



Esta Tesis Doctoral ha profundizado en el estudio, diseño y evaluación de las tecnologías Impulse Radio Ultrawideband, que permiten el desarrollo de sistemas de comunicaciones y localización en tiempo real, uno de los campos de aplicación con mayor proyección de futuro y expectativas comerciales en el ámbito de las Tecnologías de la Información y Comunicaciones

TESIS DOCTORAL

Álvaro Álvarez Vázquez

Octubre 2012

Si no conozco una cosa, la investigaré
- Louis Pasteur -

TESIS DOCTORAL

Contribución al diseño integrado de sistemas de comunicaciones Impulse Radio Ultrawideband con capacidad de localización y posicionamiento

Álvaro Álvarez Vázquez
Santander, Octubre 2012

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

**DEPARTAMENTO DE
INGENIERÍA DE COMUNICACIONES**



TESIS DOCTORAL

Contribución al diseño integrado de sistemas de comunicaciones Impulse Radio Ultrawideband con capacidad de localización y posicionamiento

Álvaro Álvarez Vázquez

Santander, Octubre de 2012

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

**DEPARTAMENTO DE
INGENIERÍA DE COMUNICACIONES**



TESIS DOCTORAL

*Contribución al diseño integrado de sistemas de
comunicaciones Impulse Radio Ultrawideband con
capacidad de localización y posicionamiento*

Autor: Álvaro Álvarez Vázquez

Directora: Amparo Herrera Guardado

Santander, Octubre de 2012



Contribución al diseño integrado de sistemas de comunicaciones Impulse Radio Ultrawideband con capacidad de localización y posicionamiento

Tesis Doctoral presentada por Álvaro Álvarez Vázquez
para optar al título de Doctor por la Universidad de Cantabria

Directora de Tesis: Amparo Herrera Guardado

Grupo de Ingeniería de Microondas y Sistemas de
Radiocomunicaciones

Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de
Telecomunicación

Universidad de Cantabria

Santander, Octubre de 2012

Dedicado a la memoria de Jose Luis

Agradecimientos

En primer lugar, mi más profundo y sincero agradecimiento a los directores de esta tesis, que me han dado la oportunidad de desarrollar este trabajo y ayudado a realizarlo, mi desgraciadamente ya fallecido amigo, profesor, padre científico y ante todo ejemplo de dedicación y esfuerzo en el trabajo, D. Jose Luis García García, y a D^a Amparo Herrera Guardado, que tan magníficamente ha recogido su testigo y que gracias a su empuje y ánimo, me ha permitido finalizarla y presentarla. Gracias por el tiempo, la paciencia, la ayuda, los muchos meses y años dedicados al estudio y posterior redacción, pero en especial, por haber estado siempre disponibles cuando os he necesitado.

A todo el personal de la empresa ACORDE TECHNOLOGIES S.A., en especial al Departamento de I+D+i, dentro del cual no solo he desarrollado gran parte de mi carrera profesional, sino que he conocido a algunos de mis mejores amigos. No quiero ni debo citar nombres, todos y cada uno de los miembros de la empresa han contribuido de una u otra manera para que este trabajo haya salido adelante y sería injusto olvidarme de alguien. También a mis actuales compañeros del Instituto de Hidráulica Ambiental, de quienes he recibido un continuo apoyo para su finalización.

Mi más sincero agradecimiento al Grupo de Ingeniería de Microondas y Sistemas de Radiocomunicaciones, y en general a todos los miembros del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, mis compañeros no solo en el desempeño docente, sino parte fundamental de mi formación científica y como persona. Tampoco puedo olvidar que parte importante de la investigación llevada a cabo en esta Tesis Doctoral, ha sido desarrollada dentro de los diferentes Proyectos Final de Carrera que he dirigido, por ello mi agradecimiento a todos los alumnos que han querido trabajar conmigo en este proyecto que ahora finaliza.

Gracias también a toda mi familia, en particular a mi madre María Pilar y mis hermanos Enrique y Lucia, por soportarme tal y como soy, pero muy en especial a mi padre Juan Antonio, sin cuya continua insistencia no hubiera podido acabar esta etapa académica, y que tanto tiempo y paciencia ha dedicado en la corrección y revisión de la tesis. No puedo tampoco olvidarme de todos mis amigos de verdad, aquellos que hoy sé que estarán felices de ver completarse este sueño y que me han acompañado siempre que los he necesitado. Y por último, gracias a quien permite despertarme cada mañana envuelto en el aroma y frescor de un jardín de rosas, con el que se hace más agradable y esperanzador afrontar cada nuevo día.

