t2}) \cdot x_r + (y_{t1} - y_{t2}) \cdot y_r + (z_{t1} - z_{t2}) \cdot z_r \\
(x_{t1}^2 - x_{t3}^2 + y_{t1}^2 - y_{t3}^2 + z_{t1}^2 - z_{t3}^2 + d_3^2 - d_1^2) / 2 &= (x_{t1} - x_{t3}) \cdot x_r + (y_{t1} - y_{t3}) \cdot y_r + (z_{t1} - z_{t3}) \cdot z_r \\
(x_{t1}^2 - x_{t4}^2 + y_{t1}^2 - y_{t4}^2 + z_{t1}^2 - z_{t4}^2 + d_4^2 - d_1^2) / 2 &= (x_{t1} - x_{t4}) \cdot x_r + (y_{t1} - y_{t4}) \cdot y_r + (z_{t1} - z_{t4}) \cdot z_r \\
&\dots \\
(x_{t1}^2 - x_{tN}^2 + y_{t1}^2 - y_{tN}^2 + z_{t1}^2 - z_{tN}^2 + d_N^2 - d_1^2) / 2 &= (x_{t1} - x_{tN}) \cdot x_r + (y_{t1} - y_{tN}) \cdot y_r \\
+ (z_{t1} - z_{tN}) \cdot z_r &
\end{aligned} \tag{6.6}$$

El sistema lineal de ecuaciones en (6.6) puede expresarse de forma matricial como:

$$A \cdot m' = b \tag{6.7}$$

donde

$$A = \begin{bmatrix} x_{t1} - x_{t2} & y_{t1} - y_{t2} & z_{t1} - z_{t2} \\ x_{t1} - x_{t3} & y_{t1} - y_{t3} & z_{t1} - z_{t3} \\ x_{t1} - x_{t4} & y_{t1} - y_{t4} & z_{t1} - z_{t4} \\ \vdots & & \\ x_{t1} - x_{tN} & y_{t1} - y_{tN} & z_{t1} - z_{tN} \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} 0.5 \cdot (x_{t1}^2 - x_{t2}^2 + y_{t1}^2 - y_{t2}^2 + z_{t1}^2 - z_{t2}^2 + d_2^2 - d_1^2) \\ 0.5 \cdot (x_{t1}^2 - x_{t3}^2 + y_{t1}^2 - y_{t3}^2 + z_{t1}^2 - z_{t3}^2 + d_3^2 - d_1^2) \\ 0.5 \cdot (x_{t1}^2 - x_{t4}^2 + y_{t1}^2 - y_{t4}^2 + z_{t1}^2 - z_{t4}^2 + d_4^2 - d_1^2) \\ \vdots \\ 0.5 \cdot (x_{t1}^2 - x_{tN}^2 + y_{t1}^2 - y_{tN}^2 + z_{t1}^2 - z_{tN}^2 + d_N^2 - d_1^2) \end{bmatrix}$$

$$m = [x_r, y_r, z_r]$$

Finalmente el valor de  $m$  puede ser calculado en la forma:

$$m = (A' \cdot A)^{-1} \cdot (A' \cdot b) \tag{6.8}$$

El número considerado de nodos transmisores no es un factor limitante del método. Se pueden utilizar cuantos nodos se quieran, con un mínimo de cuatro nodos. En sistemas de

posicionamiento como TELIAMADE, el despliegue de un gran número de nodos de referencia para cubrir con garantías el espacio de localización, permite disponer (en la mayoría de los casos) de cuatro nodos transmisores para estimar la posición del nodo receptor móvil.

Aunque a priori el método de multilateración es más robusto a errores que el algoritmo de trilateración (utiliza mayor información para determinar la posición del móvil), lo cierto es que el método de trilateración presenta un mejor comportamiento cuando las medidas son fiables, aunque su margen de mejora con respecto al algoritmo de multilateración es poco significativo. Esto se debe a que el algoritmo de trilateración hace uso de las tres medidas de menor distancia (asociadas a los tres nodos de referencia más próximos al nodo móvil), que son generalmente las medidas con menor probabilidad de error. El error en la medida de distancia suele ser mayor cuanto mayor es el TOF de señal, debido a la mayor atenuación de señal. Sin embargo, la utilización de una cuarta medida o más medidas aplicando multilateración, permite disponer de mayor información para determinar la posición del nodo móvil y compensar así posibles medidas de distancia afectadas por errores debidos al efecto multipath, obstrucción parcial de la señal, ráfagas de aire, etc.

### 6.3 Calibración de la posición de los nodos de referencia

La multilateración requiere conocer de forma exacta las coordenadas de los nodos de referencia para obtener una buena estimación de la posición del móvil. La ubicación de estos nodos (típicamente en el techo u otros lugares poco accesibles) dificulta la medida de sus coordenadas.

En esta sección proponemos el uso de un algoritmo de calibración para estimar de forma precisa las coordenadas de los nodos de referencia a partir de las medidas de distancia obtenidas a ciertas posiciones conocidas del nodo móvil. El algoritmo de calibración propuesto utiliza un enfoque similar al descrito en [93]. Para ello utilizamos un banco óptico milimetrado que nos permitió colocar el nodo móvil en distintas posiciones de referencia con una precisión milimétrica. A continuación describimos la experimentación realizada para llevar a cabo la calibración de las posiciones de los nodos transmisores en el sistema TELIAMADE.

El método de calibración de la posición requiere conocer las coordenadas aproximadas de los nodos transmisores. La posición de estos nodos fue medida haciendo uso de un telémetro láser, tomando como referencia un punto del entorno de localización (origen de coordenadas del sistema), que en nuestro caso fue fijado en el suelo. En este escenario se realizaron medidas de TOF considerando diferentes posiciones conocidas del nodo receptor usando el banco óptico. En este proceso partimos de la correcta calibración de los nodos del sistema (compensación del retardo de grupo) para garantizar una precisa estimación de la distancia. En cada posición se tomaron al menos 500 medidas de TOF para obtener una buena estadística de medida, midiendo periódicamente el valor de temperatura para la estimación de la velocidad del sonido.

Las medidas de distancia obtenidas a las distintas posiciones conocidas del nodo receptor fueron utilizadas para estimar de forma precisa las coordenadas de los nodos transmisores

aplicando un enfoque basado en una multilateración inversa. A continuación esquematizamos el funcionamiento del algoritmo de calibración que permite estimar de forma precisa las posiciones de los nodos transmisores:

---

```

for i=1:N
    k=0;
    x0=Ct(i);
    x=x0;
    while(1)
        d=distancia.euclidea(Cr,x);
        b=R(i)-d;
        if(k > 10)
            break;
        else
            D=[(x-Cr)/d];
            dx=(D' · D)-1 · (D' · b);
            x=x+dx;
            k=k+1;
        end
    end
end

```

---

El parámetro  $N$  representa el número de nodos transmisores implicados en la localización del receptor y cuyas posiciones queremos calibrar. El método requiere que el nodo receptor sea colocado en cuatro o más posiciones de referencia conocidas para poder realizar el ajuste de las coordenadas de los nodos transmisores. Las coordenadas de los nodos transmisores fueron estimadas por separado haciendo uso de un bucle *for*. El procedimiento es el siguiente.

Para cada transmisor, se inicializa su posición con las coordenadas medidas usando el telémetro láser ( $x_0$ ). Mediante un bucle *while* dichas coordenadas son ajustadas iterativamente para minimizar el error de distancia estimado entre las medidas de distancia obtenidas con nuestro sistema (basadas en la medida del TOF de señal) y las calculadas teóricamente a partir de las posiciones del receptor y la posición estimada del transmisor. El bucle se inicia calculando la distancia euclídea entre la posición actual del transmisor ( $x$ ) y las posiciones de referencia del receptor ( $Cr$ ).  $Cr$  es una matriz que almacena las coordenadas del receptor en las distintas posiciones de referencia consideradas. El tamaño de esta matriz es igual al número de medidas de TOF registradas con esta pareja de nodos, por lo que las coordenadas del receptor se repiten en todas aquellas medidas asociadas a una misma posición. El resultado es un vector de distancias ( $d$ ).

Asumiendo una estimación exacta de las posiciones de los transmisores, dichas medidas de distancia deberían ser iguales a las medidas de distancia obtenidas con nuestro sistema ( $R$ ). La resta entre ambos vectores permite obtener un vector de errores ( $b$ ) asociados a todas y cada una de las medidas realizadas. Para determinar el error de desplazamiento en

las coordenadas actuales del nodo transmisor, definimos una matriz ( $D$ ) basada en la resta entre las coordenadas actuales del transmisor y las coordenadas del receptor, normalizando el resultado entre el valor de distancia euclídea calculada entre ambos nodos ( $d$ ). Usando la matriz  $D$  y el vector de errores  $b$  en la expresión (6.2), podemos determinar el error de desplazamiento en las componentes ( $x,y,z$ ) relativas a la posición del nodo transmisor. En este caso, la matriz de términos independientes ( $b$ ) corresponde al error de distancia estimado entre las medidas obtenidas con el sistema y las medidas calculadas a partir de las coordenadas de los nodos. Los errores de desplazamiento estimados para las componentes ( $x,y,z$ ) son almacenados en el vector  $dx$ , el cual es utilizado para compensar la actual posición del nodo transmisor. La finalización del algoritmo es controlada usando una variable contador ( $k$ ) que cuenta el número de iteraciones realizadas. Experimentalmente se ha comprobado que 10 iteraciones son suficiente para lograr la convergencia del método, obteniendo un error cuadrático medio (rmse) de los valores de  $b$  inferior a 3 mm.

# Capítulo 7

## Resultados experimentales: precisión de distancia y posicionamiento

En este capítulo analizamos la precisión del sistema TELIAMADE. En la sección 7.1 mostramos resultados de la precisión del sistema en la estimación de distancias. Aunque estos resultados son interesantes para demostrar el excelente rendimiento de la técnica de medida, por sí solos no reflejan la precisión de localización del sistema en un entorno real. En la sección 7.2 describimos el escenario de medida utilizado para evaluar la precisión de localización del sistema, mostrando resultados derivados de utilizar la técnica de medida basada en el TOF y la medida de potencia RSSI de la señal de ultrasonidos.

### 7.1 Precisión en la medida de distancia

La precisión del sistema para estimar distancias ha sido evaluada utilizando el escenario de medida representado en la Figura 4.5 (ver 4.5.1). Este escenario también fue utilizado en el proceso de calibración de los nodos. Al igual que entonces, el nodo N1 fue configurado como receptor y el resto de nodos como transmisores.

Los nodos transmisores fueron configurados para transmitir un pulso de señal de 1 ms de duración. La tasa de medidas de TOF fue fijada a 8 medidas cada 3.2 segundos (medidas realizadas en tramas alternas de la multitrama). Por otro lado, el nodo receptor fue configurado para muestrear la señal a frecuencias  $F_s = 32.00, 17.78, 12.31$  kHz. El rango de distancias evaluadas fue de 2 a 6 metros en pasos de 1 metro.

La distancia entre nodos fue calculada usando la medida de TOF y la expresión de la velocidad del sonido indicada en (3.19), considerando la temperatura ambiente en la sala. En este caso la velocidad del sonido fue estimada en 345.52 m/s para un valor promedio de

$Frec.$ ( $F_s$ )	$Caso$	$ E (mm)$			$rmse$ (mm)	$ E _{max}$ (mm)
		( $Q = 90$ )	( $Q = 95$ )	( $Q = 99$ )		
32.00 (kHz)	A	7.678	7.754	8.245	4.500	8.921
	B	3.300	3.469	3.710	2.110	4.172
	C	2.247	2.347	2.567	1.692	7.528
17.78 (kHz)	A	11.824	11.841	12.704	7.170	13.956
	B	5.338	5.456	5.642	3.424	5.854
	C	2.245	2.388	2.676	1.613	4.676
12.31 (kHz)	A	15.528	15.629	15.909	9.982	16.332
	B	2.533	2.702	2.961	1.497	3.224
	C	2.133	2.294	2.564	1.387	4.954

**Tabla 7.1:** Percentil 90, 95 y 99 del error total absoluto ( $|E|$ ), valor rmse y valor máximo del error absoluto ( $|E|_{max}$ ) de las medidas de distancia estimadas considerando frecuencias de muestreo de 32.00 kHz, 17.71 kHz y 12.31 kHz. Los valores de la tabla son el resultado de considerar todas las medidas de distancia realizadas con las distintas parejas de nodos a las diferentes distancias (de 2 a 6 metros, en pasos de 1 metro). Al menos 500 medidas de TOF fueron tomadas para cada distancia y frecuencia de muestreo. Diferentes aproximaciones son consideradas en la estimación de la medida de TOF de señal. Caso (A): A partir del instante muestral correspondiente al máximo de envolvente de señal. Caso (B): Usando interpolación parabólica en la detección del máximo de envolvente. Caso (C): Usando interpolación parabólica y corrección de fase en la detección del máximo de envolvente.

temperatura de 24.3 °C. Para cada pareja de nodos se tomaron alrededor de 500 medidas de TOF con cada distancia y frecuencia de muestreo seleccionada.

La Tabla 7.1 muestra el percentil 90, 95 y 99 del error absoluto ( $|E|$ ) de las medidas de distancia obtenidas tras la calibración del sistema. En ella también se muestra el valor rmse y el valor máximo del error absoluto ( $|E|_{max}$ ). Estos errores son el resultado de considerar todas las medidas realizadas con las distintas parejas de nodos a las diferentes distancias, asumiendo las siguientes aproximaciones en la estimación de la medida de TOF de señal (ver capítulo 3):

- **Método A:** Medida de TOF obtenida a partir del instante muestral correspondiente al máximo de envolvente de señal.
- **Método B:** Usando interpolación parabólica en la detección del máximo de envolvente.
- **Método C:** Usando interpolación parabólica y corrección de fase en la detección del máximo de envolvente.

El objetivo de utilizar distintas frecuencias de muestreo en la recepción de señal, en concreto 32.00 kHz, 17.71 kHz y 12.31 kHz (usando  $M=3,5,7$  respectivamente), es demostrar los beneficios de la implementación del muestreo en cuadratura en los nodos y su efecto en la precisión de la medida de distancia.

Los resultados de la Tabla 7.1 muestran una mejora significativa de la precisión del sistema cuando se aplica interpolación parabólica en la detección del máximo de envolvente de señal.

<i>Frec.</i> ( <i>F<sub>s</sub></i> )	<i>Caso</i>	$\sigma(mm)$				
		<i>d = 2 m</i>	<i>d = 3 m</i>	<i>d = 4 m</i>	<i>d = 5 m</i>	<i>d = 6 m</i>
32.00 (kHz)	A	0.184	0.255	0.373	0.556	0.507
	B	0.196	0.312	0.344	0.320	0.493
	C	0.246	0.301	0.271	0.436	0.278
17.78 (kHz)	A	0.484	0.427	0.346	0.541	0.580
	B	0.217	0.348	0.318	0.425	0.520
	C	0.282	0.285	0.268	0.388	0.276
12.31 (kHz)	A	1.067	0.403	0.738	0.533	1.022
	B	0.234	0.300	0.400	0.464	0.623
	C	0.258	0.318	0.369	0.435	0.282

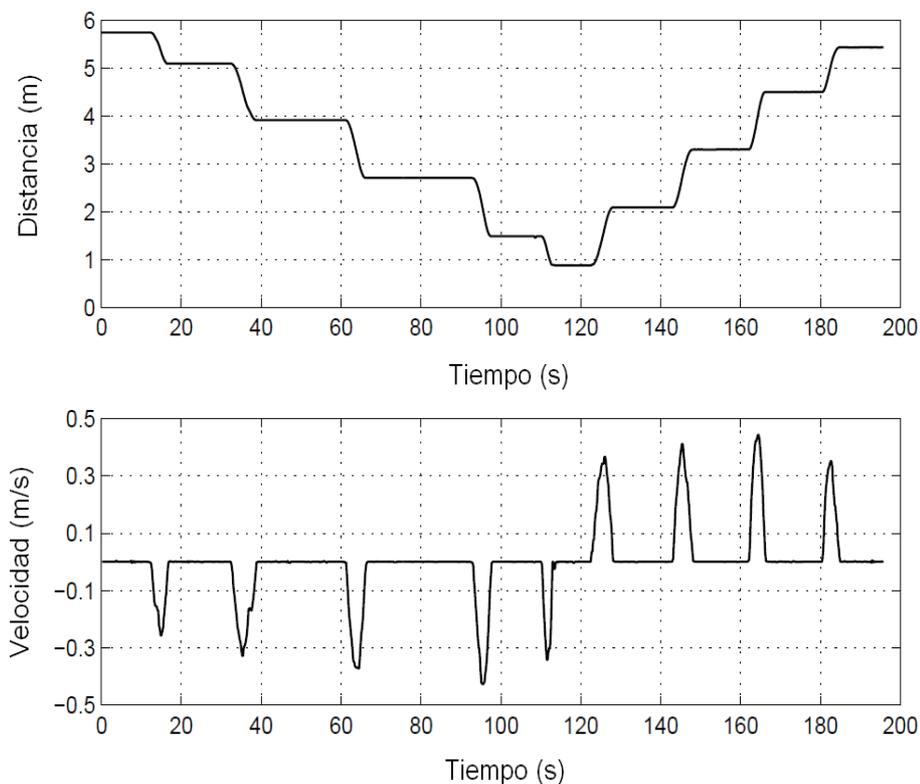
**Tabla 7.2:** Desviación típica ( $\sigma$ ) de las medidas realizadas a diferentes distancias usando la aproximación A, B y C con frecuencias de muestreo de 32.00 kHz, 17.71 kHz y 12.31 kHz. Al menos 500 medidas fueron tomadas para cada distancia y cada frecuencia de muestreo seleccionada.

Similarmente, aunque en menor medida, la corrección de fase también contribuye a una mejor precisión. Otro aspecto interesante que podemos extraer de los resultados es la excelente precisión del sistema al utilizar bajas frecuencias de muestreo del orden de 17.78 kHz o incluso 12.31 kHz. Esto justifica la implementación del muestreo en cuadratura para optimizar los requerimientos de memoria y reducir el coste computacional en los nodos, sin que ello suponga una pérdida de información de señal.

Considerando por ejemplo la aproximación B para una frecuencia de muestreo de 12.31 kHz, podemos ver que el valor del error total absoluto ( $|E|$ ) obtenido para el percentil 99 ( $Q=99$ ) es inferior a 3 mm. Este error se reduce a un valor de 2.6 mm al aplicar la aproximación C. El valor rmse obtenido para esta frecuencia de muestreo es inferior a 2 mm usando ambas aproximaciones, obteniendo un error máximo absoluto no superior a 5 mm.

Una fracción de estos errores es atribuida a posibles imprecisiones en la colocación de los nodos así como a la propia precisión del telémetro láser utilizado en la medida de las distancias de referencia. Una forma de determinar la precisión real del sistema se basa en calcular la desviación típica ( $\sigma$ ) de las medidas realizadas a las distintas distancias. El parámetro  $\sigma$  proporciona información de la repetitividad de las medidas, independientemente del error absoluto estimado. La Tabla 7.2 muestra la desviación típica de las medidas realizadas a cada distancia usando la aproximación A, B y C para las frecuencias de muestreo de 32.00 kHz, 17.71 kHz y 12.31 kHz. Los resultados de la tabla muestran un valor de desviación típica de las medidas inferior a 0.7 mm y 0.3 mm para una distancia de 6 m y una frecuencia de muestreo de 12.31 kHz, al utilizar las aproximaciones B y C respectivamente. Esto significa que el sistema puede alcanzar una precisión submilimétrica, siempre y cuando se realice una precisa calibración del sistema.

La resolución del reloj de los nodos condiciona la máxima precisión del sistema. En la sección 4.2 presentamos un análisis del error en la medida de distancia debido a la resolución temporal de los relojes de los nodos. Los nodos finales en TELIAMADE presentan una resolución temporal  $T_0 = 1\mu s$ , lo que posibilita un error de sincronización entre el nodo transmisor y el nodo receptor. Dicha desincronización temporal introduce una desviación típica



**Figura 7.1:** (Arriba) Estimación dinámica de la distancia entre un nodo transmisor fijo y un nodo receptor móvil. (Abajo) Estimación dinámica de la velocidad del nodo móvil en su desplazamiento con respecto al nodo transmisor.

$\sigma = T_0/\sqrt{6}$  en la medida de TOF, que se traduce en un error de distancia de 0.14 mm para una velocidad típica del sonido de 340 m/s. Por lo tanto, la máxima precisión del sistema en condiciones ideales (asumiendo una calibración perfecta de los nodos) está limitada por este valor. Los resultados correspondientes a las aproximaciones B y C en la Tabla 7.2 están próximos a este valor, especialmente los obtenidos con la aproximación C. Esto demuestra la bondad del detector en cuadratura y el éxito de la interpolación parabólica y la corrección de fase en la detección del máximo de envolvente para mejorar la precisión de medida del TOF de señal.

Los resultados anteriores corresponden a un escenario en el cual el nodo receptor permanece inmóvil durante las medidas. Sin embargo, en aplicaciones reales, es frecuente que el nodo receptor esté en movimiento. El rendimiento del sistema para estimar distancias de forma dinámica es evaluado realizando una segunda experimentación en la cual el nodo receptor es puesto en movimiento, manteniendo el nodo transmisor fijo. Dicha experimentación se realizó con una sola pareja de nodos.

En la Figura 7.1 se muestran los valores estimados de distancia y velocidad cuando el nodo receptor es desplazado respecto del nodo transmisor. Este desplazamiento fue realizado paso a paso en un rango de distancias de 2 a 6 metros. En este caso, el nodo transmisor fue

configurado para transmitir un pulso ultrasónico de 1 ms a una tasa de 5 medidas de TOF por segundo. El nodo receptor fue configurado para muestrear a una frecuencia de 17.78 kHz, usando la aproximación B para determinar la medida de TOF. La curva superior de la Figura 7.1 muestra el desplazamiento del nodo móvil, situado inicialmente a una distancia aproximada de 6 m del nodo transmisor. Partiendo de esta posición, el nodo receptor inicia un movimiento de aproximación hacia el transmisor para posteriormente alejarse de nuevo. Las pendientes que se observan en la curva corresponden al movimiento del nodo cuando éste es desplazado de una posición a otra. Esto evidencia el correcto funcionamiento del sistema para estimar distancias de forma dinámica. Las pausas entre desplazamientos muestran la repetitividad de las medidas cuando el nodo permanece estático en una posición. La curva inferior de la Figura 7.1 muestra los cambios de velocidad debidos al desplazamiento del nodo móvil. En este caso, la velocidad del sonido fue estimada en 346.49 m/s para un valor promedio de temperatura de 25.2 °C.

## 7.2 Precisión de posicionamiento aplicando multilateración

La precisión de posicionamiento del sistema TELIAMADE ha sido evaluada en un entorno real de oficina de dimensiones  $(7 \times 5) \text{ m}^2$  y una altura de 2.7 m. Para ello utilizamos 4 nodos transmisores situados en el techo de la habitación, con sus transductores de ultrasonido mirando hacia el suelo. El despliegue de estos nodos es realizado con cuidado para evitar posibles reflexiones de la señal en las paredes colindantes (efecto multipath), situándolos a cierta distancia de las esquinas del techo. El origen de coordenadas del sistema es fijado en el suelo y coincide aproximadamente con el centro del cuadrado que forman las posiciones de los 4 transmisores cuando se proyectan en el suelo.

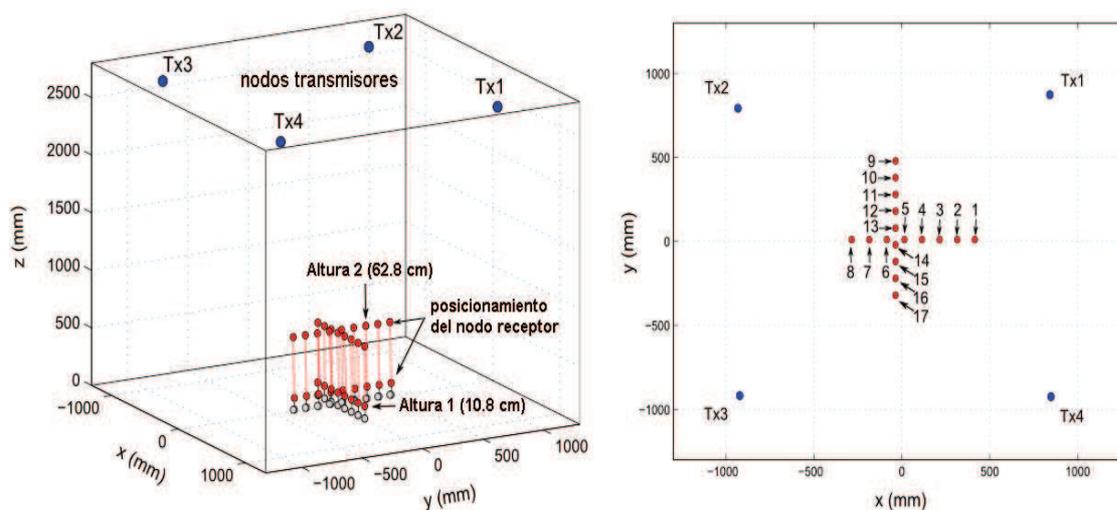
### 7.2.1 Precisión del sistema usando la medida de TOF

En primer lugar se realizó la evaluación de la precisión de localización del sistema usando la medida de TOF. En esta experimentación hicimos uso de un banco óptico, utilizado como soporte para colocar el nodo receptor en distintas posiciones con una precisión milimétrica. El nodo receptor fue orientado con sus transductores de ultrasonido mirando hacia el techo. El banco óptico fue apoyado sobre dos trípodes (ver Figura 7.2) para ajustar distintas alturas del nodo receptor.

En la experimentación realizada, el banco fue orientado paralelo a los ejes  $x$  e  $y$  del sistema de coordenadas y centrado en el origen de coordenadas. Por lo tanto, un conjunto de medidas de posicionamiento fueron tomadas en la dirección del eje  $x$  y el eje  $y$ . Para ello el nodo receptor fue desplazado por el raíl del banco en desplazamientos cortos de 10 cm, registrando 8 posiciones en la dirección del eje  $x$  y 9 posiciones en la dirección del eje  $y$  (ver gráfico derecho en Figura 7.3). Estas medidas fueron realizadas a dos alturas diferentes (10.8 cm y 62.8 cm) ajustando la altura de los trípodes. Un total de 300 medidas de posicionamiento fueron tomadas en cada posición, considerando la temperatura promedio en la sala para ser utilizada en el cálculo de la velocidad del sonido. En este caso la velocidad fue estimada en 348.87 m/s para una temperatura promedio de 29.3 °C.



**Figura 7.2:** Banco óptico utilizado como soporte para colocar el nodo receptor en distintas posiciones.



**Figura 7.3:** (Izquierda) Ilustración de la posición del nodo receptor en el espacio 3D. Los puntos rojos muestran la posición del nodo receptor sobre el banco óptico. Las medidas de posicionamiento son realizadas a dos alturas diferentes (10.8 cm y 62.8 cm). (Derecha) Ilustración de la posición del nodo receptor en el espacio 2D (plano  $xy$ ). Los puntos azules son las proyecciones de las posiciones de los nodos transmisores sobre el plano  $xy$ . Los puntos rojos muestran las posiciones del nodo receptor en su desplazamiento a través del banco óptico tanto en la dirección del eje  $x$  como en la dirección del eje  $y$ .

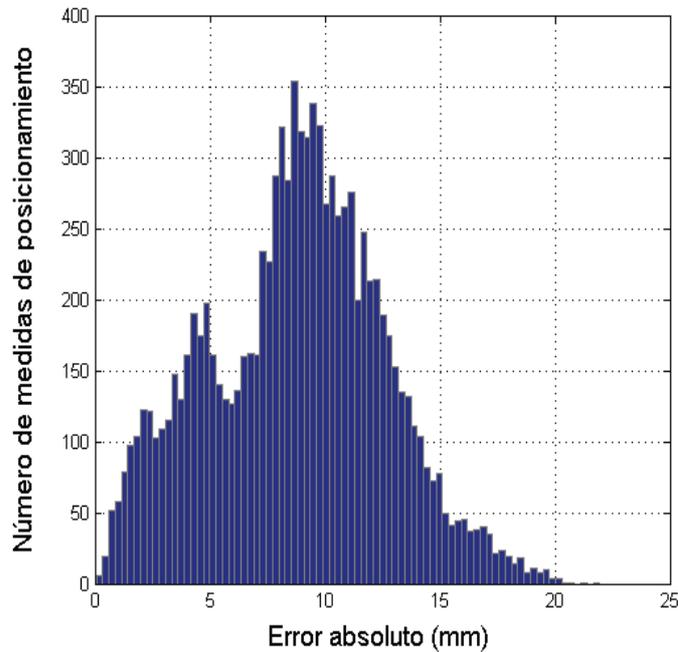
En esta experimentación los nodos transmisores fueron configurados para transmitir un pulso ultrasónico de 1 ms. La transmisión de señal fue realizada de forma ordenada siguiendo el esquema TDMA propuesto en TELIAMADE. Esto evita posibles colisiones de señal. El canal ultrasónico fue reservado periódicamente a cada transmisor durante 200 ms (duración

<i>Pos</i>	<i>Altura 1 (10.8 cm)</i>				<i>Altura 2 (62.8 cm)</i>			
	<i>ex</i> ( <i>mm</i> )	<i>ey</i> ( <i>mm</i> )	<i>ez</i> ( <i>mm</i> )	<i>rmse</i> ( <i>mm</i> )	<i>ex</i> ( <i>mm</i> )	<i>ey</i> ( <i>mm</i> )	<i>ez</i> ( <i>mm</i> )	<i>rmse</i> ( <i>mm</i> )
1	-1.2	-1.3	0.5	2.9	-5.3	9.8	5.0	12.4
2	0.5	-4.1	-0.8	4.9	14.7	-1.3	1.1	14.9
3	9.4	-5.2	0.0	10.9	-7.7	-2.5	-4.0	9.2
4	5.0	-4.2	0.6	7.0	-11.1	2.8	-3.7	12.2
5	-1.2	0.8	-0.5	2.4	0.1	10.5	1.3	10.8
6	3.4	-11.4	-2.1	12.2	2.3	3.4	0.4	4.4
7	3.1	5.3	-0.4	6.4	6.1	-6.2	2.9	9.4
8	-7.0	9.7	-3.6	12.7	-1.6	3.0	0.7	4.1
9	-8.3	-3.4	1.0	9.4	-4.0	-7.3	-0.4	8.6
10	0.2	-1.7	-0.3	2.6	-6.1	-3.7	-3.6	8.3
11	-9.7	0.1	1.8	10.1	9.3	-1.1	-1.0	9.7
12	4.4	6.1	3.1	8.5	7.1	2.4	0.5	7.8
13	8.8	-2.1	4.7	10.5	7.3	5.2	-0.3	9.1
14	8.5	-6.8	5.3	12.3	5.6	9.9	-1.4	11.6
15	-2.1	-3.9	2.2	5.4	1.1	0.2	-4.0	4.6
16	-15.9	-6.1	-0.8	17.2	-7.6	10.8	-0.2	13.3
17	-0.0	-7.9	-2.6	8.7	-7.7	1.2	-2.4	8.4
<b>Todas</b>	<b>5.4</b>	<b>4.8</b>	<b>1.8</b>	<b>9.3</b>	<b>6.3</b>	<b>4.9</b>	<b>2.0</b>	<b>9.8</b>

**Tabla 7.3:** Valor promedio de los errores de localización obtenidos en cada posición para las dos alturas consideradas (10.8 cm y 62.8 cm). Los valores  $ex$ ,  $ey$  y  $ez$  corresponden respectivamente a los errores estimados en la dirección del eje  $x$ ,  $y$  y  $z$  al realizar la resta entre las coordenadas obtenidas usando multilateración y las coordenadas de referencia medidas con el banco óptico. El error global de localización es expresado como el error cuadrático medio (rmse) de las medidas realizadas en cada posición, usando los valores  $ex$ ,  $ey$  y  $ez$ . La última fila de la tabla muestra el valor promedio del error absoluto de las coordenadas y el valor promedio del rmse de las medidas de posicionamiento obtenidos de considerar todas las medidas realizadas en las distintas posiciones a cada altura.

de trama). Esto permite completar un ciclo de cuatro medidas de TOF cada 800 ms (una por cada transmisor). El nodo receptor fue programado para muestrear la señal a una frecuencia de 17.78 kHz, usando la aproximación  $B$  para la medida del TOF.

La posición del nodo receptor fue calculada aplicando el método de multilateración a partir de las medidas de distancia estimadas a los cuatro nodos transmisores, cuyas posiciones fueron previamente estimadas aplicando el algoritmo de calibración descrito en la sección 6.3. La Tabla 7.3 muestra el valor promedio del error de posicionamiento obtenido en la dirección  $x$ ,  $y$  y  $z$  para las distintas posiciones evaluadas. En ella también se indica el valor rmse de las medidas de posicionamiento tomadas en cada posición. Dichos errores son calculados restando las coordenadas estimadas por nuestro sistema con las coordenadas de referencia en cada posición. Los resultados indican una precisión subcentimétrica del sistema en la mayoría de las posiciones evaluadas. La última fila de la tabla muestra el valor promedio del error absoluto estimado para las distintas coordenadas y el valor promedio del rmse de las medidas de posicionamiento. Estos valores han sido calculados considerando todas las medidas realizadas en las distintas posiciones para cada altura, donde puede observarse un valor promedio del rmse inferior a 1 cm.



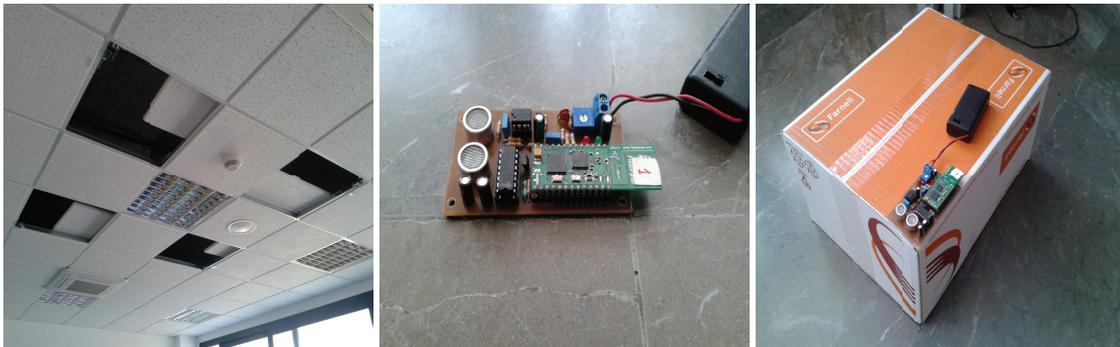
**Figura 7.4:** Histograma del error absoluto de localización basado en la medida de TOF, considerando todas las medidas de posicionamiento realizadas a ambas alturas. El error absoluto es calculado como la distancia euclídea entre la localización real del nodo (posición de referencia) y la localización estimada con nuestro sistema usando multilateración.

La Figura 7.4 muestra el histograma del error absoluto de todas las medidas realizadas en las distintas posiciones y a ambas alturas. Este error es calculado como la distancia euclídea entre la posición real del nodo (medida sobre el banco óptico) y la posición de localización estimada usando multilateración a partir de las medidas de TOF. La forma del histograma corresponde a la mezcla de dos distribuciones gaussianas. Cada distribución es el resultado de considerar las medidas de posicionamiento realizadas a cada altura. La distribución de las medidas realizadas a la altura 2 (62.8 cm) presenta un error promedio mayor que la distribución de las medidas realizadas a altura 1 (10.8 cm). Esto es debido a la mayor proximidad del nodo receptor con respecto a los nodos transmisores, lo cual resulta en ángulos de incidencia mayores entre los transductores de ultrasonido. Aunque su efecto es mucho menor que en la medida de potencia (RSSI), también influye en la medida de TOF debido a la característica no omnidireccional de los transductores. Considerando la contribución de ambas distribuciones, la forma del histograma puede aproximarse por una distribución gaussiana de media 9.6 mm y un valor de desviación típica de 3.8 mm.

A pesar de que los resultados de posicionamiento muestran una precisión subcentimétrica del sistema TELIAMADE, una fracción de esos errores es debido a imprecisiones en la estimación de las coordenadas de los nodos transmisores (corregidas en parte aplicando el mecanismo de calibración descrito en 6.3) y las coordenadas de referencia del nodo receptor medidas sobre el banco óptico. Aunque estos errores son inevitables, la excelente precisión del sistema TELIAMADE para determinar distancias permite lograr una precisión de localización subcentimétrica.

### 7.2.2 Precisión del sistema usando la medida de RSSI de ultrasonidos

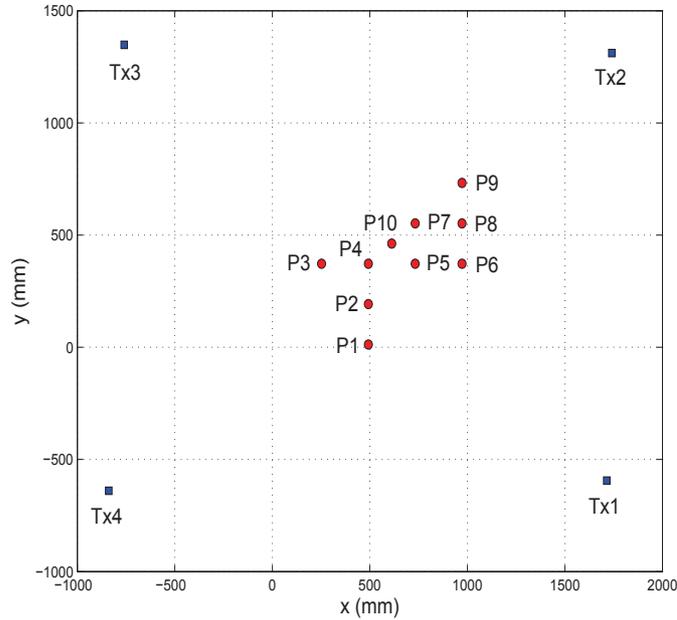
La precisión de localización del sistema usando la medida de RSSI de ultrasonidos fue evaluada considerando el escenario de medidas descrito en 7.2.1. En este caso, prescindimos del banco óptico, utilizando como referencia una cuadrícula pintada sobre las baldosas del suelo del laboratorio para colocar el nodo receptor en distintas posiciones del plano xy. El sistema fue evaluado en 10 posiciones diferentes del nodo receptor, considerando dos posibles alturas. Dichas alturas fueron fijadas a 1.23 cm y 17.7 cm. La primera altura corresponde al caso en el cual el nodo receptor es colocado directamente en el suelo. La segunda altura es lograda colocando el nodo sobre una plataforma elevada (ver Figura 7.5). La altura del nodo receptor fue determinada como la distancia entre el plano del suelo del laboratorio y la superficie del transductor de ultrasonidos, utilizando para ello el telémetro láser.



**Figura 7.5:** Localización de los nodos en el escenario de medidas de posicionamiento basado en la medida de RSSI de señal de ultrasonido. (Izquierda) Nodos transmisores colocados en el techo. (Centro) Nodo receptor colocado a ras de suelo (altura 1.23 cm). (Derecha) Nodo receptor colocado a cierta altura usando una plataforma elevada (altura 17.7 cm).

En la Figura 7.6 se muestra el escenario de medidas considerado para evaluar la precisión de localización del sistema TELIAMADE usando la medida de RSSI. Para cada posición del nodo receptor se tomaron al menos 300 medidas de RSSI de la señal ultrasónica emitida por cada uno de los nodos transmisores colocados en el techo. La temperatura y humedad relativa de la sala fueron registradas durante el proceso de medida, el cual fue completado a lo largo de un día. Las medidas de RSSI han sido compensadas teniendo en cuenta el ángulo de incidencia entre transductores. Dichos ángulos son estimados por trigonometría a partir de las coordenadas conocidas de los nodos transmisores y la posición del nodo receptor. La excelente precisión de localización del sistema usando la medida de TOF, fue aprovechada aquí para obtener las coordenadas exactas del nodo receptor en las distintas posiciones de test. Por lo tanto, junto a las medidas de RSSI también fueron registradas las medidas de TOF.

El efecto del nivel de batería en la medida de RSSI también es compensando utilizando los niveles de voltaje estimados por los nodos en cada medida. Aplicando el modelo de propagación descrito en 5.1, las medidas de RSSI son convertidas a un valor de distancia.