Contribución al diseño integrado de sistemas de comunicaciones Impulse Radio Ultrawideband con capacidad de localización y posicionamiento

Ph.D. Thesis Title: Contribution to an integrated design of Impulse Radio Ultrawideband communication systems with location and positioning capabilities.

Autor: Álvaro Álvarez Vázquez

Directora de Tesis: Amparo Herrera Guardado

Resumen:

En el momento de comenzar este trabajo de investigación, se establecieron como objetivos fundamentales el profundizar en el conocimiento, investigación, desarrollo, validación y estandarización de las tecnologías Impulse Radio Ultrawideband (IR-UWB). Por ello, a lo largo de las diferentes fases del estudio, en gran parte desarrolladas en conjunción con diferentes proyectos de investigación nacionales, europeos o internos de empresa, se fue profundizando sobre las diferentes señales y modulaciones a implementar, analizando sus ventajas e inconvenientes, analizando en detalle el canal de propagación radio para señales de naturaleza impulsiva y gran ancho de banda, y finalmente se abordó experimentalmente el diseño, desarrollo y evaluación de un sistema de comunicaciones y posicionamiento basado en esta nueva tecnología.

Esta técnica está basada en el empleo de pulsos radio de muy corta duración (en torno a un nanosegundo), de forma que la información se puede modular tanto en amplitud, fase o tiempo, a la vez que el acceso al medio se puede regular con procedimientos ya conocidos de multiplexado temporal o en frecuencia. A su vez, una de las mayores ventajas que ofrece el IR-UWB, es que permite una precisión muy elevada en la estimación de la distancia entre dos dispositivos, ya que emplea las mismas técnicas que habitualmente son utilizadas en los sistemas radar.

Como paso previo a una implementación integral del sistema, se fueron analizando, simulando y optimizando los diferentes sub-sistemas que lo componen, de forma que fue posible la obtención de una plataforma de pruebas y experimentación, que permitió conocer en detalle el rendimiento y capacidades de las diferentes alternativas de implementación posibles, cubriendo desde la parte de radio frecuencia, las etapas de conversión de señal analógica-digital, procesado de la señal, sincronización, demodulación, a la unidad de control y protocolos.

Los resultados han contribuido a un mejor y más detallado conocimiento de las diferentes soluciones posibles para el desarrollo comercial de estas tecnologías, así como la idoneidad de su uso en diferentes aplicaciones y escenarios, como por ejemplo desde redes inteligentes de sensores, con ruteado adaptativo en función de la posición

de los nodos, a sistemas punto-multipunto de medias y altas velocidades de transmisión.

El primero de los capítulos, presenta una introducción general al ámbito de aplicación y desarrollo de esta tesis, los sistemas de localización en tiempo real, más conocidos por sus siglas en inglés RTLS (Real Time Locating Systems). Como solución tecnológica a la implantación de estos sistemas, es donde se encuadra el uso de las señales Impulse Radio Ultrawideband descritas en este trabajo.

En el segundo capítulo, se abordan la definición y diferentes alternativas de implementación y modulación de la información con señales de gran ancho de banda. Además se incluye un estudio sobre el estado de la regulación y proceso de estandarización de este tipo de señales, así como soluciones comerciales que han ido apareciendo con el paso de los años.

Fruto del amplio trabajo llevado a cabo en el estudio del canal radio, para poder realizar una correcta simulación y balance del sistema de comunicaciones, en el tercer capítulo se presenta el trabajo desarrollado para la obtención de un novedoso modelo de canal radio, incluyendo parámetros correspondientes tanto al dominio del tiempo como de la frecuencia, que se consideraron adecuados para poder modelar correctamente el comportamiento de las señales Impulse Radio.

A fin de poder cubrir el objetivo de localizar los dispositivos móviles o de posición no conocida, dentro de una red, en el cuarto capítulo se describe como una vez conocida la distancia (*ranging*) entre 2 nodos cualesquiera, es posible por medio de diferentes técnicas, estimar la posición de los diferentes nodos de dicha red.