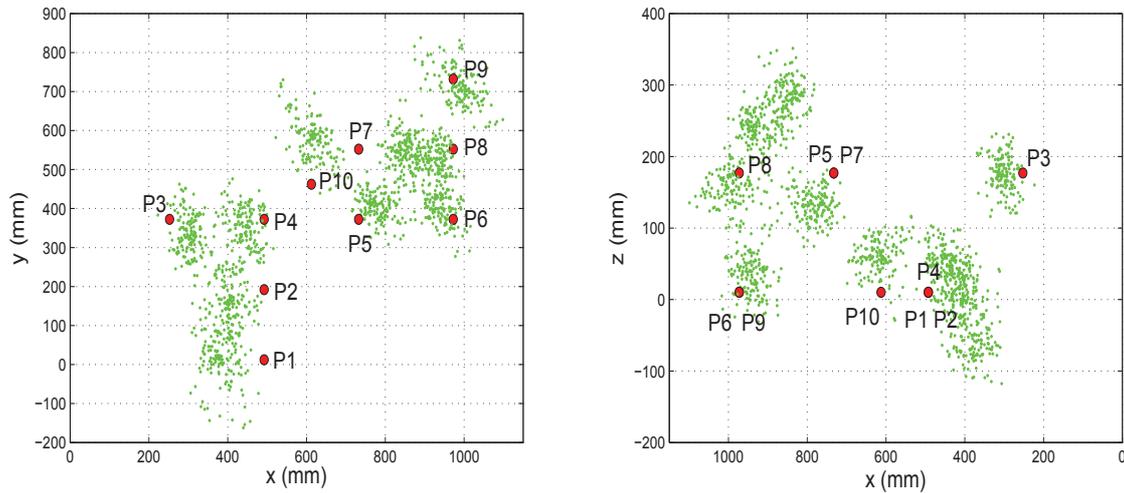


**Figura 7.6:** Vista superior (2D) del escenario de medidas de posicionamiento basado en la medida de RSSI de la señal de ultrasonidos. Los puntos rojos muestran las posiciones de test donde el nodo receptor fue colocado. Los puntos P1, P2, P4, P6, P9 Y P10 corresponden a posiciones del suelo (altura 1.23 cm), mientras que P3, P5, P7 y P8 corresponden a posiciones situadas a una altura de 17.7 cm.

Pos	Temp ( $^{\circ}C$ )	HR (%)	x-error (mm)	y-error (mm)	z-error (mm)	rmse (mm)
P1	21.6	41	-108.5	3.8	-65.3	149.2
P2	21.5	41	-87.9	-18.1	4.0	112.4
P3	23.3	32	49.7	-33.0	-0.8	84.3
P4	21.6	41	-44.6	-18.1	42.7	88.6
P5	23.3	32	49.5	36.2	-44.7	92.8
P6	21.6	41	-29.3	32.1	19.9	75.8
P7	23.2	32	117.9	-4.6	108.5	169.8
P8	23.2	32	-50.3	-21.8	61.7	100.2
P9	21.3	42	17.3	-18.7	142.6	160.9
P10	21.3	42	2.7	114.2	49.6	143.8

**Tabla 7.4:** Valor promedio del error de localización estimado para cada componente (x,y,z) y el error cuadrático medio (rmse) de las medidas realizadas en las distintas posiciones de test usando la medida de RSSI de ultrasonidos. En la tabla también se muestra el valor promedio de temperatura y humedad relativa medidos en cada posición (utilizados en el modelo de propagación de señal).

El modelo incluye los valores de temperatura y humedad relativa registrados durante el proceso de medida para lograr una buena estimación de  $\gamma$ . En la Tabla 7.4 se muestran los valores promedio de temperatura y humedad relativa medidos durante el proceso de medida en cada posición.

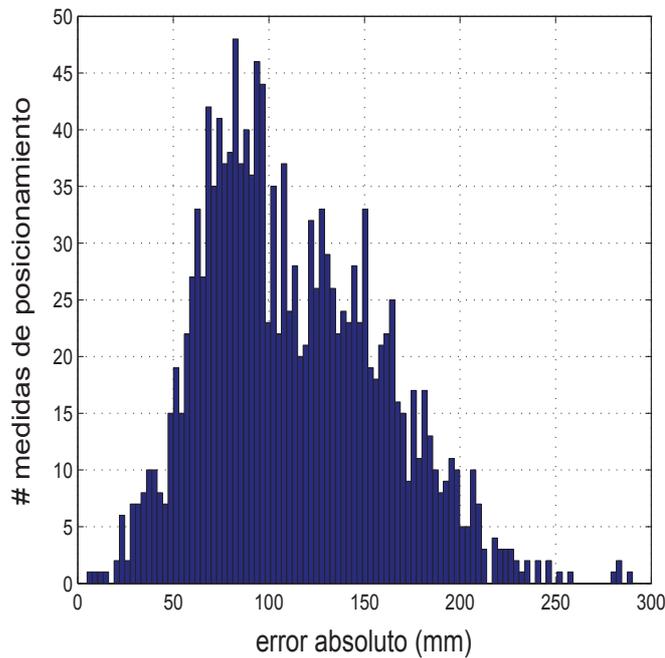


**Figura 7.7:** Representación espacial de los errores de localización obtenidos usando la medida de RSSI de ultrasonidos. Los puntos rojos corresponden a las posiciones reales del receptor determinadas a partir de las medidas de TOF. Los puntos verdes corresponden a las posiciones obtenidas usando las medidas de RSSI. (Izquierda) Representación espacial de los errores de posicionamiento obtenidos en la componente  $x$  y la componente  $y$  (vista superior). (Derecha) Representación espacial de los errores de posicionamiento obtenidos en la componente  $z$  y la componente  $x$  (vista lateral).

La Figura 7.7 muestra la representación espacial de los errores de localización obtenidos para las medidas de RSSI de la señal de ultrasonidos. Los puntos verdes muestran las posiciones estimadas a partir de las medidas de RSSI. Los puntos rojos muestran la ubicación real del nodo receptor en las distintas posiciones de test, las cuales han sido determinadas a partir de las medidas de TOF. La figura de la izquierda muestra una vista superior del escenario de medida en la que pueden apreciarse los errores de posicionamiento en las componentes  $x$  e  $y$ . La figura de la derecha muestra una vista lateral del escenario de medida donde es posible apreciar la altura del nodo receptor en cada posición (1.23 cm ó 17.7 cm) y los errores cometidos en la componente  $z$  para cada una de las posiciones de test.

La representación espacial de las posiciones estimadas usando la medida de RSSI y su proximidad a las posiciones reales, muestran una buena precisión del sistema. Esto demuestra la efectividad de los algoritmos de compensación de potencia descritos en 5.2 y 5.3. La Figura 7.8 muestra el histograma del error absoluto obtenido para las medidas de posicionamiento realizadas en las distintas posiciones de test considerando la medida de RSSI. La forma de la distribución de error es aproximadamente lognormal de media 10 cm y desviación típica 4.5 cm. La Tabla 7.4 muestra el error promedio estimado para las componentes ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ) en las distintas posiciones de test. Nótese que los errores obtenidos para cada compo-

nente son inferiores a 10 cm. La última columna de la tabla muestra el valor rmse estimado considerando las medidas realizadas en cada posición. El análisis global de los datos (usando todas las medidas) indica un error de posicionamiento inferior a 19.5 cm para el percentil 95 de las medidas. Esto demuestra la viabilidad de utilizar la medida de RSSI de ultrasonidos en aplicaciones de localización cotidianas, en las cuales errores de este orden son perfectamente asumibles. La precisión de localización usando la medida de RSSI de ultrasonidos es muy superior a la obtenida con sistemas basados en RSSI-RF, donde es frecuente obtener errores de varios metros [94].



**Figura 7.8:** Histograma del error absoluto de las medidas de localización estimadas en las 10 posiciones de test evaluadas usando la medida de RSSI de ultrasonidos. Dicho error es calculado como la distancia euclídea entre la posición real del nodo receptor (determinada a partir de las medidas de TOF) y la posición estimada usando las medidas de RSSI.

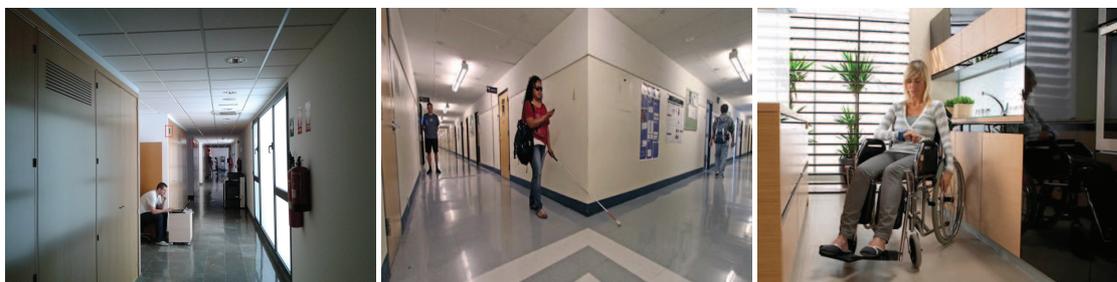
## Aplicaciones del sistema TELIAMADE

El sistema TELIAMADE ha sido concebido inicialmente para ser utilizado en aplicaciones de localización de personas dependientes en su entorno y para, mediante el uso de ambientes inteligentes, facilitar su estancia y seguridad. Sin embargo, la excelente precisión del sistema en la estimación de distancias y posicionamiento, junto a la versatilidad de sus nodos para operar con diferentes configuraciones, permiten que este sistema pueda ser utilizado en otras muchas aplicaciones del ámbito comercial e industrial. Algunas de ellas son presentadas en este capítulo.

Por otro lado, el sistema TELIAMADE puede ser utilizado como herramienta de aprendizaje en el contexto de la ingeniería de las telecomunicaciones. Su diseño simple, la versatilidad de su configuración y las características de las señales involucradas, hacen de TELIAMADE una herramienta apropiada para la enseñanza de aspectos básicos de los sistemas de localización, sistemas de comunicación digitales, codificación de señal, programación de microncontroladores, protocolos radio o avanzadas técnicas de procesado de señal. El diseño del sistema TELIAMADE permite a los estudiantes muestrear, cargar y analizar señales en diferentes puntos del circuito usando osciloscopios convencionales. Además, la flexibilidad de configuración de algunos parámetros en los nodos permite a los alumnos evaluar las ventajas y los inconvenientes de cada configuración específica, donde pueden analizarse factores tales como la tasa de bit, la frecuencia de muestreo, el alcance del sistema, la robustez frente a ruido o el periodo de actividad de los nodos. En definitiva, este sistema puede ser utilizado como una herramienta de enseñanza para entender el funcionamiento de los sistemas comerciales de posicionamiento y los sistemas inalámbricos de comunicaciones digitales.

## 8.1 Utilidad en el ámbito de la domótica y aplicaciones del hogar

El sistema TELIAMADE puede ser utilizado en el área de la domótica, especialmente en hogares de personas de movilidad reducida y a mayor escala en centros hospitalarios, residencias de ancianos o centros de enfermos mentales. Los nodos transmisores podrían ser desplegados típicamente en el techo de las habitaciones y permitirían determinar la posición exacta de la persona y monitorizar su trayectoria de movimiento. En este caso, la persona llevaría consigo un nodo receptor pegado al cuerpo, bien en la cintura usando una riñonera, colgando del cuello a modo de colgante o en una extremidad (brazo o pierna) usando un brazalete. El nodo también podría ser colocado fácilmente en una silla de ruedas o andador si la persona precisara de estos utensilios para desplazarse.



**Figura 8.1:** Uso del sistema TELIAMADE en el ámbito de la domótica y aplicaciones del hogar.

La información de localización del sujeto podría ser utilizada por una red de actuadores con el objetivo de realizar tareas que permitan facilitar la estancia y seguridad de estas personas. Por ejemplo:

- Encendido/apagado de luces en una habitación cuando se detecte la entrada/salida de un individuo.
- Encendido/apagado de aparatos de climatización dependiendo de la estancia en la que se encuentre la persona.
- Apertura automática de puertas al detectar la proximidad del sujeto.
- Ayudar mediante mensajes de voz a personas invidentes en su desplazamiento dentro del hogar o edificios públicos [95].
- Control y seguimiento de la trayectoria de pacientes en residencias y centros hospitalarios.
- Estimación en tiempo real de la posición de un individuo para una rápida evacuación e intervención médica en caso de incendio, hundimiento parcial o explosión en un edificio [96].

- Aviso de alarma a una centralita en caso de detectar una posición anormal del individuo. Por ejemplo, una posición muy próxima al suelo puede indicar que la persona ha sufrido una caída y se encuentra tumbada en el suelo [97].

## 8.2 Utilidad en el sector comercial

El sistema TELIAMADE podría ser implantado en grandes superficies como supermercados o centros comerciales. En este caso, los nodos receptores podrían ser instalados en los carros de compra para estudiar las trayectorias de los clientes. Esta información podría resultar de gran interés para el estudio de mercados, disposición de productos o determinación de pautas de compra de los usuarios [98].



**Figura 8.2:** Aplicación del sistema TELIAMADE en grandes superficies para estudiar la trayectoria de los clientes.

El sistema TELIAMADE también podría ser utilizado en *parkings* de vehículos para determinar las plazas de aparcamiento libres [99]. La excelente precisión del sistema TELIAMADE para estimar distancias, permite determinar de forma sencilla la ocupación de una plaza. Ello implicaría el despliegue de un nodo por cada plaza de aparcamiento. Los nodos estarían colocados en el centro de la plaza y fijados al techo con sus transductores de ultrasonido mirando hacia el suelo (ver Figura 8.3). En este caso, los nodos serían configurados en modo ECO<sup>1</sup>, permitiendo la transmisión y la posterior recepción del pulso transmitido. Si la plaza está libre, la distancia recorrida por el pulso de señal será igual al doble de la distancia entre el nodo y el suelo, es decir, la altura del nodo. Si la plaza está ocupada, el pulso de señal rebotará en el techo del vehículo haciendo que la distancia recorrida por la señal sea menor, detectando así la ocupación de la plaza.

La mayoría de los sistemas implantados en los *parkings* únicamente proporcionan información del número de plazas libres en base al número de tickets retirados, pero no son capaces de determinar la localización de estas plazas. A veces resulta difícil dar con una plaza libre, lo que conlleva una pérdida de tiempo importante para los clientes. La posibilidad de disponer

<sup>1</sup>Aunque en este documento no se han mostrado resultados de la precisión de los nodos operando en modo ECO, la precisión alcanzada es similar a la obtenida para la medida de TOF entre un nodo transmisor y un nodo receptor cuando la superficie de reflexión es plana y no presenta irregularidades.

de esta información permitiría desplegar un sistema de paneles informativos o dispositivos luminosos para indicar al cliente la ubicación de estas plazas.



**Figura 8.3:** Uso del sistema TELIAMADE en *parkings* para determinar la ocupación de una plaza de aparcamiento.

### 8.3 Utilidad en el ámbito industrial

El sistema TELIAMADE podría ser utilizado en industrias donde se requiera medir el nivel de tanques o contenedores, como por ejemploalmazaras de aceite, petroleras, cementeras o industrias dedicadas a la alimentación y bebidas. En este caso los nodos serían fijados en la parte superior de los tanques y configurados para operar en modo ECO, posibilitando la reflexión del pulso ultrasónico emitido por el nodo sobre la superficie del producto (ver Figura 8.4). El tiempo de retorno de la señal permite determinar la altura de la sección vacía del tanque. Por lo tanto, es posible estimar el nivel de llenado del tanque restando dicha distancia a la altura total del tanque.



**Figura 8.4:** Aplicación del sistema TELIAMADE para determinar el nivel de llenado en tanques.

Las ventajas de los ultrasonidos frente a otro tipo de tecnologías son varias. Por ejemplo, no existe un contacto directo con el producto al evitar el uso de sondas, tienen un buen rendimiento para distintos líquidos y materiales granulados y el coste de los dispositivos es significativamente más barato. Además, la interfaz radio disponible en los nodos TELIAMADE facilita el despliegue de los nodos y no requiere de una instalación cableada para interconectarlos a una unidad de control. Sin embargo, los ultrasonidos también presentan

ciertas limitaciones a tener en cuenta: por ejemplo, no son aptos a altas presiones y altas temperaturas, no pueden ser utilizados en condiciones de vacío y son propensos a errores si se forman capas de espuma en la superficie del producto [100].

Otra posible aplicación de los nodos TELIAMADE es aprovechar su precisión milimétrica en la medida de distancia para testear el grosor y tamaño de piezas durante el proceso de fabricación [101]. Por ejemplo, en la industria maderera podrían ser utilizados para testear el grosor de los tableros obtenidos a partir de los troncos de los árboles y realizar una clasificación por grosores de los tableros aserrados. El grosor de los tableros podría ser estimado tomando como referencia la distancia medida entre el sensor y la superficie de la cinta transportadora. En presencia de un tablero, la señal ultrasónica se reflejará en la superficie superior del tablero haciendo que la distancia medida sea menor. Esta diferencia de distancia indicará el grosor del tablero.

Utilizando este mismo procedimiento de medida el sistema también podría ser utilizado en la industria metalúrgica para controlar y testear el grosor de planchas de acero, hierro, aluminio u otro metal que posteriormente serán utilizadas en otras fábricas. Por otro lado, el sistema también podría ser aplicado como medidor de espesor de capas (pintura y otros compuestos) en el sector del automóvil, naval o aeronáutica.



**Figura 8.5:** Aplicación del sistema TELIAMADE para testear el grosor de materiales o el espesor de capas de pintura y otros compuestos.

## 8.4 Utilidad como herramienta de aprendizaje en el ámbito de la ingeniería de las telecomunicaciones

En los últimos años se han publicado muchos trabajos orientados al desarrollo y mejora de sistemas de localización, tanto a nivel de interiores como exteriores. El GPS (Global Positioning System) es el sistema más popular de localización en exteriores. Sin embargo, desde un punto de vista educativo, las características de GPS hacen que su estudio sea difícil en laboratorios del ámbito docente. Por ejemplo, el volumen de datos o el rango de frecuencias utilizado en GPS requiere de instrumentación especializada para grabar y procesar estas señales [102] [103].

Una situación parecida ocurre con los sistemas comerciales de comunicación digitales orientados a la enseñanza. El estudio de estos sistemas es difícil de abordar dado que se basan en la transmisión de señales de frecuencias comprendidas en el rango de MHz hasta

GHz. Este rango de frecuencias supone varias limitaciones cuando hacemos uso del instrumental disponible en un laboratorio convencional de comunicaciones orientado a la enseñanza. Algunos de estos inconvenientes son:

- Se requieren elevadas frecuencias de muestreo no soportadas por la mayoría de los osciloscopios convencionales.
- El efecto de las capacidades parásitas no es despreciable a estas frecuencias.
- Un gran volumen de datos que complica su almacenamiento y su posterior procesado.
- En un laboratorio ordinario no es posible analizar características básicas de comunicación como la relación entre la atenuación de la señal y la distancia o la relación entre la probabilidad de error y la SNR.