En el capítulo quinto, se presenta el trabajo realizado en la investigación de las diferentes alternativas de implementación de todos los bloques fundamentales en el desarrollo de un sistema completo de comunicaciones y estimación de distancia, abordando tanto los componentes necesarios en el transmisor como en la parte del receptor.

La integración de todos los componentes que dan lugar a un sistema real de comunicaciones por Impulse Radio, y posteriormente a un transceptor IR-UWB con capacidad de estimación de distancias, es abordado dentro del sexto capítulo.

Finalmente se incluye un último capítulo con las conclusiones obtenidas tras todos estos años de trabajo, y que han permitido la generación de diferentes publicaciones, artículos, seminarios, así como la generación de una patente europea para proteger el conocimiento generado.

Contribution to an integrated design of Impulse Radio Ultrawideband communication systems with location and positioning capabilities.

Author: *Álvaro Álvarez Vázquez*

PhD Advisor: *Amparo Herrera Guardado*

Abstract:

When this research work started some years ago, the established key objectives were to get a deeper knowledge, research, development, validation and standardization of the Impulse Radio Ultrawideband technologies (IR-UWB). Throughout the different phases of the study, largely developed in conjunction with various national research projects, European or company driven, the focus was the different signals and modulations to implement, analyzing their advantages and disadvantages, detailing the radio propagation channel for impulse type signals with large bandwidths to conclude with the experimental design, development and evaluation of a communication and positioning system based on this new technology.

This technique is based on the use of very short duration pulses (about one nanosecond), where the information can be modulated in amplitude, phase or period, while the Medium Access Control (MAC) can be done thanks to already known procedures making use of time or frequency multiplexing. Moreover, one of the major advantages of the IR-UWB is that it allows a very high precision in the estimation of the distance between two devices, since it uses the same techniques that are commonly employed in radar systems.

Previous to the full implementation of the system, the different defined sub-systems were analyzed, simulated and optimized, in order to develop a platform for testing and experimentation, which allowed us to know in detail the performance and capabilities of the different implementation possibilities and alternatives, from the radio frequency conversion stages, analog to digital signal processing, synchronization, demodulation, to the control unit and protocols.

The achieved results have contributed to a better and more detailed knowledge of the different available solutions for the IR-UWB technology with a view on the commercial development, and the appropriateness of their use within different applications and scenarios, from smart sensor networks, providing smart routing depending on the position of the nodes, to point-to-multipoint high data rate systems.

The first chapter presents a general introduction to the key objectives and scope of this PhD. Thesis, focusing into the Real Time Locating Systems (RTLS). Within the frame of these systems, Impulse Radio Ultrawideband signals were considered as a suitable technological solution for their implementation.

The second chapter covers the definition, implementation alternatives and modulation options for impulse type large bandwidth signals. It also includes a study on the state of regulation and standardization process of such signals and the different business solutions that have emerged over the latest years.

As a main outcome of the extensive work carried out in the study of the radio channel, performed in order to make a correct assessment of the system simulation and communications, the third chapter presents the work done to obtain a new radio channel model, including parameters for both time domain and frequency, which is considered adequate to model correctly the behavior of Impulse Radio signals.

In order to achieve the device location objective and to determine the position of mobile devices with an unknown place within a network, the fourth chapter describes the different positioning techniques available to establish the node position in the net, once the ranging distance between any two nodes is known.

The fifth chapter presents the work done in the research for the different implementation alternatives of the key building blocks of the proposed IR-UWB system, addressing both transmitter and receiver specific components required.

The results of the IR-UWB system integration, providing a fully functional communication and ranging demonstration and evaluation platform is covered on the sixth chapter.

Finally, the latest chapter includes the conclusions obtained during and at the end of this research work, which has led to different publications, papers, workshops, and a European patent to protect the generated knowledge and intellectual property.

Índice

1. Introducción	1
1.1 Sistemas de Localización en Tiempo Real	1
1.1.1 Antecedentes	2
1.1.2 Ambito de Aplicación	2
1.1.3 Localización y Posicionamiento	3
1.1.4 Tecnologías para Localización	4
1.1.5 Ranging: Determinación de la distancia.....	4
1.1.6 Técnicas de Localización	5
1.2 Aplicaciones	5
1.2.1 Aplicaciones militares.....	5
1.2.2 Aplicaciones medioambientales	5
1.2.3 Aplicaciones sanitarias	6
1.2.4 Aplicaciones en el hogar (Hogar digital y domótica).....	7
1.2.5 Otras aplicaciones comerciales	7
1.3 Conclusiones	9
1.4 Referencias.....	10
2. Señales y Sistemas UltraWideband.....	13
2.1 Definición y Descripción	14
2.2 Señales Ultrawideband.....	15
2.2.1 Impulse Radio Monobanda.....	15
2.2.2 Impulse Radio Multibanda	19
2.2.3 DS-CDMA de alta velocidad (Gchip/s)	23
2.2.4 OFDM Multibanda	25
2.2.5 Selección y Motivación	27
2.3 Legislación y Normativa	27
2.3.1 Regulación	27
2.3.2 Estándares.....	31
2.4 Sistemas Comerciales.....	33
2.4.1 Ubisense.....	33
2.4.2 Belkin.....	34
2.4.3 Zebra Technologies (previamente Multispectral).....	34

2.4.4	Wisair	34
2.4.5	Freescall (extreme spectrum)	35
2.4.6	Time Domain.....	35
2.4.7	Veebeam.....	36
2.4.8	Decawave.....	36
2.4.9	Otros	37
2.5	Conclusiones	38
2.6	Referencias.....	39
3.	Canal de Propagación UWB	41
3.1	Introducción	41
3.2	Caracterización y Medidas del Canal UWB	42
3.2.1	Procedimiento	42
3.2.2	Escenarios	43
3.2.3	Procesado de la Información recopilada	44
3.2.4	Resumen de las Características de las Campañas de Medida.....	45
3.3	Modelo de Canal IR-UWB.....	46
3.3.1	Parámetros del Dominio del Tiempo.....	46
3.3.2	Parámetros del Dominio de la Frecuencia	52
3.4	Conclusiones	54
3.5	Referencias.....	56
4.	Posicionamiento con Impulse Radio UWB.....	59
4.1	Técnicas Aplicables	59
4.1.1	Angle of Arrival (AoA).....	59
4.1.2	Received Signal Strength (RSS)	60
4.1.3	Time of Arrival (ToA)	62
4.1.4	TDOA (Time Difference Of Arrival).....	67
4.1.5	Técnica de ranging propuesta para implementación.....	68
4.2	Algoritmo de Posicionamiento.....	70
4.2.1	Trilateración	71
4.2.2	Multilateración.....	73
4.2.3	Algoritmo Min-Max	75
4.2.4	Parámetros de Evaluación de los Resultados	75
4.3	Seguimiento (Tracking)	77
4.3.1	Filtro de Kalman	77

4.3.2	Filtro de Kalman extendido	78
4.3.3	Método de Montecarlo - Filtro de Partículas	78
4.3.4	MDS (MultiDimensional Scaling)	78
4.4	Conclusiones	79
4.5	Referencias.....	80
5.	Diseño e Implementación Hardware.....	83
5.1	Características y Prestaciones	83
5.2	Generador de Pulsos	84
5.2.1	Lógica Digital de Alta Velocidad	85
5.2.2	Generador basado en SRD	87
5.3	Detector de Pulsos.....	95
5.3.1	Circuito <i>Pulse Peak Hold</i>	95
5.3.2	Estimador de energía (Integrador) desbalanceado.....	96
5.3.3	Estimador de energía (Integrador) balanceado.....	110
5.3.4	Monoestable con flip-flop de alta velocidad.....	116
5.4	Línea de Retardo.....	123
5.4.1	Diseño de la Línea de Retardo	126
5.4.2	Prototipo	129
5.5	Conclusiones	131
5.6	Referencias.....	133
6.	Demostrador IR-UWB	137
6.1	Introducción	137
6.2	Primer Prototipo - Transmisor y Receptor de Comunicaciones IR-UWB 138	
6.2.1	Diseño del Transmisor	138
6.2.2	Diseño del Receptor	140
6.2.3	Desarrollo de los Equipos Transmisor y Receptor.....	141
6.2.4	Ajustes y Pruebas del Prototipo	143
6.3	Segundo Prototipo - Transceptor con capacidad de ranging IR-UWB 148	
6.3.1	Descripción de la Plataforma Hardware.....	149
6.3.2	Protocolo de Comunicación y Ranging	152
6.3.3	Resultados y Evaluación.....	158
6.3.4	Escenario M1	160