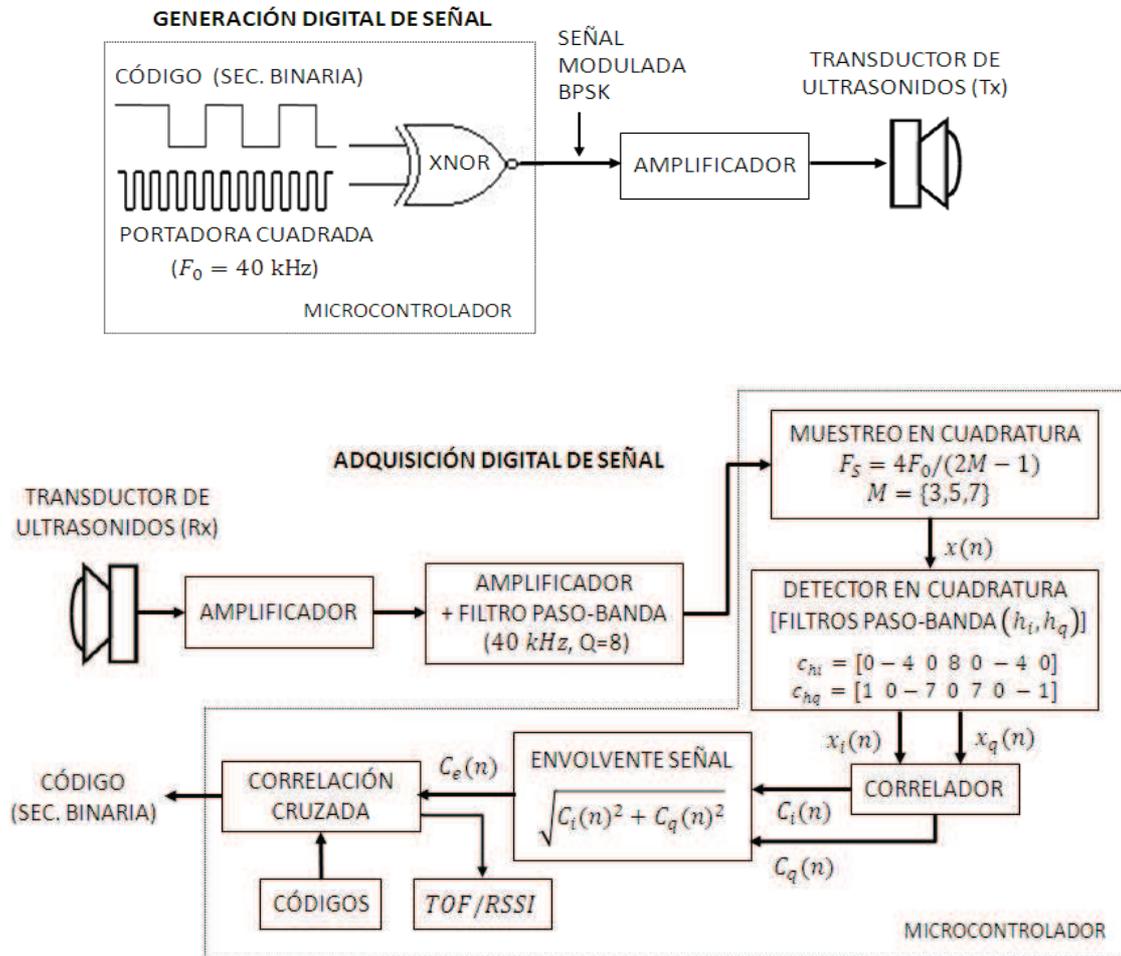
Por otra parte, tampoco es posible trabajar con sistemas de baja frecuencia en un laboratorio convencional debido al gran tamaño de las antenas requeridas para la transmisión y recepción de señal y la limitación de espacio de este tipo de instalaciones.

El escalado de ciertas características tales como la frecuencia de la señal, el ancho de banda, la tasa de transmisión o la frecuencia de muestreo, es de gran utilidad para abordar el estudio de estos sistemas en un ámbito educativo. Dado que los sistemas de localización basados en ultrasonidos ofrecen dicho escalado, y dada la flexibilidad de configuración de TELIAMADE, es posible utilizar este sistema como herramienta educativa en el área de la ingeniería de las telecomunicaciones [7].

En la sección 2.1.3 describimos el diseño hardware y funcionamiento de los nodos finales en TELIAMADE. La figura 8.6 muestra el diagrama de bloques del módulo de transmisión y recepción de señal de ultrasonidos en los nodos.

La señal de ultrasonidos es generada digitalmente usando el módulo EUSART del microcontrolador. La señal a la salida del microcontrolador resulta en una portadora cuadrada de frecuencia igual a la frecuencia de resonancia de los transductores (40 kHz). La generación digital de señal ofrece la posibilidad de implementar técnicas avanzadas de modulación de señal como BPSK, usando además señalización codificada para incrementar la robustez del sistema frente a ruido y efectos multipath. El uso de códigos pseudoaleatorios permite a los nodos transmisores usar periodos de trama más cortos o incluso iniciar la transmisión de señal de forma simultánea, incrementando así la tasa de medidas de posicionamiento por segundo. La longitud de la señal es configurable desde un solo bit (transmisión de un pulso) hasta una secuencia pseudoaleatoria de  $n$  bits (códigos ortogonales). Esta secuencia de bits (señal modulante) son utilizados para modular la señal portadora (señal cuadrada de 40 kHz). La modulación BPSK utilizada en TELIAMADE es realizada por software (está implementada en el código de programa del nodo usando la función lógica XNOR). La señal modulada a la salida del microcontrolador es amplificada antes de ser transmitida por el transductor emisor, con el objetivo de incrementar la potencia de señal y lograr un mayor alcance del sistema.

En recepción, la señal recibida es amplificada y posteriormente filtrada usando un filtro activo paso banda de segundo orden de frecuencia central 40 kHz (frecuencia de la portadora).

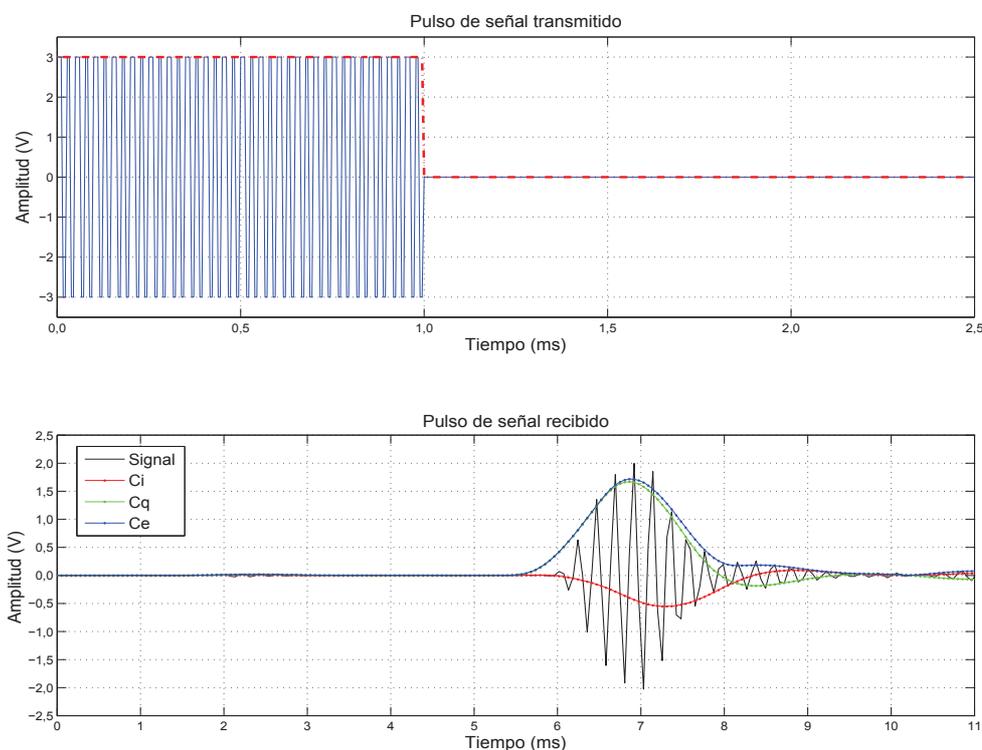


**Figura 8.6:** Diagrama de bloques del módulo de transmisión y recepción de señal de ultrasonidos en los nodos TELIAMADE.

Este filtrado permite reducir el ruido fuera de la banda de interés de la señal. La señal a la salida del filtro es muestreada usando el convertor A/D del microcontrolador, utilizando un esquema de muestreo paso banda que implementa un detector en cuadratura para determinar el valor de TOF/RSSI de señal de ultrasonidos.

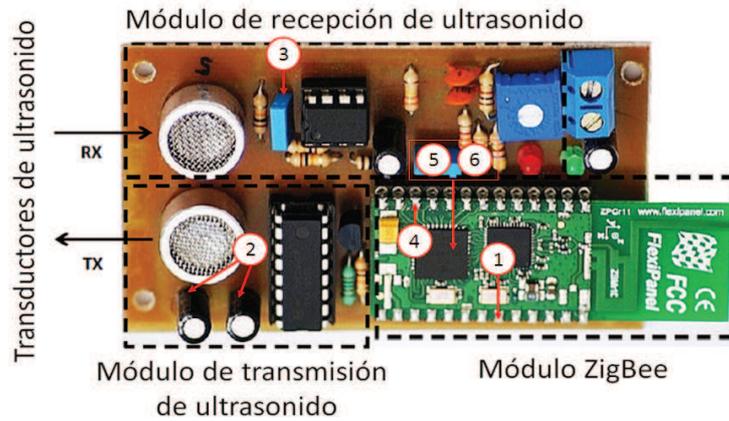
La Figura 8.7 muestra la representación de la transmisión y recepción de un pulso ultrasónico entre un nodo transmisor y un nodo receptor separados por una distancia aproximada de 2 m, usando una frecuencia de muestreo  $F_s = 17.78$  kHz. En la imagen de arriba se muestra la forma del pulso de señal transmitido (un bit de periodo 1 ms). En la imagen de abajo se muestran las componentes en fase ( $C_i$ ) (curva roja) y cuadratura ( $C_q$ ) (curva verde) obtenidas a partir de las muestras de señal recibidas aplicando el correlador digital en cuadratura. La curva azul muestra la envolvente de señal ( $C_e$ ) obtenida a partir de  $C_i$  y  $C_q$ .

Dado que el sistema TELIAMADE opera con señales de ultrasonido de 40 kHz, estas señales pueden ser muestreadas y procesadas en laboratorios docentes convencionales. En la Figura 8.8 se muestra la fotografía de un nodo del sistema (versión 1) donde se marcan

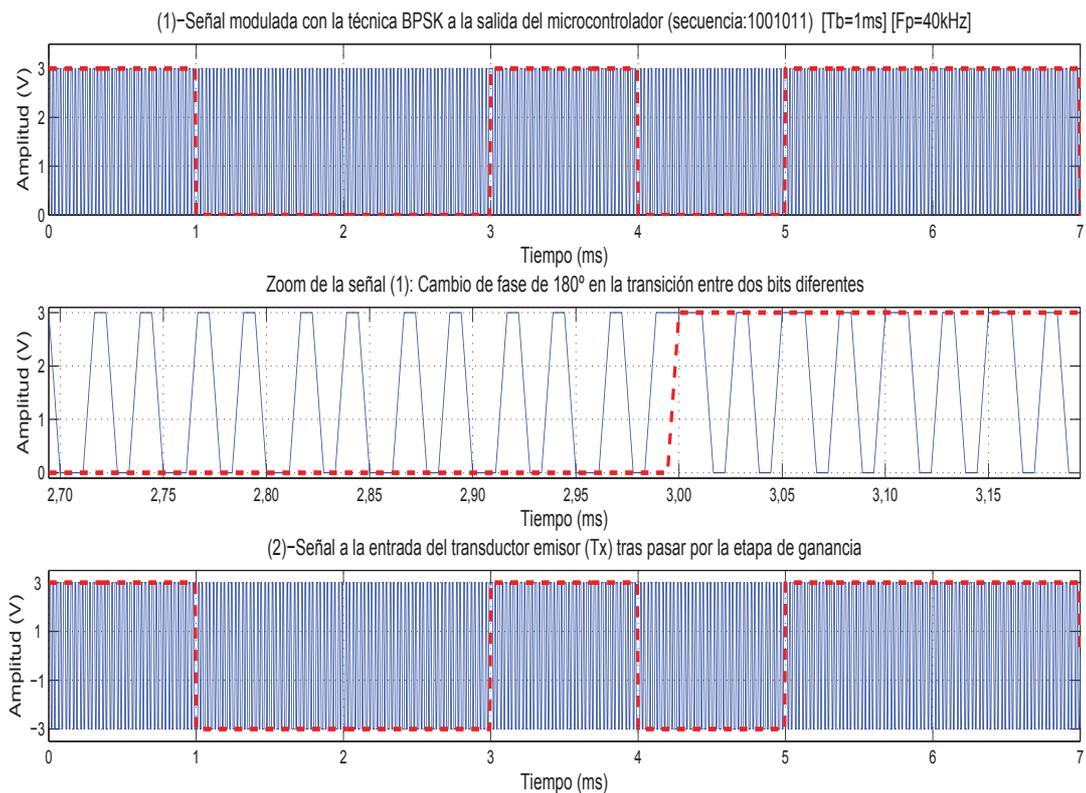


**Figura 8.7:** Transmisión y recepción de un pulso ultrasónico de 1 ms entre un nodo transmisor y un nodo receptor separados por una distancia aproximada de 2 m, usando una frecuencia de muestreo de 17.78 kHz.

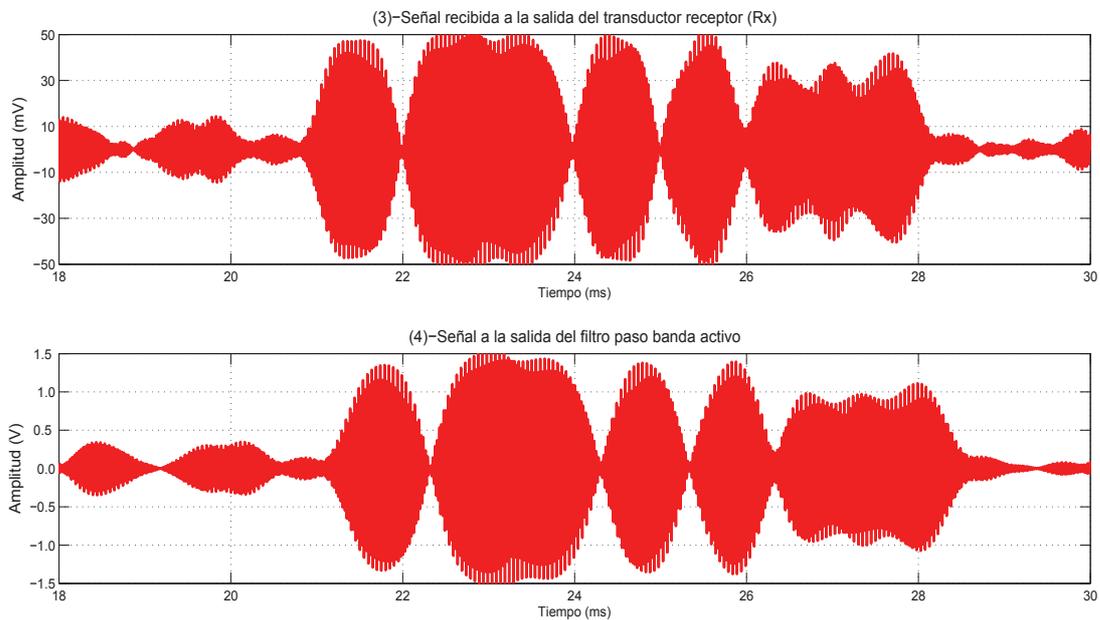
distintos puntos del circuito en los cuales pueden observarse diferentes señales de interés docente en el ámbito de las comunicaciones y del procesamiento de señal. En la Figura 8.9 se muestran las señales medidas en los puntos (1) y (2) del circuito. En el punto (1) observamos la señal portadora cuadrada de 40 kHz generada por el microcontrolador, que en este caso ha sido modulada para una secuencia de bits de información usando la técnica de modulación BPSK. En el punto (2) observamos esta misma señal tras pasar por una etapa de ganancia antes de excitar al transductor emisor (Tx). En la Figura 8.10 se muestran las señales medidas en los puntos (3) y (4) del circuito, correspondientes a la señal recibida a la salida del transductor receptor (Rx) y la señal obtenida a la salida del filtro paso banda activo antes de ser muestreada por el microcontrolador. Finalmente la Figura 8.11 muestra las señales medidas en los puntos (5) y (6) del circuito. Estos puntos hacen referencia a señales digitales obtenidas a partir de las muestras de señal almacenadas en la memoria del microcontrolador. En (5) se representan las muestras de señal registradas de haber aplicado un muestreo en cuadratura usando una frecuencia de muestreo de 17.78 kHz. En (6) se muestra la señal modulante obtenida tras aplicar la demodulación BPSK y aplicar un filtrado de las muestras de señal (de ella puede extraerse la secuencia de bits transmitidos). En resumen, los alumnos pueden observar señales en diferentes puntos del circuito y analizar aspectos como la codificación de canal, el esquema de modulación y demodulación de señal, el efecto de las etapas de amplificación y filtrado en recepción, etc.



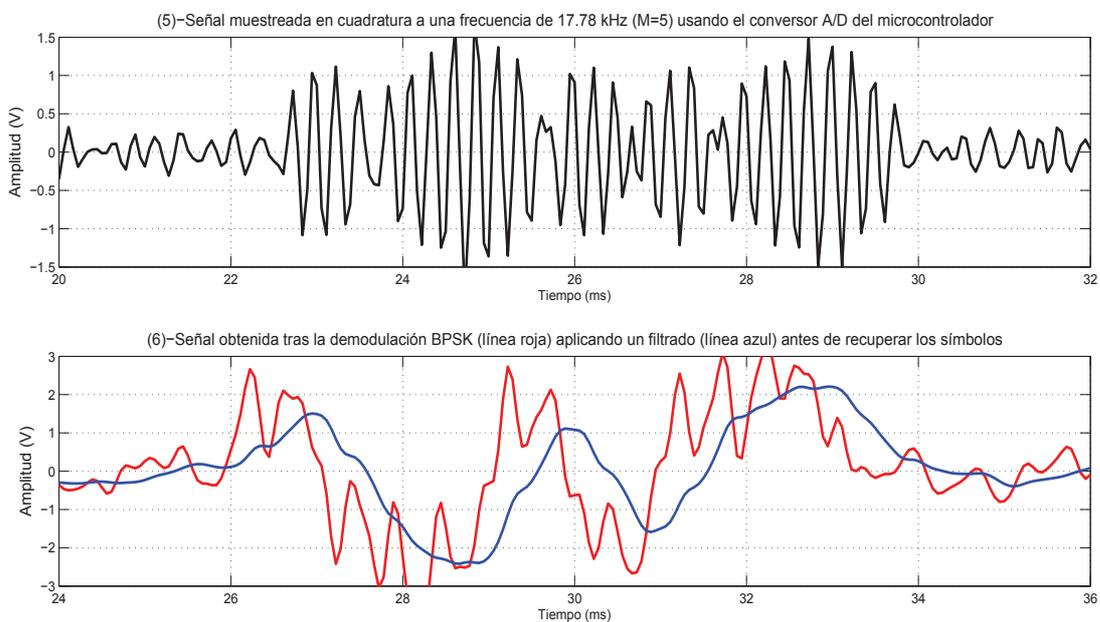
**Figura 8.8:** Puntos en el diseño hardware del nodo (versión 1) donde pueden observarse distintas señales de interés docente en el ámbito de las comunicaciones y del procesamiento de señal.



**Figura 8.9:** Representación de las señales observadas en los puntos del circuito (1) y (2) indicados en la Figura 8.8.



**Figura 8.10:** Representación de las señales observadas en los puntos del circuito (3) y (4) indicados en la Figura 8.8.



**Figura 8.11:** Representación de las señales observadas en los puntos del circuito (5) y (6) indicados en la Figura 8.8. Estos puntos hacen referencia a señales digitales obtenidas a partir de las muestras de señal almacenadas en la memoria del microcontrolador.

Al tratarse de señales de ultrasonido, es fácil generar ruido y efectos multipath para analizar algunas características como la probabilidad de error de bit de la técnica de señalización codificada en función de la SNR. Además, la flexibilidad para ubicar los nodos del sistema en cualquier posición (distancia, ángulo) y la posibilidad de configurar algunos parámetros de señal como la ráfaga de señalización, el tamaño de ráfaga, la duración de bit o la frecuencia de muestreo, permite a los estudiantes analizar el sistema bajo diferentes condiciones y evaluar las ventajas y desventajas de cada configuración particular en términos de la tasa de bits, robustez frente a ruido, probabilidad de error de bit o el alcance de señal en función de la distancia entre nodos y el ángulo de orientación de sus transductores de ultrasonido.

TELIAMADE también permite a los estudiantes adquirir conocimientos de técnicas de acceso al medio como TDMA, procesado avanzado de señal como el muestreo paso banda en cuadratura, funcionamiento de protocolos radio como ZigBee o la programación de microcontroladores.