6.3.5	Escenario M2	161
6.3.6	Escenario M3	162
6.3.7	Escenario M4	163
6.3.8	Escenario M5	164
6.3.9	Escenario M6	165
6.3.10	Evaluación de los Resultados Obtenidos	166
6.4	Conclusiones	167
6.5	Referencias.....	168
7.	Conclusiones	169
7.1	Introducción	169
7.2	Resumen y Conclusiones.....	169
7.2.1	Estudio y Modelado del Sistema	171
7.2.2	Diseño y Desarrollo Modular	172
7.2.3	Implementación del Sistema	172
7.2.4	Validación y Evaluación.....	173
7.3	Aportaciones Originales	174
7.4	Líneas Futuras de Investigación.....	174
7.5	Publicaciones y Patentes.....	175
7.5.1	Patentes	175
7.5.2	Capítulos de Libros	175
7.5.3	Artículos de Revistas.....	175
7.5.4	Contribuciones a Congresos	175
7.5.5	Contribuciones a Organismos de Estandarización Internacionales.....	177
7.5.6	Seminarios, Cursos y Tutoriales Impartidos	177
7.5.7	Proyectos Final de Carrera dirigidos relacionados con la investigación desarrollada	178
7.6	Proyectos relacionados con la investigación desarrollada	178
8.	Anexos	181
8.1	Patente Europea.....	181

Índice de Figuras

Figura 1 – Sistema Wifi RTLS propuesto por Onendis	3
Figura 2 – Tecnologías disponibles para redes inalámbricas [ISA, 2010]	8
Figura 3 – Pulso IR-monobanda a) representación temporal y b) frecuencial	16
Figura 4 – Modulación TH + PPM	¡Error! Marcador no definido.
Figura 5 – Aproximación de pulsos multibanda	20
Figura 6 – Transmisión simultanea en diferentes sub-bandas.....	20
Figura 7 – Pulsos Multibanda en el dominio del tiempo.....	21
Figura 8 – Pulsos PAM	22
Figura 9 – Pulsos OOK	22
Figura 10 – Pulsos modulados en FSK	22
Figura 11 – Pulsos modulados en PPM.....	23
Figura 12 – Reparto del espectro en las bandas de 3.1 a 10.6 GHz (Wimedia 2009).....	28
Figura 13 – Bandas propuestas por la FCC para entornos interiores y exteriores	29
Figura 14 – Mascara de emisión aprobada por la FCC y el ECC.....	30
Figura 15 – Reparto del espectro radioeléctrico simplificado	30
Figura 16 – Sistema RTLS de Ubisense.....	33
Figura 17 – UWB hub y dongle de Belkin.....	34
Figura 18 – Producto de Zebra Tech.....	34
Figura 19 – Aplicación propuesta por Wisair.....	34
Figura 20 – XS110 de Freescale	35
Figura 21 – Sistema PLUS (a) y esquemático del Pulson 400 (b) de Time Domain	36
Figura 22 – Módulos de Veebeam.....	36
Figura 23 – Transceptor de Decawave	37
Figura 24 – Equipamiento y set-up de medida del canal UWB.....	42
Figura 25 – Representación de los escenarios 1, 2, 3 y 4	43
Figura 26 – 0-padding + Proceso de simetría para conseguir el espectro real del canal	44
Figura 27 – <i>Power Delay Profiles</i> de diferentes canales multicamino	46
Figura 28 – Representación del factor de decaimiento	47
Figura 29 - Variaciones de potencia a lo largo de la aproximación lineal del cluster.....	48
Figura 30 – Histograma de las variaciones de potencia.....	49
Figura 31 – Histograma de las variaciones de potencia y la aproximación de Weibull.....	49
Figura 32 – Estructura Temporal del Cluster	50
Figura 33 – Representación de la Tasa de Cruces por Cero	51