El sistema TELIAMADE también puede servir para explicar de forma simple el funcionamiento de sistemas de posicionamiento más complejos. Dado que GPS es uno de los sistemas de posicionamiento más populares, consideramos este sistema como referencia para resaltar las capacidades de TELIAMADE como herramienta de enseñanza de los sistemas de localización. Como ya hemos comentado, GPS tiene una serie de limitaciones que lo hacen inapropiado para un entorno de enseñanza. Algunas de estas limitaciones son:

- Hace uso de ráfagas de señal muy largas basadas en códigos de Gold de 1023 bits con una duración de bit  $1/50$  segundos y una duración de chip de  $1/(50 \cdot 1023)$  segundos. El análisis de las señales recibidas implica almacenar decenas de segundos para procesar varios bits de señal.
- Los receptores GPS comerciales son sistemas cerrados (encapsulados y protegidos) en los cuales los datos sólo son accesibles a la entrada y a la salida del dispositivo, usando típicamente una interfaz RS232. El procesamiento de señal es realizado ocultando al estudiante el funcionamiento interno del sistema, impidiéndole analizar las señales en diferentes puntos del circuito.
- Se necesitan instrumentos de medida con una elevada tasa de muestreo debido a las altas frecuencias de las señales portadoras (1,2276 GHz y 1,5754 GHz). Esta limitación persiste incluso con una conversión de las señales a una frecuencia intermedia (varios MHz dependiendo del modelo).
- En caso de disponer del equipamiento adecuado para muestrear las señales GPS, el gran volumen de datos complicaría el almacenamiento y el procesamiento de señal. Por ejemplo, tras la conversión a frecuencia intermedia una traza de señal GPS de un segundo de duración ocuparía un tamaño de cientos de Mbytes.

El uso del sistema TELIAMADE ofrece la posibilidad de solventar la mayoría de los inconvenientes de los sistemas de posicionamiento convencionales como GPS. Una de las principales ventajas del sistema TELIAMADE frente a GPS es la posibilidad que ofrece al estudiante para analizar las señales en distintos bloques del módulo transmisor y el módulo receptor de señal, lo que ayuda a comprender el funcionamiento de estos módulos. Además,

el escalado de frecuencia en TELIAMADE hace posible trabajar con osciloscopios convencionales. El muestreo paso banda en cuadratura permite utilizar frecuencias de muestreo muy bajas (17.78 kHz o incluso 12.31 kHz) facilitando el almacenamiento y procesado de los datos. Finalmente el sistema TELIAMADE ofrece un software abierto y flexible que permite a los estudiantes poder seleccionar diferentes parámetros para analizar el alcance, rendimiento y precisión del sistema de localización, realizando una experimentación similar a la descrita en el capítulo 7.

## Conclusiones y trabajo futuro

### 9.1 Conclusiones

El uso de información de localización y su potencialidad en el desarrollo de aplicaciones de inteligencia ambiental ha motivado en los últimos años el diseño e implementación de multitud de sistemas de localización basados en IR, LANs, ultrasonidos, RFID, visión artificial, etc. De todos ellos, los sistemas basados en ultrasonidos han demostrado ser una solución simple, efectiva y barata, proporcionando un error de precisión de pocos centímetros.

El trabajo realizado en esta tesis doctoral incluye el desarrollo y evaluación de un sistema de posicionamiento en interiores basado en ultrasonidos, capaz de estimar la posición de un dispositivo móvil con precisión subcentimétrica y ofrecer buenas prestaciones en cuanto a escalabilidad, flexibilidad de configuración, poco consumo y bajo coste. El sistema que proponemos tiene por objetivo mejorar las prestaciones de su predecesor, el sistema ATLIN-TIDA, tal y como se describe en el capítulo 1 de introducción de la tesis. Este sistema ha sido diseñado con el propósito inicial de ser utilizado en aplicaciones de localización de personas dependientes en su entorno. Sin embargo, su excelente precisión en la medida de distancia y posicionamiento puede ser aprovechada en múltiples aplicaciones del ámbito comercial e industrial. Por otro lado, sus características de baja frecuencia, estrecho ancho de banda, baja tasa de transmisión, baja frecuencia de muestreo y su flexibilidad de configuración para modificar diferentes parámetros de señal, permiten utilizarlo como herramienta de enseñanza en el contexto de ingeniería de telecomunicación usando instrumentación convencional.

Este sistema está formado por un conjunto de nodos inalámbricos autónomos que constituyen una red de sensores, donde cada nodo cuenta con un microcontrolador, un chip radio, una antena RF, una pareja de transductores de ultrasonido y electrónica analógica y digital para el acondicionamiento de señal en la transmisión y recepción de ultrasonidos. El sistema presenta una topología maestro-esclavo y está compuesto de un nodo coordinador y un conjunto de nodos finales que operan como sensores ultrasónicos. La comunicación entre nodos se basa en el intercambio de mensajes radio usando el protocolo ZigBee. A diferencia de otros sistemas propuestos en la literatura, el sistema TELIAMADE utiliza una única interfaz radio

con un doble propósito: transferencia de datos y envío de información de sincronización de red, lo que permite reducir la complejidad del sistema y el coste en el despliegue.

El sistema TELIAMADE utiliza señales de ultrasonido para inferir distancias entre un nodo emisor y un nodo receptor midiendo el TOF de la señal. La distancia entre nodos es calculada a partir de la medida de TOF considerando la velocidad de propagación del sonido. El TOF de señal es estimado aplicando un detector en cuadratura basado en un esquema de muestreo paso banda en cuadratura que permite optimizar los recursos de memoria y reducir el coste computacional en el procesamiento de señal. Para lograr una mayor precisión en la medida de TOF, proponemos el uso de interpolación parabólica para determinar el instante de tiempo asociado al máximo de envolvente de señal. La excelente precisión de medida usando interpolación (inferior a medio periodo de muestra) permite utilizar la información de fase de la señal para mejorar la estimación de la medida.

El sistema TELIAMADE permite realizar medidas de forma programada sin la intervención de un nodo supervisor que indique cuando iniciar los procesos de medida en los nodos. Para ello implementa un esquema de medida basado en la técnica TDMA para gestionar el canal de ultrasonidos. De este modo, los nodos son programados para iniciar la transmisión o recepción de señal ultrasónica en determinados instantes de tiempo. Dicho esquema permite reducir el tráfico de paquetes de sincronización de red, reduciendo el consumo de potencia en los nodos y prolongando la vida media de las baterías. El consumo promedio de un nodo TELIAMADE es del orden de 27 mA operando en modo normal. Sin embargo, el esquema de medida propuesto posibilita que los nodos puedan ser forzados a un modo de bajo consumo, deshabilitando temporalmente su transceptor RF y sus periféricos cuando no están transmitiendo o recibiendo señal de ultrasonidos. Esto reduce su consumo a 1.7 mA.

La medida de TOF exige sin embargo una precisa sincronización de los nodos de la red para permitir que los procesos de transmisión y recepción de señal se inicien sincronamente en dichos intervalos de tiempo. La referencia de tiempo en los nodos es obtenida a partir de la señal de reloj del microcontrolador que utiliza un oscilador de cristal de cuarzo. Diferentes derivas en las señales de reloj de los nodos provocan un error de sincronización que degrada la precisión del sistema al introducir un *bias* desconocido en la medida de TOF. En TELIAMADE proponemos un algoritmo para compensar la deriva de reloj de los nodos utilizando una base de tiempos común proporcionada por el nodo coordinador, en la que cada nodo realiza una estimación del tiempo del coordinador aplicando una transformación lineal de su tiempo local.

Para ello se utilizan las marcas de tiempo relativas al instante de envío y recepción de los paquetes de sincronización emitidos periódicamente desde el coordinador al resto de nodos de la red. Los resultados experimentales muestran una excelente precisión del sistema para determinar distancias, con un error rms de medida inferior a 0.5 mm en un rango de distancias de hasta 6 m.

El sistema TELIAMADE ofrece también la posibilidad de estimar distancias usando la medida de potencia de señal de ultrasonidos en lugar de la medida de TOF. Aunque dicha aproximación proporciona una precisión de localización inferior a la medida de TOF, su implementación podría suponer una simplificación del diseño del sistema, un menor costo de procesamiento de señal y un menor consumo en los nodos, que puede resultar de interés para

muchas aplicaciones del ámbito cotidiano con unos requisitos de precisión más relajados. Sin embargo, el uso convencional de transductores con un patrón de radiación direccional y un ancho de haz estrecho, condiciona la medida de potencia dependiendo del ángulo de incidencia entre los transductores. Por otro lado, el nivel de voltaje de las baterías de los nodos también afecta a la medida de potencia al condicionar la ganancia de señal en transmisión y el rango dinámico del conversor A/D en recepción. En TELIAMADE proponemos un modelo teórico para estimar la pérdida de potencia debida a la orientación de los transductores y la pérdida de potencia debida al consumo de las baterías. Ambos modelos permiten compensar dichos efectos para lograr una correcta estimación de la distancia, obteniendo errores de precisión del orden de 3 cm.

La posición del nodo móvil en TELIAMADE es calculada aplicando trilateración o multilateración a partir de las medidas de distancia estimadas a tres o más nodos de referencia. La trilateración o multilateración exige conocer de forma exacta las coordenadas de los nodos de referencia para obtener una buena estimación de la posición del móvil. En este trabajo de tesis proponemos el uso de un algoritmo de calibración para estimar de forma precisa las coordenadas de los nodos de referencia a partir de medidas de distancia obtenidas a ciertas posiciones conocidas del nodo móvil. Los resultados experimentales muestran una precisión de localización subcentimétrica del sistema cuando hacemos uso de la medida de TOF. Dicha precisión es peor cuando se utiliza la aproximación basada en la medida de potencia, obteniendo errores rms del orden de 10 cm.

El desarrollo del sistema de localización descrito en este trabajo de tesis ha requerido diseñar hardware específico, integrarlo junto con el microcontrolador, programar el microcontrolador, diseñar y programar un protocolo de comunicación para la sincronización y transmisión de datos entre nodos, implementar en los microcontroladores de los nodos rutinas de detección de pulsos de ultrasonidos, implementar procedimientos de medida de distancia, de cálculo de posiciones mediante multilateración y administrar el funcionamiento global de la red de sensores sin colisiones. Para ello ha sido necesario hacer uso de conocimientos de electrónica analógica, digital, de instrumentación y de control, microprogramación, procesamiento de señal, comunicaciones analógicas y digitales, diseño y gestión de redes y sincronización de comunicaciones radio para la sincronización de la transmisión/recepción de ultrasonidos en un proyecto de gran envergadura. A continuación exponemos los objetivos de la tesis y el trabajo realizado para cubrir dichos objetivos.

- **Objetivo:** *Revisión bibliográfica y estudio del estado del arte en técnicas de localización basadas en redes de sensores.*

**Trabajo realizado:** Se han estudiado los sistemas y técnicas de localización más relevantes basadas en redes de sensores, analizando sus ventajas e inconvenientes para ofrecer un sistema alternativo de mayor precisión y mejores prestaciones en cuanto a escalabilidad, poco consumo, bajo coste y flexibilidad de configuración que permita adaptarlo a distintos escenarios de medida.

- **Objetivo:** *Diseño de los nodos y desarrollo de hardware específico (incluyendo electrónica analógica y digital) para el acondicionamiento de señal en transmisión y en recepción, de acuerdo con las características del canal (frecuencia y ancho de banda de*

*los transductores de ultrasonido utilizados).*

**Trabajo realizado:** El trabajo previo y la experiencia adquirida por nuestro grupo en el desarrollo del sistema ATLINTIDA (sistema previo a TELIAMADE), nos ha permitido diseñar un nuevo prototipo de nodo inalámbrico de mayor precisión, versatilidad y portabilidad. El diseño hardware del nodo final en TELIAMADE ha sido desarrollado en varias fases.

En una primera fase fueron diseñadas las etapas de acondicionamiento de señal para la transmisión y recepción de ultrasonidos. Para la transmisión de señal fue necesario realizar una adaptación de impedancias y diseñar una etapa de potencia para excitar el transductor de ultrasonidos. La generación de señal en los nodos se realiza digitalmente usando el microcontrolador. Esto permite implementar técnicas avanzadas de modulación digital de señal como BPSK, para incrementar la robustez del sistema frente a ruido. Por su parte, para la recepción de señal fue necesario diseñar una etapa de acondicionamiento a la salida del transductor receptor. Dicha etapa realiza una pre-amplificación, filtrado y adaptación de niveles de la señal para una adecuada conversión A/D usando el microcontrolador. Los primeros prototipos fabricados tenían una única funcionalidad (transmisión o recepción de ultrasonidos), distinguiéndose dos tipos de nodos en la red: transmisores y receptores de ultrasonido. En esta fase de diseño se dotó a los nodos de un módulo de RF para permitir la comunicación inalámbrica con otros nodos de la red. Tras analizar las prestaciones de los principales protocolos de comunicación utilizados en redes de sensores, se optó por implementar el protocolo ZigBee dadas sus características de bajo consumo, baja tasa datos, comunicación segura, poca complejidad y reducido tamaño de pila.

En una segunda fase se abordó incluir ambas funcionalidades de transmisión y recepción de ultrasonidos en un único nodo, integrando en el mismo diseño la electrónica específica de los transductores, el microcontrolador, el módulo de comunicación radio y la alimentación. Este nuevo diseño permite a los nodos operar como transmisores y/o receptores de ultrasonido. Su modo de operación es controlado por software mediante el envío de comandos a través de la interfaz ZigBee. Los nodos de esta primera versión son alimentados usando dos baterías AA acopladas a un portapilas y carecen de una carcasa de protección que facilite su sujeción en diferentes superficies del entorno de localización.

En una tercera y última fase se ha implementado una segunda versión de los nodos que permite solventar estos inconvenientes, añadiendo ciertas mejoras al diseño anterior. Los nodos de la segunda versión disponen de una carcasa de plástico diseñada a medida que los protege frente a golpes, suciedad y salpicadura de fluidos. El diseño de la caja incorpora dos pestañas de sujeción que permiten atornillar el nodo a una pared u otra superficie con relativa facilidad. En esta versión, las pilas AA son sustituidas por una batería recargable de litio polímero de menor tamaño, la cual queda integrada dentro de la carcasa de plástico del nodo. Los transductores de ultrasonido son sustituidos por un modelo más actual y barato de similares prestaciones. El nuevo diseño también incorpora un interruptor para desconectar la batería del nodo cuando no está operativo e incluye un regulador de tensión para ajustar el nivel de voltaje de alimentación a los niveles de tensión permitidos por los elementos del diseño.

- **Objetivo:** *Desarrollo de técnicas de medida para determinar el tiempo de vuelo de señal, caracterización de esas técnicas en distintos escenarios con valores reales de SNR, implementación de los algoritmos que permitan reducir la frecuencia de muestreo y la representación numérica de las muestras de señal y el procedimiento de cálculo para optimizar los recursos del microcontrolador (memoria y número de microoperaciones).*

**Trabajo realizado:** El diseño de bajo coste de los nodos del sistema implica utilizar un microcontrolador de reducida capacidad de memoria. Para solventar esta limitación de memoria en los nodos, la medida de tiempo de vuelo de señal de ultrasonidos es determinada aplicando un detector en cuadratura basado en un esquema de muestreo paso banda en cuadratura. Esta aproximación permite optimizar los recursos de memoria disponibles y posibilita el registro de un menor número de muestras de señal. Esto reporta ciertas ventajas. Por ejemplo, suponiendo la transmisión de una ráfaga corta, el radio de alcance del sistema puede verse incrementado al permitir un mayor tiempo de vuelo de señal, debido a la baja tasa de muestras por segundo. Por otro lado, el uso de bajas frecuencias de muestreo reduce el coste computacional en el receptor al trabajar con un menor número de muestras de señal. También ofrece la posibilidad de utilizar ráfagas de señal más largas para mejorar la robustez del sistema frente a ruido y efectos multipath. Las principales contribuciones aportadas por el sistema TELIAMADE en la implementación de esta técnica son las siguientes:

- Las muestras de señal al aplicar un muestreo en cuadratura corresponden a las muestras entrelazadas de las componentes en fase y cuadratura. Dado que ambas señales están correctamente muestreadas, proponemos un proceso de interpolación de las señales para recuperar los valores de las componentes en fase y cuadratura en aquellos instantes donde a priori son desconocidas. Dicha interpolación es realizada aplicando una pareja de filtros en cuadratura diseñados a partir de un filtro interpolador paso baja, que permite reducir el ruido fuera de la banda de interés de la señal. De esta forma, el filtro interpolador mejora la precisión en la medida de tiempo de vuelo al proporcionar señales con mayor SNR.
- El diseño de los filtros en cuadratura es optimizado para alcanzar una buena estimación con el mínimo coste computacional, utilizando un total de 7 coeficientes por filtro cuantizados con 3 bits para evitar las operaciones de punto flotante en el microcontrolador.
- La envolvente de señal a la salida del filtro adaptado (usando las componentes en fase y cuadratura) se utiliza para determinar la medida de TOF midiendo el instante de tiempo donde la envolvente alcanza su máxima amplitud. Dado que el error de medida está condicionado por el periodo de muestreo, proponemos utilizar interpolación parabólica usando las muestras de señal adyacentes al máximo detectado. Esto permite obtener errores de medida inferiores a medio periodo de muestra.
- La excelente precisión de medida usando interpolación permite utilizar la información de fase de la señal para mejorar la estimación de la medida. La fase es estimada fácilmente usando las componentes en fase y cuadratura a la salida del filtro adaptado. Aunque su valor es periódico con cada longitud de onda de señal, proporciona una mayor resolución y su valor no está condicionado por el periodo

de muestreo. Esto permite conocer la corrección fraccionaria que debemos aplicar a la medida de TOF para mejorar la precisión del sistema.

- **Objetivo:** *Diseño de la red de sensores, incluyendo protocolos de comunicación, procedimientos de acceso al canal de radio que permitan la sincronización en la transmisión/recepción de ultrasonidos, definición de los datos a transmitir entre los nodos finales de la red y el nodo coordinador, y entre el nodo coordinador y consola (ordenador personal), así como la programación de los microcontroladores para la implementación del protocolo de comunicación y las rutinas de sincronización.*

**Trabajo realizado:** El sistema TELIAMADE ha sido diseñado con una topología maestro-esclavo, compuesto de un nodo coordinador y un conjunto de nodos finales que operan como sensores ultrasónicos. El nodo coordinador está conectado físicamente a un PC y sirve de pasarela entre la aplicación de programa y los nodos finales de la red. Todos los nodos de la red (incluido el coordinador) tienen una funcionalidad completa (FFD), aunque sus perfiles de operación son distintos. Ello ha supuesto desarrollar un *firmware* específico para el coordinador de red y otro para los nodos finales.

A diferencia de otros sistemas, TELIAMADE utiliza una sola interfaz radio para proporcionar información de sincronización de red junto a la transmisión de datos. Esto reduce la complejidad del sistema y el coste de implementación. La comunicación entre nodos se realiza mediante el intercambio de mensajes radio usando el protocolo ZigBee. En TELIAMADE hacemos uso de la versión de pila v2.0-2.6 desarrollada por Microchip Technologies Inc, sobre la cual se han llevado a cabo los siguientes cambios:

- Supresión de las capas superiores de la pila de protocolos (capas superiores a la capa NWK) para optimizar los recursos de memoria del microcontrolador.
- Modificación parcial de las capas PHY y MAC de la pila de protocolos para adaptarlas a las características del transceptor RF (CC2420) utilizado en el diseño hardware de los nodos.
- El código fuente de las capas PHY y MAC ha sido parcheado para registrar las marcas de tiempo correspondientes al envío y recepción de los paquetes ZigBee con una precisión de un ciclo de reloj. Dichas marcas de tiempo son utilizadas por el mecanismo de sincronización de red.
- La capa PHY ha sido parcheada para añadir una rutina capaz de estimar el nivel de batería del nodo. Esto permite controlar su consumo y proceder a la recarga de la batería cuando sea necesario.
- La capa MAC ha sido parcheada para añadir un nuevo conjunto de primitivas (MCPX\_DATA) que permiten hacer uso de la reducida versión de pila implementada en los nodos TELIAMADE. El procesamiento de estas primitivas finaliza en la capa MAC, evitando errores de pila por llamadas a otras funciones declaradas en capas no implementadas.

El sistema TELIAMADE permite configurar y monitorizar el modo de operación de los nodos mediante el envío de comandos. Desde un terminal, el usuario puede escribir y leer la información transmitida en los paquetes radio que circulan por la red. De este

modo, una vez realizado el despliegue de los nodos, el sistema puede ser reconfigurado a través de comandos sin necesidad de desmontar los nodos para reprogramar su microcontrolador. Para distinguir unos comandos de otros ha sido necesario establecer un formato para los mensajes, donde cada comando tiene asociado un identificador único. El repertorio de comandos programados en TELIAMADE permite realizar tareas tales como configurar el modo de operación de los nodos (Tx, Rx, ECO), seleccionar su estado (despierto, bajo consumo), devolver información de configuración de los nodos, iniciar los procesos de medida, configurar parámetros de la transmisión y recepción de señal de ultrasonidos, etc. Esto convierte a TELIAMADE en un sistema versátil que puede ser adaptado dinámicamente a distintos escenarios de medida.

Las restricciones de bajo consumo del sistema condicionan el esquema de medida. En TELIAMADE proponemos el uso de un esquema periódico de medidas programadas basado en un enfoque TDMA. Este enfoque es comúnmente utilizado en sistemas de comunicación digitales para proporcionar sincronización temporal y permite realizar medidas de forma automática sin la intervención de un nodo supervisor que indique cuando iniciar los procesos de medida en los nodos. Usando este esquema, los nodos son programados para iniciar la transmisión o recepción de señal de ultrasonidos en instantes de tiempo prestablecidos, por lo que el tráfico de red de sincronización no depende de la tasa de medidas y únicamente está condicionado por la información necesaria para mantener una adecuada sincronización de la red. En un escenario con múltiples nodos transmisores, dicho esquema garantiza un acceso ordenado al canal ultrasónico y evita colisiones de señal en transmisión. Para implementar este esquema de medida ha sido necesario programar el envío periódico de los mensajes de sincronización e incluir en ellos la información de las marcas de tiempo correspondientes a los instantes de envío y recepción de estos mensajes. Esto ha supuesto implementar rutinas de tiempo usando temporizadores del microcontrolador para reconstruir la estructura de tiempos sobre la que se basa el esquema de medida.

- **Objetivo:** *Estudio de derivas en los relojes de los microcontroladores y diseño de técnicas de compensación de dichas derivas, con objeto de optimizar la precisión en la medida de TOF de la señal de ultrasonidos. Programación de las técnicas de estimación y compensación de las derivas en los microcontroladores.*

**Trabajo realizado:** Se ha realizado un análisis exhaustivo de los problemas de tiempo que conlleva el esquema de medida propuesto en TELIAMADE. Por un lado se han estudiado los retardos aleatorios en el comienzo de los procesos de medida (transmisión/recepción de señal de ultrasonidos) controlados mediante interrupciones de programa. Dichas retardos están condicionados por el modo de operación del nodo y por la carga de trabajo del microcontrolador. Para solventar este problema se ha propuesto un algoritmo basado en la implementación de un retardo común en los nodos que permite amortiguar dichas variaciones de tiempo. Por otro lado, se ha analizado el problema de la deriva de reloj en los nodos y su efecto en la medida de TOF. Para compensar la deriva de reloj de los nodos proponemos un algoritmo que permite estimar la deriva local del nodo y usar esa información para corregir la medida de TOF. El método utiliza una base de tiempos común proporcionada por el nodo coordinador, donde cada nodo realiza una estimación del tiempo del coordinador aplicando una transformación lineal

de su tiempo local. Para ello se utilizan las marcas de tiempo relativas al instante de envío y recepción de los paquetes de sincronización emitidos periódicamente desde el coordinador.

En este trabajo presentamos un análisis teórico del error total en la medida de TOF, donde se incluye el efecto de la deriva y la resolución finita de los relojes de los nodos. Dichas fuentes de error son modeladas usando una expresión matemática que permite determinar la máxima precisión que podemos alcanzar con el esquema de medida propuesto. Los resultados experimentales proporcionados en este trabajo demuestran la validez de nuestras derivaciones teóricas.

- **Objetivo:** *Evaluación del procedimiento de medida del TOF de la señal de ultrasonidos. Aplicación del procedimiento para la medida de distancias. Evaluación de la precisión del sistema para medir distancias entre parejas de nodos.*

**Trabajo realizado:** El uso de componentes pasivos en el diseño hardware de los nodos introduce un retardo adicional en la medida de TOF que afecta a la medida de distancia. Factores como el filtrado de señal en recepción o el cálculo de la envolvente de señal a la salida del filtro adaptado, son la causa del retardo de grupo que afecta a la medida de TOF. En este trabajo proponemos un método de calibración de los nodos para estimar dicho retardo de grupo y corregir las medidas de TOF para obtener una buena estimación de la distancia. Antes de iniciar el proceso de calibración, ha sido necesario llevar a cabo un ajuste de la ganancia de señal en el nodo receptor para configurar un adecuado rango de operación del sistema. La calibración de los nodos es realizada usando un escenario de medidas controlado donde las distintas parejas de nodos son colocadas a diferentes distancias de referencia conocidas. La distancia entre nodos es calculada utilizando la medida de TOF y la velocidad del sonido, usando el valor de temperatura ambiente para estimar el valor de la velocidad del sonido. El retardo de grupo es estimado realizando una regresión lineal de las medidas de distancia obtenidas con nuestro sistema y los valores de distancia de referencia. Dicho proceso es realizado con cada pareja de nodos (transmisor y receptor) para obtener el retardo de grupo particular de cada pareja.

La precisión del sistema para determinar distancias ha sido evaluada considerando el mismo escenario de medida utilizado en el proceso de calibración de los nodos, en el que uno de los nodos es configurado como receptor de ultrasonidos y el resto como transmisores. El rango de distancias evaluado va de 2 a 6 metros, utilizando pulsos de señal de 1 ms y usando diferentes frecuencias de muestreo en el receptor. Diferentes aproximaciones han sido consideradas en la estimación de la medida de TOF de señal:

- A partir del instante de muestra correspondiente al máximo de envolvente de señal.
- Usando interpolación parabólica en la detección del máximo de envolvente.
- Usando interpolación parabólica y corrección de fase en la detección del máximo de envolvente.

Los resultados experimentales muestran un error rms de distancia inferior a 3 mm y un error máximo absoluto no superior a 5 mm, cuando se utilizan las dos últimas

aproximaciones y bajas frecuencias de muestreo (17.78 kHz o 12.31 kHz). La desviación típica de las medidas de distancia estimadas con nuestro sistema es inferior a 0.5 mm.

- **Objetivo:** *Desarrollo de algoritmos de trilateración o multilateración para determinar la posición de un nodo móvil. Evaluación del sistema completo en entornos de posicionamiento 2-D y 3-D.*

**Trabajo realizado:** La posición del móvil en TELIAMADE ha sido calculada aplicando multilateración a partir de las medidas de distancia estimadas a cuatro o más nodos de referencia, aunque es suficiente con tres nodos usando trilateración. La multilateración exige conocer de forma exacta las coordenadas de los nodos de referencia para obtener una buena estimación de la posición del móvil. Sin embargo, la ubicación de estos nodos (típicamente en el techo) dificulta la medida de sus coordenadas. En este trabajo proponemos un algoritmo para determinar de forma precisa las coordenadas de los nodos de referencia (nodos fijos) partiendo de sus posiciones aproximadas. Para ello utilizamos las medidas de distancia obtenidas a ciertas posiciones conocidas del nodo móvil. Dicha experimentación ha requerido la fabricación de un banco de pruebas que es utilizado como soporte para colocar el nodo móvil en distintas posiciones con un error de posicionamiento de pocos milímetros.

La precisión de localización del sistema ha sido evaluada en un entorno real de oficina donde los nodos de referencia fueron colocados en el techo operando como transmisores de ultrasonidos. Por su parte el nodo móvil fue configurado como receptor de ultrasonidos, ocupando distintas posiciones en el espacio 2-D y 3-D usando el banco de pruebas. Estas posiciones fueron tomadas como referencia para evaluar la precisión de localización del sistema. Los resultados experimentales muestran una precisión subcentimétrica del sistema con errores rms de posicionamiento del orden de 9.8 mm.

- **Objetivo:** *Estudiar e implementar otras técnicas de estimación de distancia alternativas a la medida de TOF de señal de ultrasonidos.*

**Trabajo realizado:** En este trabajo analizamos una segunda técnica basada en la medida de potencia (RSSI) de señal de ultrasonidos, donde la distancia entre nodos es estimada aplicando un modelo de propagación de señal considerando las pérdidas de potencia por divergencia esférica y absorción atmosférica. El modelo incluye los parámetros de temperatura y humedad relativa para ajustarse a las condiciones cambiantes del entorno. Este modelo precisa conocer el valor de potencia de señal medido en unas condiciones de referencia. Para ello fue necesario realizar un proceso de calibración donde las distintas parejas de nodos fueron colocadas a una distancia fija bajo unas condiciones de voltaje, temperatura y humedad relativa conocidas, midiendo el nivel de potencia de señal en dichas condiciones de referencia.

Los resultados experimentales muestran que la medida de RSSI puede verse afectada por las características de los transductores. El uso de transductores con un patrón de radiación direccional y un ancho de haz estrecho condiciona la medida de RSSI dependiendo del ángulo de incidencia entre los transductores de los nodos. Para compensar dicho efecto proponemos un modelo teórico para estimar la pérdida de potencia debida a la orientación de los transductores considerando la forma de la superficie de radiación

de los transductores. Por otro lado, la medida de RSSI también está condicionada por el nivel de batería. Dependiendo de la configuración de los nodos y su carga de trabajo, el consumo de las baterías puede ser mayor o menor y causar diferencias de voltaje en los nodos, que afectan a la etapa de ganancia en transmisión y al rango dinámico del conversor A/D en recepción. Para compensar el efecto de las baterías proponemos el uso de un factor de pérdidas que tiene en cuenta los niveles de voltaje de los nodos en las condiciones de referencia y sus niveles de voltaje actuales para ajustar la medida RSSI a los niveles de voltaje de referencia.

La evaluación de la precisión del sistema usando esta aproximación muestra un error rms del orden de 3 cm en la medida de distancia y un error rms del orden de 10 cm en la estimación global de posicionamiento. Aunque su precisión es menor a la medida de TOF, su estimación requiere a priori un menor coste computacional y no necesita de una precisa sincronización temporal de los nodos de la red. Esto podría suponer una simplificación del diseño del sistema, un menor costo de procesamiento de señal y por lo tanto un menor consumo en los nodos, proporcionando una precisión de localización suficiente para muchas aplicaciones del ámbito cotidiano.

## Principales contribuciones de la tesis

Esta tesis supone un conjunto de avances y mejoras con respecto a los conocimientos y tecnologías existentes en el ámbito de los sistemas de localización en interiores. Sus principales contribuciones son las siguientes:

- Sistema completo de localización de menor coste y mayor precisión, versatilidad y flexibilidad de configuración que el resto de sistemas reportados en la literatura.
- Técnica de estimación de distancia basada en la medida de TOF de señal de ultrasonidos que permite trabajar a bajas frecuencias de muestreo con una precisión de pocos milímetros. Esto permite reducir los recursos hardware y el coste del sistema.
- Técnica de estimación de distancia basada en la medida RSSI de señal de ultrasonidos con un error de precisión de pocos centímetros. Esto supone una simplificación del diseño de los nodos y permite reducir la complejidad del sistema.
- Esquema periódico de medidas programadas basado en un enfoque TDMA, sin la intervención de un nodo supervisor que indique cuando iniciar los procesos de medida en los nodos.
- Técnicas de compensación que permiten una sincronización eficiente de la red, solventando el problema de las derivas de reloj y usando un reducido tráfico de sincronización de red para lograr un bajo consumo.
- Estudio de los factores que limitan la precisión de sincronización en redes de sensores inalámbricas. Esto es aplicable para sistemas de medida de TOF o para cualquier otro sistema que requiera sincronización. El modelo teórico permite identificar cómo mejorar las prestaciones del sistema.

- Algoritmo de calibración para estimar de forma precisa las coordenadas de los nodos de referencia.

## 9.2 Trabajo futuro

El trabajo previsto a corto plazo pretende abordar las siguientes tareas para mejorar las prestaciones del sistema:

- Modificar parcialmente el diseño hardware de los nodos para lograr un patrón de radiación más omnidireccional, estudiando posibles estructuras que integren múltiples transductores direccionales como los utilizados en el diseño actual (por ejemplo tres transductores en paralelo cubriendo ángulos adecuados) para obtener un patrón de radiación que cubra todos los ángulos del plano. Esto supone llevar a cabo un estudio de los patrones de interferencia de señal de las distintas estructuras. Esto podría resolver el problema del ángulo de incidencia entre nodos y reducir el número de nodos de referencia en un despliegue a gran escala. Por otro lado, pretendemos reemplazar los actuales módulos RF para integrar en el propio diseño del nodo un microcontrolador con mayor capacidad de memoria, el chip radio, la antena RF y el resto de elementos de circuito necesarios para su interconexión y funcionamiento. Esto permitirá reducir el tamaño de los nodos y disminuir su coste con respecto a la implementación actual.
- Modificar el diseño del nodo coordinador para reemplazar la placa del kit de evaluación utilizada como plataforma de soporte. Pretendemos diseñar una placa más simple y compacta, compuesta de los elementos necesarios para implementar el transceptor RF (microcontrolador, chip radio, antena RF y otros elementos hardware). La nueva placa dispondría de un conector USB en lugar de un conector RS232-DB9, usando un adaptador USB/UART. Esto reducirá considerablemente el tamaño del nodo coordinador y podrá ser conectado fácilmente a un portátil, PDA o tablet.
- Utilizar señalización codificada en la transmisión de señal de ultrasonidos para incrementar la robustez del sistema frente a ruido y efectos multipath de señal, analizando diferentes códigos pseudoaleatorios ortogonales (Gold, Barker, etc) para seleccionar las ráfagas de señal óptimas. El uso de ráfagas ortogonales en transmisión permitirá reducir el periodo de trama o incluso iniciar la transmisión de señal de forma simultánea, aplicando correlación cruzada en el receptor para separar las distintas señales y estimar el TOF de cada una de ellas. Esto permitirá al sistema incrementar la tasa de medidas de posicionamiento por segundo y lograr una mayor precisión en la estimación dinámica de la posición de un nodo móvil.
- Modificar el firmware de los nodos finales para que sean éstos los responsables de obtener el valor de distancia a partir de la medida de TOF/RSSI de ultrasonidos e implementar el algoritmo de multilateración para obtener su posición. Esto reduciría la carga de trabajo del nodo coordinador y permitiría disponer de un mayor número de nodos móviles sin que ello suponga una sobrecarga del sistema. Por otro lado, esta nueva configuración de funcionamiento garantizaría la privacidad de posicionamiento del nodo móvil.

- Estudiar posibles algoritmos de funcionamiento de red que permitan activar la transmisión de señal de sólo aquellos nodos transmisores más próximos al receptor, con el fin de ahorrar energía y reducir interferencias. Para ello se propone utilizar el valor RSSI de los paquetes ZigBee emitidos por el nodo receptor como indicador de la proximidad de este nodo al resto de nodos transmisores.
- Desarrollar una aplicación software que permita monitorizar el movimiento de un objeto móvil en un entorno real, proporcionando al usuario una interfaz amigable. Con ello se dispondría de un prototipo de sistema en una versión demostrador, con el que se llevarían a cabo una campaña de medidas incluyendo el despliegue de nodos de referencia, la calibración y la evaluación del sistema en escenarios de posicionamiento preciso 3-D cubriendo volúmenes extensos. Con ello se cerraría un producto comercial con posibilidad de transferencia de tecnología.

# Conclusions and Future Work

## Conclusions

In recent years location information and its potential use in the development of ambient intelligence applications have motivated the design and implementation of a multitude of location systems based on IR, LANs, ultrasound, RFID, artificial vision, etc. Among them, the ultrasonic-based indoor positioning systems have proven to be a simple, effective and inexpensive solution, providing location errors in the order of few centimeters.

The work carried out in this thesis includes the development and evaluation of an ultrasonic based indoor positioning system which allows to estimate the position of a mobile device with subcentimeter accuracy and good performance in terms of scalability, configuration flexibility, low consumption and low cost. The proposed system aims to improve the performance of its predecessor, the ATLINTIDA system, as described in the introduction chapter of the thesis. This system has been designed with the initial purpose of being used in location applications of dependent persons in their environment. However, its excellent accuracy for determining distance and positioning allows it to be used in multiple applications in the commercial and industrial sectors. On the other hand, its features of low signal frequency, narrow bandwidth, low transmission rate, low sampling frequency and configuration flexibility to modify several signal parameters, allow it to be used as a teaching tool in the context of telecommunication engineering using conventional instruments.

This system consists of a set of autonomous wireless nodes that constitute a sensor network, where each node has a microcontroller, radio chip, an RF antenna, a couple ultrasonic transducers and analog and digital electronics for the signal conditioning in transmission and reception of the ultrasound signal. The system has a master-slave topology and it is composed of a coordinator node and a set of end nodes that operate as ultrasonic sensors. Communication between nodes is based on the exchange of radio messages using the ZigBee protocol. Unlike other systems proposed into the literature, the TELIAMADE system uses a single radio interface with a dual purpose: data transfer and network synchronization, which allows to reduce the system complexity and the deployment cost.

The TELIAMADE system uses ultrasound signals to infer distances between a transmitter node and a receiver node based on TOF measurement of ultrasonic signal. The distance between nodes is calculated from TOF measurement using the sound propagation speed. The TOF of the ultrasound signal is estimated using a quadrature detector based on a

quadrature band-pass sampling scheme, which allows to optimize the memory resources and reduce the computational complexity in signal processing. To achieve greater accuracy in TOF measurement, we propose the use of parabolic interpolation to determine the instant of time associated with the maximum of signal envelope. The excellent accuracy achieved (a time resolution much better than one-half sample period) enables the use of phase signal information to improve the TOF measurement.

The TELIAMADE system allows to perform regularly scheduled measurements without the intervention of a supervisor node for indicating when the nodes have to start measuring processes. The proposed measurement scheme is based on a TDMA approach to share the ultrasonic channel. Using this approach, the network nodes can be programmed to start transmission or reception of ultrasonic pulses at given time instants. Such scheme reduces the network traffic and contributes to reduce power consumption for enlarging the life of the nodes batteries. The average power consumption of a TELIAMADE node is of the order of 27 mA when it is operating in normal mode. However, the proposed scheme enables the nodes can be forced to a low consumption mode, disabling temporarily their RF transceiver and peripherals when they are not transmitting or receiving ultrasound signal. This reduces their consumption to 1.7 mA.

However, the TOF measurement requires a precise synchronization of the network nodes to allow that the receiving and transmitting processes of the ultrasound signal start synchronously at such time intervals. The time reference in the nodes is obtained from the microcontroller clock signal which uses a quartz crystal oscillator. Different clock drifts for each node result in synchronization errors that degrade the system performance by adding an unknown bias to the TOF estimations. In TELIAMADE, we propose an algorithm to compensate the clock drift by using a common time base provided by the coordinator node, in which each network node performs an estimation of the coordinator time using a linear transformation of its local time.

Synchronization is achieved using the timestamps corresponding to the sending and receiving of the ZigBee synchronization messages regularly issued by the coordinator node. Experimental results show an excellent precision of the system for determining distances, with a rms error less than 0.5 mm for distance range up to 6 m.

The TELIAMADE system offers the possibility of using the signal strength measurement to estimate distances instead of the TOF measurement. Although this approach provides less precision than TOF measurement, its implementation could potentially mean a simplification of the positioning systems design, a lower cost of signal processing and a smaller number of nodes to detect the presence of a target in a closed environment, which can be of interest in many everyday localization applications with more relaxed accuracy requirements. However, the conventional use of transducers with a highly directional radiation pattern and a narrow beamwidth will affect the signal strength and thus the distance estimation, when variations in the orientation of the transducers occur. On the other hand, the signal strength measurement can also be affected by the battery level in the nodes. Voltage differences between network nodes will affect the gain of signal in transmission and dynamic range of the A/D converter in reception. In TELIAMADE, we propose a theoretical model to estimate the power loss due to the orientation angle of the transducers and the power loss due to the consumption of batteries to compensate these effects. Both compensations reduce the distance error to a

value of the order of 3 cm.

The mobile position in TELIAMADE system is calculated by applying trilateration or multilateration using the estimated distances to a set of reference nodes (at least three nodes). The trilateration or multilateration requires knowledge of the exact position of the reference nodes to achieve a correct estimation of the mobile position. In this thesis we propose to use a calibration algorithm to precisely determine the position of the reference nodes from the distances obtained in certain known positions of the mobile node. Experimental results show a sub-centimeter location accuracy of the system if the TOF measurement is used to determine distances. Such accuracy is worse if the approach based on the signal strength measurement is used. In this case, the rms positioning error is of the order of 10 cm.