Figura 34 – pdf para $\tau < \tau_H$ y para $\tau > \tau_H$	52
Figura 35 – Función de Transferencia del Canal UWB	53
Figura 36 – Curva de las pérdidas de propagación.....	54
Figura 37 – Red de referencias para AoA	60
Figura 38 – Ejemplo de Localización por TOA con 3 estaciones base o de referencia ...	62
Figura 39 – Distancia estimada por Single Trip ToA	63
Figura 40 – Variación del estimador en función del ancho de banda.....	64
Figura 41 – Representación del RTT	66
Figura 42 – Representación del RTLT.....	67
Figura 43 – Hipérbolas resultantes del TDOA	67
Figura 44 – Estimación del ranging en función de la fase de la señal bandabase	68
Figura 45 – Error en estimación por rango de ambigüedad.....	69
Figura 46 – Estimación del ranging por Round Trip Latched Time of Arrival	70
Figura 47 – Referencias y coordenadas para trilateración.....	72
Figura 48 – Ejemplo 2D de aplicación del algoritmo Min-Max	75
Figura 49 – Representación del CEP	76
Figura 50 – Propuesta inicial de generador digital de pulsos UWB	85
Figura 51 – Propuesta mejorada del generador digital de pulsos UWB	86
Figura 52 – Implementación digital de un generador de pulsos IR-UWB de STM	86
Figura 53 – Generador de pulsos digital a) Implementación b) Pulso generado	87
Figura 54 – Forma de onda UWB transmitida	88
Figura 55 – Circuito Equivalente del diodo SRD	89
Figura 56 – Relación entre Tsd y amplitud de la señal en inversa	90
Figura 57 – Circuito equivalente de un diodo SRD	91
Figura 58 – Propuesta de generador de pulsos a SRD	92
Figura 59 – Prototipo del generador de Pulsos	92
Figura 60 – (a) Señal de salida del generador de pulsos (b) Espectro de la señal	93
Figura 61 – Señal de excitación y señal de salida del generador de pulsos	93
Figura 62 – Bancada de medida en laboratorio para pruebas radiadas	94
Figura 63 – (a) Pulso generado (b) Pulso recibido tras enlace entre antenas.....	94
Figura 64 – Diseño básico de circuito de peak-hold.....	95
Figura 65 – Esquemático del circuito de peak-hold.....	96
Figura 66 – Integrador Inicial	97
Figura 67 – Doblador de tensión a diodos Schottky.....	97

Figura 68 – Esquemático del doblador de tensión.....	98
Figura 69 – Prototipo inicial del detector de envolvente sencillo (arriba) y doble (abajo)	98
Figura 70 – Funcionamiento del doblador de tensión.....	98
Figura 71 – Circuito restador basado en amplificador operacional	100
Figura 72 – Arquitectura de un integrador tipo Howland (Deboo).....	100
Figura 73 – Integrador no inversor tipo Miller	101
Figura 74 – Circuito Integrador (Primer diseño)	104
Figura 75 – Implementación en PCB del circuito Integrador (Primer diseño)	104
Figura 76 – Eficiencia del detector para señal de entrada de (a) 250 mVpp (b) 1000 mVpp	106
Figura 77 – Tensión de salida frente la amplitud de entrada (a) Lineal, (b) Logarítmica	107
Figura 78 – Tensión de salida frente la amplitud de entrada (a) Lineal, (b) Logarítmica	108
Figura 79 – Alternativa de diseño	109
Figura 80 – (a) Pulsos detectados (b) Pulsos integrados @ 250 mVp-p de señal de entrada	110
Figura 81 – (a) Pulsos detectados (b) Pulsos integrados (integrador no inversor) @ 1000mV _{P-P} de señal de entrada	110
Figura 82 – Funcionamiento de un dispositivo de ley cuadrática.....	111
Figura 83 – Cambio de fase entre Salida1 y Salida2	112
Figura 84 – Esquemático de la arquitectura basada en detector cuadrático	113
Figura 85 – PCB resultado de la integración del balún, detector cuadrático e integrador	113
Figura 86 – Tensión de salida frente a amplitud del pulso de entrada (a) lineal (b) logarítmico	114
Figura 87 – (a) Pulsos detectados, (b) resultado de la integración @ 2500 mV _{P-P} de entrada	115
Figura 88 – Esquemático del monoestable de alta velocidad.....	116
Figura 89 – (a) Curva del transistor BFG 410W (b) detalle en torno a 800 mV.....	117
Figura 90 – (a) Saturación de Q1 con el pulso de entrada (b) Corte de Q2	118
Figura 91 – Saturación de Q3. Vb2 & Vb3 frente a (a) Vc2 (b) Vc3.....	118