The development of the system described in this dissertation has required to design specific hardware and integrate it with the microcontroller, programming the microcontroller, designing and programming a communication protocol for synchronization and data transfer between nodes, implementation of routines for detection of ultrasonic pulses in the microcontrollers, implement procedures of distance measurement, calculate positions using multilateration and manage the global functioning of the sensor network without collisions. To this end, it has been necessary to make use of knowledge of analog and digital electronics, instrumentation and control, microcontrollers programming, signal processing, analog and digital communications, design and management of wireless sensor networks and radio communication protocols for the synchronization of the transmission/reception of the ultrasound signal, resulting in a major project. We provide below the objectives of the thesis and the work carried out in achieving them.

- **Objective:** *Carry out a literature review and study of the state of the art of location techniques based on sensor networks.*

**Work done:** We have studied systems and most relevant location techniques based on sensor networks, analyzing their advantages and disadvantages to provide an alternative system with greater accuracy and better performance in terms of scalability, low consumption, low cost and configuration flexibility to adapt it to different measurement environments.

- **Objective:** *Design of the nodes and development of specific hardware (including analog and digital electronics) for signal conditioning in transmission and reception, taking into account the channel characteristics (frequency and bandwidth of the ultrasonic used transducers).*

**Work done:** The previous work and the experience acquired by our research group in the development of the ATLINTIDA system (prior to TELIAMADE system), has enabled us to design a new prototype of wireless node of greater accuracy, versatility and portability. The hardware design of the TELIAMADE node has been developed in several steps.

In the first step were designed the stages of signal conditioning for transmission and reception of ultrasound. For signal transmission, carrying out an adaptation of impedances and designing a power amplifier was necessary to excite the ultrasonic transducer. The

generation of signal is performed digitally using the microcontroller of the nodes. This allows to implement advanced digital modulation techniques such as coded BPSK, for providing greater robustness against noise. On the other hand, the signal reception has required to design a signal conditioning stage to the output of the receiving transducer. This stage performs a pre-amplification, filtering and adjustment of signal levels for a proper A/D conversion using the microcontroller. The first functional prototypes had a single functionality (transmission or reception of ultrasound), so there were two types of nodes in the network: transmitters and receivers of ultrasound. In this design step the nodes were equipped with a RF module to allow wireless communication with other network nodes. After analyzing the performance of major communication protocols used in sensor networks, we chose to implement the ZigBee protocol because of its characteristics of low consumption, low data rate, secure communication, low complexity and reduced stack size.

In a second step we addressed to integrate both functions of transmission and reception of ultrasonic on a single node, including the specific electronic of the ultrasonic transducers, microcontroller, radio communication module and power supply. This new design allows the nodes to operate as transmitters/receivers of ultrasound. Their operation mode is controlled via software through commands using the ZigBee radio interface. The nodes of the first version are powered by two AA batteries attached to a battery holder and do not have an outer protective case for fixing on different surfaces of the positioning environment.

In a third and final step we have implemented a second version of the nodes to solve these disadvantages, adding some improvements to the previous design. The nodes of the second version have a plastic outer protective case for protecting them against impacts, dirt and fluids. The case design incorporates two tabs for screwing the node to a wall or other surface more easily. In this version, the AA batteries are replaced by a rechargeable lithium polymer battery of a smaller size, which is integrated into the plastic protective case. The ultrasound transducers are replaced by a new cheaper model with similar performance. The new design also incorporates a switch to disconnect the battery when the node is not operational and includes a voltage regulator to adjust the power supply voltage to the voltage levels allowed by the design components.

- **Objective:** *Development of measurement techniques to determine the time-of-flight of signal, characterization of these techniques in different scenarios with actual SNR levels, implementation of algorithms in order to reduce the sampling frequency and numeric representation of the signal samples and calculation procedure for optimization the resources in the microcontroller (memory and number of micro-operations).*

**Work done:** The low-cost design of the system nodes involves using a reduced memory capacity in the microcontroller. To solve this memory limitation, the time-of-flight of the ultrasonic signal is determined by applying a quadrature detector based on a quadrature band-pass sampling scheme. This approach allows to optimize the available memory resources and requires to record a smaller number of samples. This leads to certain advantages. For example, if we use the transmission of a short burst, the system maximum range can be increased due to a longer time-of-flight of signal. On the other hand, the use of low sampling frequencies reduces the receiver's computational cost

when working with a smaller number of signal samples. It also offers the possibility of using longer signal bursts to improve the system robustness against noise and multipath effects. The major contributions of the TELIAMADE system in the implementation of this technique are as follows:

- In quadrature sampling, alternate samples of bandpass signal correspond to in-phase and quadrature components. Since both signals are sampled correctly, it is possible to use an interpolation process to retrieve the values of in-phase and quadrature components in the instants where are unknown. Such interpolation is performed by applying a pair of quadrature filters derived from an interpolation low-pass filter. This also reduces the out-of-band noise. In this way, the interpolation filter improves the accuracy of TOF measurements as a result of increasing the SNR.
  - The design of the quadrature filters is optimized to achieve a good estimate with the minimum computational cost, using a total of 7 coefficients for each filter which are quantified with 3 bits to avoid floating point operations in the microcontroller.
  - The envelope of the signal at the output of the matched filter (by using the in-phase and quadrature components) is used to determine the TOF measurement as the time instant at which it reaches its maximum value. Since the measuring error is conditioned by the sampling frequency, we propose to use parabolic interpolation considering the samples adjacent to the maximum value of the envelope. This allows to obtain a time resolution much better than one-half sample period.
  - The excellent accuracy using interpolation enables the use of phase signal information to improve the TOF measurement. The phase is easily estimated from the in-phase and quadrature components at the output of the matched filter. Although the phase is periodic with a period equal to a wavelength of a signal, its value provides higher resolution and is not conditioned by the sampling period. So the phase information provides the fractional correction in the TOF measurement to improve the accuracy of the system.
- **Objective:** *Design of the sensor network, including communication protocols, radio channel access procedures to provide synchronization between the receiving and transmitting processes of the ultrasound signal, to define the data to be transmitted between the end nodes and the coordinator node, and also between the coordinator node and console (personal computer), as well as the programming of microcontrollers to implement the communication protocol and the synchronization routines.*

**Work done:** The TELIAMADE system has been designed with a master-slave topology, consisting of a coordinator node and a set of end nodes that operate as ultrasonic sensors. The coordinator node is physically connected to a PC and it works as a gateway between the user application and the network end nodes. All network nodes (including the coordinator) have full functionality (FFD), although their operating profiles are different. This has required developing a specific firmware for the coordinator node and another for the end nodes.

Unlike other systems, TELIAMADE uses the same radio-interface for data transmission and for synchronization purposes, which simplifies the system design and reduces its

implementation cost. Communication between nodes is performed through the radio messages exchange using the ZigBee protocol. In TELIAMADE, we make use of the stack version v2.0-2.6 developed by Microchip Technologies Inc, in which the following changes have been made:

- Removal of the upper layers of the protocol stack (above the NWK layer) to optimize the memory capacity of the microcontroller.
- Partial modification of the PHY and MAC layers of the protocol stack to adapt them to the characteristics of the RF transceiver (CC2420) used in the nodes hardware design.
- The source code of the PHY and MAC layers has been patched to register timestamps corresponding to the sending and receiving of ZigBee packets with an accuracy of one clock cycle. These timestamps are used in the network synchronization.
- The PHY layer has been patched to add a routine capable of estimating the node battery level. This enables to control their consumption and recharge the batteries as needed.
- The MAC layer has been patched to add a new set of primitive (MCPX\_DATA) in order to make use of the reduced version of the protocol stack programmed in the TELIAMADE nodes. The processing of these primitives ends at the MAC layer, avoiding errors of stack by calling other functions defined in unimplemented layers.

The TELIAMADE system allows one to configure and monitor the operation mode of the nodes by sending commands. From a terminal, the user can write and read information transmitted in the radio packets circulating on the network. In this way, once the nodes deployment is performed, the system can be reconfigured through commands without dismantling the nodes for reprogramming their microcontroller. To distinguish the different commands, a format for messages was necessary to be defined. Each command has a unique identifier associated with it. The repertoire of commands programmed in TELIAMADE allows to perform tasks such as to configure the operation mode of the nodes (Tx, Rx, ECO), select their state (awake, low consumption), return configuration information of the node, start measurement processes, configure parameters of the transmission and reception of ultrasound, etc. All this makes TELIAMADE a versatile system that can be dynamically adapted to different measurement scenarios.

Restrictions on low consumption of the system affect the measurement scheme. In TELIAMADE we propose a periodic scheduled measurement scheme using a TDMA-based approach. This approach is commonly used in digital communication systems to provide time synchronization and also allows to take measurements automatically without the intervention of a supervisor node for indicating when the nodes have to start measuring processes. Using this scheme, the network nodes can be programmed to start transmission or reception of ultrasound signal at given time instants, and therefore the synchronization network traffic does not depend on the measurement rate and it is only conditioned by the information needed to maintain a proper network synchronization. In a scenario with multiple nodes, this scheme provides a scheduled access to the ultrasound channel of the transmitter nodes, avoiding collisions in the signal transmission. Implementing this measurement scheme has been necessary in order to schedule the

periodic sending of synchronization messages, including therein the timestamps of the sending and receiving of the synchronization messages. This has involved programming of time routines using the timers of the microcontroller to create the temporal structure on which the measurement scheme is based.

- **Objective:** *Study of clock drift in the microcontroller and design of drift compensation techniques, in order to optimize the accuracy of TOF measurements of the ultrasound signal. Programming of techniques for drift estimation and its compensation in the microcontrollers.*

**Work done:** We have carried out an exhaustive analysis of the temporal problems associated with the measurement scheme proposed in TELIAMADE. On the one hand we have studied the random time delays at the beginning of the measurement processes (transmission/reception of ultrasonic signal) performed using interrupt driven routines of the nodes microcontrollers. Such delays are conditioned by the node configuration and the computational load of the microcontroller. To solve this problem an algorithm based on the implementation of a common delay in nodes for compensating these time variations has been proposed. On the other hand, we have also analyzed the problem of clock drift in the nodes and its effect in TOF measurements. To compensate the clock drift, we propose an algorithm based on an estimation of the relative clock drift of each node and using this information to correct the TOF measurement. The approach uses a common time base provided by the network coordinator, in which each network node performs an estimation of the coordinator time using a linear transformation of its local time. To this end, the time-stamps (of transmission and reception) of the synchronization messages periodically sent by the coordinator are used.

In this work we describe a theoretical model that predicts the system performance in terms of TOF accuracies. This model takes into account both clock drift effects and finite clock resolution of the network nodes. These error sources are modeled using a mathematical expression that determines the maximum accuracy we can achieve with the proposed measurement scheme. Experimental results to validate the theoretical derivations are provided.

- **Objective:** *Evaluating the measurement procedure of the TOF of the ultrasonic signal. Application of the procedure for measuring distances. Evaluation of the system accuracy to measure distances between pairs of nodes.*

**Work done:** The use of passive components in the hardware design of the nodes introduces an additional delay in the TOF measurement affecting the distance measurement. Factors such as the signal filtering in reception or the calculation of the signal envelope at the output of the matched filter are the cause of a group delay that affects the TOF measurements. In this thesis we propose a calibration process of the nodes in order to compensate this group delay and correct the TOF measurement to obtain a good estimation of the distance. Before beginning the calibration process, it has been necessary to carry out a signal gain adjustment on the receiving node to configure a suitable range of the system. The nodes calibration was performed in a controlled setting in which different pairs of nodes are placed at different known reference distances. The distance between nodes is estimated from TOF measurement and the speed of sound,

using the value of the environment temperature to estimate the value of the speed of sound. The group delay is estimated by performing a linear regression of the distance measurements obtained with our system and the reference distance measurements. The group delay calibration is conducted for each pair of nodes (transmitter and receiver) of the TELIAMADE system.

The accuracy of the system in estimated distances has been evaluated considering the same measurement scenario used in the process of calibration of the nodes, in which one node is configured as receiver and all others as transmitters. The system accuracy has been evaluated in the range of distances between 2 and 6 m using a signal burst of 1 ms and different sampling frequencies, assuming the following approaches on the TOF measurement of the ultrasound signal:

- TOF measurement obtained from the sampling instant in which the envelope reaches its maximum amplitude.
- Using parabolic interpolation for detecting the maximum of the signal envelope.
- Using parabolic interpolation and phase correction for detecting the maximum of the signal envelope at the matched filter output.

Experimental results show a rms error of distance less than 3 mm and an absolute maximum error of less than 5 mm when the last two approximations and low sampling frequencies (17.78 kHz or 12.31 kHz) are used. The standard deviation of the distance measurements obtained with our system is less than 0.5 mm.

- **Objective:** *Development of location algorithms for trilateration or multilateration to determine the position of a mobile node. Evaluation of the complete system in 2-D and 3-D positioning environments.*

**Work done:** The mobile position in TELIAMADE is calculated by applying multilateration using the estimated distances from the mobile node to four or more reference nodes, although it is enough with three nodes using trilateration. The multilateration requires knowledge of the exact position of the reference nodes to achieve a correct estimation of the mobile position. However, the location of these nodes (typically on the ceil) makes very difficult to accurately measure their coordinates. To this end, we propose use a calibration algorithm to precisely determine the position of the reference nodes (fixed nodes) from the distances obtained in certain known positions of the mobile node. Such experimentation has required the manufacture of a test bench that is used as support for the mobile node and allows it to be located at different positions with a positioning rms error of few millimeters.

The location accuracy of the system has been evaluated in a real office environment in which several reference nodes were placed on the ceil to operate as ultrasonic transmitters. On the other hand, the mobile node was configured as ultrasonic receiver, occupying different positions in 2-D and 3-D space using the test bench. These positions were taken as reference to evaluate the location accuracy of the system. The experimental results show a subcentimeter location accuracy of the system with positioning rms errors of the order of 9.8 mm.

- **Objective:** *To study and implement other distance measurement procedures as alternative to the approach based on the TOF measurement of the ultrasound signal.*

**Work done:** We have analyzed a second method based on ultrasound signal strength (RSSI) in which the distance between nodes is estimated from RSSI values using a signal propagation model in which the power losses due to the spherical divergence and atmospheric absorption are considered. The model includes parameters of temperature and relative humidity to adjust to changing environmental conditions. This model requires knowledge of the signal strength obtained in reference conditions. To achieve this, it has been necessary to perform a calibration process where the different pairs of nodes were placed at a fixed distance under known conditions of voltage, temperature and relative humidity for measuring the signal strength under such reference conditions.

Experimental results show that RSSI measurements can be affected by the characteristics of the transducers. The use of transducers with a directional radiation pattern and narrow beamwidth, determines the RSSI measurement depending of the angle of incidence of the transducers between pairs of nodes. To overcome this drawback, we propose a theoretical model to estimate the power loss due to the orientation angle of the transducers in which the resonance surface shape of the ultrasonic transducers is considered. On the other hand, the RSSI measurement can also be affected by the battery level in the nodes. Depending of their configuration and workload, the consumption of batteries can be greater or less, causing voltage differences between network nodes. This affects the signal gain at the output of the amplifier stage (in transmission) and the dynamic range of the A/D converter (in reception). To compensate for battery effects, we propose the use of a loss factor which takes into account the actual voltage levels in the nodes and the reference voltage levels to adjust the RSSI measurement to the reference voltage conditions.

The system accuracy evaluation using this approach shows a rms error of the order of 3 cm for the distance measurement and a rms error of the order of 10 cm for the position estimation. Despite its less precision compared with TOF-based method, the RSSI measurement requires a lower computational cost and does not require a precise time synchronization of the network nodes. The RSSI measurement could mean a simplification of the system design, a lower cost of signal processing and therefore a lower consumption, providing a location sufficient accuracy for most daily location applications.

## Major contributions of the thesis

This thesis reports a set of progress and improvements with regard to the knowledge and technologies reported to date in the field of the indoor positioning systems. Its major contributions are listed below:

- Complete positioning system of lower cost and greater accuracy, versatility and configuration flexibility than the other systems reported in the literature.

- Technique for determining distances based on the TOF measurement of the ultrasonic signal using low sampling frequencies with an accuracy of a few millimeters. This allows to reduce the hardware resources and the cost of the system.
- Technique for determining distances based on the RSSI measurement of the ultrasonic signal with an accuracy error of a few centimeters. This involves a simplification of the nodes hardware design and reduces the complexity of the system.
- Periodic scheduled measurement scheme using a TDMA-based approach without the intervention of a supervisor node for indicating when the nodes have to start measuring processes.
- Compensation techniques allowing an efficient synchronization of the network in which the clock drift problem is resolved using a reduced network synchronization traffic to achieve a low consumption.
- Study of the factors limiting the synchronization accuracy in wireless sensor networks. This is applicable for TOF measurement systems or any other system with synchronization requirements. The theoretical model allows one to identify how to improve the performance of the system.
- Calibration algorithm to precisely determine the position of the reference nodes.

## Future Work

In future work for short-term we will intend to address the following tasks to improve the performance of the system:

- We intend to partially modify the nodes hardware design in order to achieve a more omni-directional radiation pattern using structures integrating multiple directional transducers as used in the current design (e.g. 3 transducers in parallel covering appropriate angles), for obtaining a radiation pattern covering all angles of the plane. This involves carrying out a study of the interference patterns of the different structures. This could solve the problem of the angle of incidence between nodes and to reduce the number of reference nodes in a large-scale deployment. On the other hand, we intend to replace the current RF modules for integrating into the node design a microcontroller of greater memory capacity, a radio chip, an RF antenna and all the other circuit elements necessary for interconnecting and functioning of the node. This will reduce the nodes size and their cost will be less than the current implementation.
- To modify the design of the coordinator node in order to replace the evaluation kit used as support platform. Our aim is to design a simpler and more compact board composed of the elements required for a RF transceiver (microcontroller, radio chip, RF antenna and other hardware). The new board would have a USB connector instead of an RS232-DB9 connector by using an USB-to-UART adapter. In this way, the size of the coordinator node will be significantly reduced and it could be easily plugged to a laptop, PDA or tablet.

- To use signal encoding techniques in the transmission of ultrasound signal to increase the robustness against noise and multipath effects by analyzing different pseudo-random and orthogonal spreading codes (Gold, Barker, etc) to select an optimal signal sequence. The use of orthogonal sequences in the signal transmission will enable us to reduce the frame period and even start the signal transmission simultaneously by applying cross-correlation in the receiver node to separate different signals and estimate the TOF of each of them. This will allow an increase of the rate of positioning measurements per second and therefore greater accuracy in the dynamic estimation of the mobile node position.
- To modify the firmware of the nodes to transfer to them the computational load associated with the calculate of distance from TOF/RSSI measurements of the ultrasound signal and the implementation of the multilateration algorithm to obtain their position. This would reduce the workload of the coordinator node and a greater number of mobile nodes would be permitted without overloading the system. On the other hand, this new operating mode would ensure the privacy of positioning of the mobile node.
- To study new algorithms for operating network that allow us to activate the signal transmission only on those nearest transmitter nodes to the receiver node in order to reduce power consumption and interference. For this purpose, the RSSI value of the ZigBee packets issued by the receiver node will be used as an indicator of the proximity of this node to other transmitter nodes.
- To develop a software application with friendly user interface that allows us to display the movement of a mobile object in a real environment. This would provide a demonstration version of the system which we could use to carry out a new measurement campaign including deployment of reference nodes, calibration and evaluation of the system in 3-D positioning scenarios covering large volumes. As a result a commercial product with the possibility of technology transfer would be obtained.



# Bibliografía

- [1] C. Medina, J.C. Segura, and A. de la Torre. TELIAMADE: Sistema de localización en interiores basado en ultrasonido y RF. *in Proc. 25th Simp. Nacional URSI, Bilbao (Spain)*, 1(39), September, 2010.
- [2] C. Medina, J.C. Segura, and A. de la Torre. Una red inalámbrica de sensores orientada a localización con precisión subcentimétrica. *in Proc. 26th Simp. Nacional URSI, Leganés (Spain)*, 1:5–8, September, 2011.
- [3] C. Medina, J.C. Segura, and A. de la Torre. Accurate time synchronization of ultrasonic tof measurements in ieee 802.15.4 based wireless sensor networks. *Ad Hoc Networks*, 11(1):442 – 452, 2013.
- [4] C. Medina, J.C. Segura, and A. De la Torre. A synchronous tdma ultrasonic tof measurement system for low-power wireless sensor networks. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 62(3):599–611, 2013.
- [5] Carlos Medina, José Carlos Segura, and Ángel De la Torre. Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy. *Sensors*, 13(3):3501–3526, 2013.
- [6] C. Medina, J.C. Segura, and S. Holm. Feasibility of ultrasound positioning based on signal strength. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2012 International Conference on*, pages 1–9, 2012.
- [7] C. Medina, I. Alvarez, J.C. Segura, A. De la Torre, and C. Benitez. Teliamade ultrasonic indoor location system: Application as a teaching tool. In *Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2012 IEEE International Conference on*, pages 2777–2780, 2012.
- [8] FlexiPanel. Pixie: PIC microcontroller with 2.4GHz IEEE 802.15.4 transceiver and Zig-Bee stack. Available online: <http://www.flexipanel.com/Docs/Pixie%20DS481.pdf>, accessed on January 2010.
- [9] FlexiPanel. Pixie Evaluation Kit, Evaluation kit for Pixie and Pixie Lite modules. Available online: <http://www.flexipanel.com/Docs/Pixie%20Evaluation%20Kit%20DS482.pdf>, accessed on January 2010.

- [10] Yanying Gu, A. Lo, and I. Niemegeers. A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, 11(1):13–32, 2009.
- [11] Hui Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and Jing Liu. Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems. *Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, IEEE Transactions on*, 37(6):1067–1080, 2007.
- [12] P. Bahl and V. N. Padmanabhan. RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system. volume 2, pages 775–784 vol.2, 2000.
- [13] Tareq Ali Alhmiedat and Shuang Hua Yang. A ZigBee-based mobile tracking system through wireless sensor networks. *International Journal of Advanced Mechatronic Systems*, 1, 2008.
- [14] M. Malajner, K. Benkic, P. Planinsic, and Z. Cucej. The Accuracy of Propagation Models for Distance Measurement between WSN Nodes. In *Systems, Signals and Image Processing, 2009. IWSSIP 2009. 16th International Conference on*, pages 1–4, 2009.
- [15] O. Katircioglu, H. Isel, O. Ceylan, F. Taraktas, and H.B. Yagci. Comparing ray tracing, free space path loss and logarithmic distance path loss models in success of indoor localization with RSSI. In *Telecommunications Forum (TELFOR), 2011 19th*, pages 313–316, 2011.
- [16] Kai Chen, N. Pissinou, and Kia Makki. Cellular network location estimation via RSS-based data clean enhanced scheme. In *Computers and Communications (ISCC), 2011 IEEE Symposium on*, pages 924–930, 2011.
- [17] L. M. Ni, Yunhao Liu, Yiu C. Lau, and A. P. Patil. LANDMARC: indoor location sensing using active RFID. In *Pervasive Computing and Communications, 2003. (PerCom 2003). Proceedings of the First IEEE International Conference on*, volume 0, pages 407–415, Los Alamitos, CA, USA, March 2003. IEEE.
- [18] Po Yang, Wenyan Wu, M. Moniri, and C.C. Chibelushi. Efficient Object Localization Using Sparsely Distributed Passive RFID Tags. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(12):5914–5924, 2013.
- [19] Chiara Falsi, Davide Dardari, Lorenzo Mucchi, and Moe Z. Win. Time of arrival estimation for UWB localizers in realistic environments. *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, 2006:152–152, January 2006.
- [20] J. Cholz, M. Eguizabal, A. Hernandez-Solana, and A. Valdovinos. Comparison of Algorithms for UWB Indoor Location and Tracking Systems. In *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011 IEEE 73rd*, pages 1–5, 2011.
- [21] J. Krumm, S. Harris, B. Meyers, B. Brumitt, M. Hale, and S. Shafer. Multi-camera multi-person tracking for EasyLiving. In *Visual Surveillance, 2000. Proceedings. Third IEEE International Workshop on*, pages 3–10.
- [22] Jongbae Kim and Heesung Jun. Vision-based location positioning using augmented reality for indoor navigation. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 54(3):954–962, 2008.

- 
- [23] P. Turaga and Y.A. Ivanov. Diamond Sentry: Integrating Sensors and Cameras for Real-Time Monitoring of Indoor Spaces. *Sensors Journal, IEEE*, 11(3):593–602, 2011.
- [24] H. Yucel, T. Ozkir, R. Edizkan, and A. Yazici. Development of indoor positioning system with ultrasonic and infrared signals. In *Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), 2012 International Symposium on*, pages 1–4, 2012.
- [25] A. Oka and L. Lampe. Distributed target tracking using signal strength measurements by a wireless sensor network. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 28(7):1006–1015, 2010.
- [26] R. Al Alawi. RSSI based location estimation in wireless sensors networks. In *Networks (ICON), 2011 17th IEEE International Conference on*, pages 118–122, 2011.
- [27] F. Ijaz, Hee Kwon Yang, A.W. Ahmad, and Chankil Lee. Indoor positioning: A review of indoor ultrasonic positioning systems. In *Advanced Communication Technology (ICACT), 2013 15th International Conference on*, pages 1146–1150, 2013.
- [28] K. Tabata, Y. Kishi, S. Konishi, and S. Nomoto. A study on the autonomous network synchronization scheme for mesh wireless network. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings on*, volume 1, pages 829–833 Vol.1, 2003.
- [29] Andy Ward, A. Jones, and A. Hopper. A new location technique for the active office. *Personal Communications, IEEE*, 4(5):42–47, 1997.
- [30] Andy Harter, Andy Hopper, Pete Steggles, Andy Ward, and Paul Webster. The Anatomy of a Context-Aware Application. *Wireless Networks*, 8(2-3):187–197, 2002.
- [31] Nissanka B. Priyantha, Anit Chakraborty, and Hari Balakrishnan. The Cricket location-support system. In *Proceedings of the 6th annual international conference on Mobile computing and networking*, MobiCom '00, pages 32–43, New York, NY, USA, 2000. ACM.
- [32] Y. Fukuju, M. Minami, Hiroyuki Morikawa, and T. Aoyama. DOLPHIN: an autonomous indoor positioning system in ubiquitous computing environment. In *Software Technologies for Future Embedded Systems, 2003. IEEE Workshop on*, pages 53–56, 2003.
- [33] M. Hazas and A. Hopper. Broadband ultrasonic location systems for improved indoor positioning. *Mobile Computing, IEEE Transactions on*, 5(5):536–547, 2006.
- [34] J.C. Prieto, A.R. Jimenez, J. Guevara, J.L. Ealo, F. Seco, J.O. Roa, and F. Ramos. Performance Evaluation of 3D-LOCUS Advanced Acoustic LPS. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 58(8):2385–2395, 2009.
- [35] J.C. Prieto, A.R. Jimenez, and J.I. Guevara. Subcentimeter-accuracy localization through broadband acoustic transducers. In *Intelligent Signal Processing, 2007. WISP 2007. IEEE International Symposium on*, pages 1–6, Oct.

- [36] Enrique González, Laura Prados, Antonio J. Rubio, José C. Segura, Ángel Torre, José M. Moya, Pablo Rodríguez, and José L. Martín. ATLINTIDA: A Robust Indoor Ultrasound Location System: Design and Evaluation. In *3rd Symposium of Ubiquitous Computing and Ambient Intelligence 2008*, volume 51 of *Advances in Soft Computing*, pages 180–190. Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [37] Jeffrey Hightower and Gaetano Borriello. Location sensing techniques. Technical report, IEEE Computer, 2001.
- [38] Mohammad Ilyas and Imad Mahgoub. *Handbook of Sensor Networks: Compact Wireless and Wired Sensing Systems*. CRC Press, 2005, ch. 20-21.
- [39] Derrick P. Lattibeaudiere. Microchip ZigBee-2006 Residential Stack Protocol. *AN1232, DS01232A, 2008 Microchip Technology Inc.*
- [40] IEEE Standard for Information technology– Local and metropolitan area networks– Specific requirements– Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). *IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003)*, pages 1–320, 2006.
- [41] R.G. Vaughan, N.L. Scott, and D.R. White. The theory of bandpass sampling. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 39(9):1973–1984, 1991.
- [42] <http://www.zigbee.org>.
- [43] <http://www.wi-fi.org>.
- [44] <http://www.bluetooth.com>.
- [45] P. McDermott-Wells. What is Bluetooth? *Potentials, IEEE*, 23(5):33–35, 2005.
- [46] Yong Liu, M.J. Lee, and T.N. Saadawi. A Bluetooth scatternet-route structure for multihop ad hoc networks. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 21(2):229–239, 2003.
- [47] Jianliang Zheng and M.J. Lee. Will IEEE 802.15.4 make ubiquitous networking a reality?: a discussion on a potential low power, low bit rate standard. *Communications Magazine, IEEE*, 42(6):140–146, 2004.
- [48] J.M. Kahn and J.R. Barry. Wireless infrared communications. *Proceedings of the IEEE*, 85(2):265–298, 1997.
- [49] ZENSYS Inc. Z-wave, the wireless control language. <http://www.z-wave.com>.
- [50] A.B. García, J. Fernán, J.M. López, A. Prayati, and L. Redondo. Problem Solving for Wireless Sensor Networks. In *Computer Communications and Networks, Springer 2009 edition*, October 16, 2008.
- [51] Microchip. PICDEM Z Demonstration Kit User’s Guide. Available online: [http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/PICDEM%20Z%20Users\\_Guide\\_51524C.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/PICDEM%20Z%20Users_Guide_51524C.pdf), accessed on October 2010.

- [52] PIC18F2525/2620/4525/4620 Data Sheet Microchip. 28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers with 10-Bit A/D and nanoWatt Technology. Available online: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39626b.pdf>, accessed on October 2010.
- [53] Flexipanel, EasyBee DS480. 2.4 GHz ZigBee ready IEEE 802.15.4 RF transceiver. Available online: <http://www.flexipanel.com/Docs/EasyBee%20DS480.pdf>, accessed on October 2010.
- [54] Texas Instruments, Chipcon. CC2420 2.4 GHz IEEE 802.15.4/ZigBee-ready RF Transceiver. Available online: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2420.pdf>, accessed on October 2010.
- [55] Prowave. Air Ultrasonic Ceramic Transducers 400ST120/SR120 data sheet. Available online: <http://www.prowave.com.tw/pdf/T400S12.pdf>, accessed on January 2010.
- [56] Murata. Ultrasonic Sensors, MA40S4R/S. Available online: <http://www.farnell.com/datasheets/484560.pdf>, accessed on May 2013.
- [57] STMicroelectronics. HCF4049UB DIP-16, Hex Buffer/Converter (Inverting). Available online: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000383.pdf>, accessed on January 2010.
- [58] Fairchild Semiconductor. NPN Epitaxial Silicon Transistor, BC547B. Available online: <http://www.fairchildsemi.com/ds/BC/BC546.pdf>, accessed on January 2010.
- [59] Texas Instruments. LMC6482, CMOS Dual Rail-To-Rail Input and Output Operational Amplifier. Available online: <http://www.farnell.com/datasheets/36801.pdf>, accessed on January 2010.
- [60] BAK. LP-503759-1S-3, Li-polymer Rechargeable Battery, 3.7 V, 1300 mAh. Available online: <http://www.farnell.com/datasheets/1666651.pdf>, accessed on May 2013.
- [61] Knitter-Switch. Switch PCB ASL 1D-RA. Available online: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/0e2b/0900766b80e2b69c.pdf>, accessed on May 2013.
- [62] Texas Instruments. TPS73133DBVTG4, Low Dropout Regulator with Reverse Current Protection, Cap-Free, NMOS, 150 mA, +3.3V. Available online: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps73101.pdf>, accessed on May 2013.
- [63] Microchip Technology Inc. *MPLAB ICD 2 In-Circuit Debugger User's Guide, 2005, DS51331B*.
- [64] A. Marco, R. Casas, J. Falco, H. Gracia, J. I. Artigas, and A. Roy. Location-based services for elderly and disabled people. *Comput. Commun.*, 31(6):1055–1066, April 2008.

- [65] Shyh-Biau Jiang, Chi-Ming Yang, Rui-Song Huang, Chao-Yi Fang, and Tse-Liang Yeh. An Innovative Ultrasonic Time-of-Flight Measurement Method Using Peak Time Sequences of Different Frequencies: Part I. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 60(3):735–744, 2011.
- [66] W.M. Waters and B.R. Jarrett. Bandpass Signal Sampling and Coherent Detection. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-18(6):731–736, 1982.
- [67] J.L. Brown. On Quadrature Sampling of Bandpass Signals. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-15(3):366–371, 1979.
- [68] H.D. Helms and J. B. Thomas. Truncation Error of Sampling-Theorem Expansions. *Proceedings of the IRE*, 50(2):179–184, 1962.
- [69] F.E. Gueuning, M. Varlan, C.E. Eugne, and P. Dupuis. Accurate distance measurement by an autonomous ultrasonic system combining time-of-flight and phase-shift methods. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 46(6):1236–1240, 1997.
- [70] R. Queiros, F.C. Alegria, P.S. Girao, and A.C. Serra. Cross-Correlation and Sine-Fitting Techniques for High-Resolution Ultrasonic Ranging. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 59(12):3227–3236, 2010.
- [71] D.T. Blackstock. Fundamentals of Physical Acoustics. In *Wiley-Interscience, Chapter 1*, pp. 32–35, New York, NY, USA, 2000.
- [72] Bharath Sundararaman, Ugo Buy, and Ajay D. Kshemkalyani. Clock synchronization for wireless sensor networks: A Survey. *Ad Hoc Networks (Elsevier)*, 3:281–323, 2005.
- [73] Jeremy Elson, Lewis Girod, and Deborah Estrin. Fine-grained network time synchronization using reference broadcasts. *SIGOPS Oper. Syst. Rev.*, 36(SI):147–163, December 2002.
- [74] M. Mock, R. Frings, E. Nett, and S. Trikaliotis. Continuous clock synchronization in wireless real-time applications. In *Reliable Distributed Systems, 2000. SRDS-2000. Proceedings The 19th IEEE Symposium on*, pages 125–132, 2000.
- [75] Jang-Ping Sheu, Wei-Kai Hu, and Jen-Chiao Lin. Ratio-based time synchronization protocol in wireless sensor networks. *Telecommunication Systems*, 39(1):25–35, 2008.
- [76] O. Mirabella, M. Brischetto, A. Rauceo, and P. Sindoni. Dynamic Continuous clock Synchronization for IEEE 802.15.4 based sensor networks. In *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pages 2438–2444, 2008.
- [77] Fred Halsall. *Multimedia Communications. Applications, Networks, Protocols and Standards*, chapter 11, pages 722–730. Pearson Education Limited, 2001.
- [78] B.P. Lathi and Zhi Ding. *Modern Digital and Analog Communication Systems, 4th Ed*, ISBN-10: 0195331451, ISBN-13: 978-0195331455. Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, January 2009.
- [79] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing, 3rd Edition*, ISBN-10: 0131988425, ISBN-13: 978-0131988422. Prentice-Hall, August 2009.

- [80] A.V. Bosisio. RSSI-Based localization and tracking algorithm for indoor environments. In *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA '09. International Conference on*, pages 469–472, 2009.
- [81] M. Saxena, P. Gupta, and B.N. Jain. Experimental analysis of RSSI-based location estimation in wireless sensor networks. In *Communication Systems Software and Middleware and Workshops, 2008. COMSWARE 2008. 3rd International Conference on*, pages 503–510, 2008.
- [82] K. Benkic, M. Malajner, P. Planinsic, and Z. Cucej. Using RSSI value for distance estimation in wireless sensor networks based on ZigBee. In *Systems, Signals and Image Processing, 2008. IWSSIP 2008. 15th International Conference on*, pages 303–306, 2008.
- [83] Paolo Barsocchi, Stefano Lenzi, Stefano Chessa, and Francesco Furfari. Automatic virtual calibration of range-based indoor localization systems. *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, 12(17):1546–1557, December 2012.
- [84] Kaushik Mondal, ParthaSarathi Mandal, and BhabaniP. Sinha. Localization in Presence of Multipath Effect in Wireless Sensor Networks. In Yevgeni Koucheryavy, Lefteris Mamatras, Ibrahim Matta, and Vassilis Tsaoussidis, editors, *Wired/Wireless Internet Communication*, volume 7277 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 138–149. Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [85] S. Holm and C.-I.C. Nilsen. Robust ultrasonic indoor positioning using transmitter arrays. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–5, 2010.
- [86] Dimitrios Lymberopoulos, Quentin Lindsey, and Andreas Savvides. An Empirical Characterization of Radio Signal Strength Variability in 3-D IEEE 802.15.4 Networks Using Monopole Antennas. In *EWSN'06*, pages 326–341, 2006.
- [87] S. Holm. Airborne ultrasound data communications: the core of an indoor positioning system. In *Ultrasonics Symposium, 2005 IEEE*, volume 3, pages 1801–1804, 2005.
- [88] H. E. Bass, L. C. Sutherland, A. J. Zuckerwar, D. T. Blackstock, and D. M. Hester. Atmospheric absorption of sound: Further developments. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 97(1):680–683, 1995.
- [89] S.J. Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas, Chap.17-Radiation from Apertures*. Rutgers University, August 2010.
- [90] A. Logan and J. T W Yeow. Fabricating capacitive micromachined ultrasonic transducers with a novel silicon-nitride-Based wafer bonding process. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 56(5):1074–1084, 2009.
- [91] P. Misra, Sanjay Jha, and D. Ostry. Improving the coverage range of ultrasound-based localization systems. In *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2011 IEEE*, pages 605–610, 2011.
- [92] BOSCH. Laser rangefinder DLE 70 Professional. Available online: <http://www.bosch-professional.com/gb/en/dle-70-16847-ocs-p>, accessed on May 2010.

- [93] A. Runge, M. Baunach, and R. Kolla. Precise self-calibration of ultrasound based indoor localization systems. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on*, pages 1–8, 2011.
- [94] P. Cherntanomwong and D.J. Suroso. Indoor localization system using wireless sensor networks for stationary and moving target. In *Information, Communications and Signal Processing (ICICS) 2011 8th International Conference on*, pages 1–5, 2011.
- [95] T.H. Riehle, P. Lichter, and N. A. Giudice. An indoor navigation system to support the visually impaired. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 2008. EMBS 2008. 30th Annual International Conference of the IEEE*, pages 4435–4438, 2008.
- [96] Dae-Man Do, Maeng-Hwan Hyun, and Young-Bok Choi. RFID-Based Indoor Location Recognition System for Emergency Rescue Evacuation Support. In *Grid and Pervasive Computing*, volume 7861 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 899–906. Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [97] Stefano Abbate, Marco Avvenuti, Paolo Corsini, Janet Light, and Alessio Vecchio. *Monitoring of Human Movements for Fall Detection and Activities Recognition in Elderly Care Using Wireless Sensor Network: a Survey*, chapter 9, pages 147–166. InTech, December 2010.
- [98] A.A. Pandit, J. Talreja, M. Agrawal, D. Prasad, S. Baheti, and G. Khalsa. Intelligent Recommender System Using Shopper’s Path and Purchase Analysis. In *Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), 2010 International Conference on*, pages 597–602, 2010.
- [99] Wan-Joo Park, Byung-Sung Kim, Dong-Eun Seo, Dong-Suk Kim, and Kwae-Hi Lee. Parking space detection using ultrasonic sensor in parking assistance system. In *Intelligent Vehicles Symposium, 2008 IEEE*, pages 1039–1044, 2008.
- [100] Minjuan Zhang and Shiwei Li. A method of the untouched ultrasonic liquid level measurement with high precision. In *Computer Application and System Modeling (IC-CASM), 2010 International Conference on*, volume 7, pages V7–144–V7–147, 2010.
- [101] Kenneth A. Fowler, Gerry M. Elfbaum, Karen A. Smith, and Thomas J. Nelligan. *Theory and application of precision ultrasonic thickness gaging*. NDTnet, Vol.2 No.10, October 1997.
- [102] E. Kaplan and C. Hegarty. *Understanding GPS: Principles and Applications*. Artech House Publishers, 2006, ISBN 1-58053-894-0.
- [103] P.Misra and P. Enge. *Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance*. Ganga-Jamuna Press, Massachusetts, 2011, ISBN 0-9709544-1-7.