Figura 92 – (a) Saturación de Q4 y pulso de salida (b) Vuelta al estado de corte de Q3	119
Figura 93 – (a) Saturación de Q2 debido a Q3 (b) Descenso de Vb3 debido a Q2.....	119
Figura 94 – (a) Saturación de Q4 y pulso de salida (b) Vuelta de Vb3 a su tensión original.....	120
Figura 95 – Entrada y salida del circuito monoestable	120
Figura 96 – (a) Vb1 vs. C1 (b) Vc1 y Vb2 vs. C2	121
Figura 97 – (a) Pulso de salida vs. C3 (b) Tiempo de descarga de C3.....	121
Figura 98 – Señales en cada una de las etapas del circuito monoestable	121
Figura 99 – Esquemático del Monoestable de alta velocidad	122
Figura 100 – Detector de pulsos basado en monoestable de alta velocidad	123
Figura 101 – Retardo variable por multiplexación de caminos	124
Figura 102 – Reloj y señal recibida en un sistema OOK IR-UWB.....	125
Figura 103 – Retardo o desfase entre relojes.....	125
Figura 104 - Retardo entre 2 relojes desfasados	125
Figura 105 - Arquitectura básica del receptor IR-UWB	126
Figura 106 – Retardo de ciclo completo	128
Figura 107 – Esquemático de la arquitectura	128
Figura 108 – Filtro de lazo tipo Lag-Lear del circuito PLL.....	129
Figura 109 – Placa de pruebas del circuito de retardo	129
Figura 110 – Señales de entrada y salida del circuito con Retardo = 0	130
Figura 111 – Señales de entrada y salida del circuito con Retardo = 25 ns	131
Figura 112 – Esquema de bloques del Transmisor UWB.....	139
Figura 113 – Esquema de bloques del Receptor UWB	140
Figura 114 - Placas 1 y 2 del transmisor	141
Figura 115 – Equipo Transmisor definitivo	141
Figura 116 – Esquemático del receptor	142
Figura 117 – Placa bandabase del receptor.....	142
Figura 118 – Equipo receptor definitivo.....	143
Figura 119 – Prueba con el enlace cableado.....	143
Figura 120 – Proceso de sincronización en recepción	144
Figura 121 – Sincronización en recepción completada	145
Figura 122 – Prueba realizada con el enlace wireless (Tx y Rx).....	145
Figura 123 – Prueba con el enlace wireless (Tx y Rx) en Valencia	146

Figura 124 – Espectro UWB recibido (2.5 – 4 GHz) en la prueba en laboratorio	146
Figura 125 – Captura de la pantalla del transmisor en modo manual	147
Figura 126 – Captura de la pantalla del transmisor en modo periódico	147
Figura 127 – Diagrama de bloques del transceptor	149
Figura 128 – Descripción y localización de los subsistemas del transceptor	150
Figura 129 – Prototipo final IR-UWB ensamblado, alimentado a baterías.....	151
Figura 130 – Plataforma de evaluación IR-UWB	152
Figura 131 – Datagramas de ranging.....	152
Figura 132 – Datagramas de datos	152
Figura 133 – Escenario de la demostración de medida de distancias	153
Figura 134 – Flujo de los datagramas en la aplicación (versión 1)	153
Figura 135 – Flujo de los datagramas en la aplicación (versión 2)	154
Figura 136 – GUI – primera versión (una estación base)	155
Figura 137 – GUI – segunda versión (dos estaciones base)	156
Figura 138 – Calibración de la plataforma	157
Figura 139 – Solicitud de distancia	157
Figura 140 – Solicitud periódica de distancia.....	157
Figura 141 – Post-procesado de los datos	158
Figura 142 - -Set-up de las estaciones móviles y base para la campaña de medidas....	159
Figura 143 – Demostración del sistema en el ICT Event 2008.....	173

Índice de Tablas

Tabla 1 – Características DS-CDMA	25
Tabla 2 – Máximas densidades espectrales de potencia permitidas en la EU	31
Tabla 3 – Resumen de las campañas de medida	45
Tabla 4 – Estadística del factor de decaimiento	47
Tabla 5 – pdfs de las variaciones de potencia.....	50
Tabla 6 – Estadística de tiempo de caída fuerte	51
Tabla 7 – Estadísticas de δ	53
Tabla 8 – Estadísticas de n	54
Tabla 9 – Especificaciones de los Sistemas propuestos.....	84
Tabla 10 – Características Principales de la serie de diodos HSMS-286F	102
Tabla 11 – Características Principales del THS4304	103
Tabla 12 – Características Principales del ADG721	103
Tabla 13 – Rendimiento del detector para varios niveles de tensión de polarización..	105
Tabla 14 – Rendimiento del detector frente a diferentes señales de entrada.....	106
Tabla 15 – Evaluación de la etapa de salida del sustractor	107
Tabla 16 – Resultados de salida del integrador.....	109
Tabla 17 – Resultados del detector de pulsos por envolvente	114
Tabla 18 – Resultados obtenidos para el integrador	115
Tabla 19 – Comparativa entre los 2 prototipos desarrollados	148
Tabla 20 – Resumen de escenarios de la campaña de medidas	158

Acrónimos

3G	Third Generation
AC	Alternating Current
ADC	Analog to Digital Converter
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ALSCAL	Alternating Least Squares sCALing
AoA	Angle of Arrival
APSK	Amplitude and Phase-Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BW	Band Width
C4ISR	Command, Control, Communications, Computers, Intelligence, Surveillance, Reconnaissance, and Targeting
CDM	Code Division Multiplex
CDMA	Code Division Multiple Access
CEP	Circular Error Probability
CEPT	Conférence Européenne des Administrations des Postes et télécommunications
CIR	Channel Impulse Response
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
COTS	Components Off The Shelf
CPG	Controlled Pulse Generator
DAA	Detection And Avoidance
DAC	Digital to Analog Converter
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency
DC	Direct Current
DEC	Decision
DGPS	Differential Global Positioning System
DS	Direct Sequence
DSO	Digital Sampling Oscilloscope
DSP	Digital Signal Processing or Processor
ECC	Electronics Communications Committee
ECMA	European Computer Manufacture Association

EEUU	Estados Unidos de America
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
EU	European Union
FCC	Federal Communications Commission
FDM	Frequency Division Multiplex
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FSK	Frequency Shift Keying
FWA	Fixed Wireless Access
GDOP	Geometric Dilution of Precision
GDOP	Geometric Dilution of Precision
GLONASS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
HBT	Heterojunction Bipolar Trnsistor
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IPI	Inter Pulse Interference
IR	Impulse Radio
IR (2)	Infrared (Infrarrojos)
ISI	Inter Symbol Interference
ISO	International Standards Organization
ITU	International Telecommunications Union
LAN	Local Area Network
LBS	Location Based Services
LDC	Low Duty Cycle
LDR	Low Data Rate
LIDAR	LIght Detection and Ranging
LoS	Line-of-Sight
LR	Low Data Rate
LT	Location & Tracking

LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MB	Multi Band
MBOA	Multi Band OFDM Alliance
MDS	Multi Dimensional Scaling
MSE	Mean Square Error
NFER	Near-field electromagnetic ranging
NLoS	Non Line-of-Sight
ODM	Original Device Manufacturer
OEM	Original Equipment Manufacturer
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On Off Keying
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PCB	Printed Circuit Boards
PDP	Power Delay Profile
PIRE	Potencia Isotrópica Radiada Equivalente
PPM	Pulse Position Modulation
PRF	Pulse Repetition Frequency
PRI	Pulse Repetition Interval
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RADAR	RADio Detection and Ranging
RAL	Red de Area Local
RCPI	Received Channel Power Indicator
RD	Real Decreto
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency Identification
RSS	Received Signal Strength
RSSI	Received Signal Strength Indicator
RTK	Real-Time Kinematic
RTLS	Real Time Location System

RTLT	Round Trip Latched Time
RTT	Round Trip Time
Rx	Receiver
SDS	Symmetrical Double Sided
SIG	Special Interest Group
SMACOF	Scalingby MAyorizing a COnplicated Function
SNR	Signal to Noise Ratio
SoC	System on Chip
SRD	Step Recovery Diode
SS	Spread Spectrum
TDM	Time Division Multiplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TDoA	Time-Difference-of-Arrival
TIC	Tecnologías de la Información y Comunicaciones
ToA	Time-of-Arrival
ToF	Time of Flight
TWR	Two Way Ranging
Tx	Transmitter
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultrawideband
VNA	Vector Network Analyzer
WiFi	Wireless Fidelity
WPAN	Wireless Personal Area Network
WPNC	Workshop on Positioning, Navigation and Communication
WSN	Wireless Sensor Networks

1. Introducción

La localización por medio de dispositivos inalámbricos está siendo uno de los servicios y aplicaciones más demandados en los actuales sistemas de comunicaciones, para su uso tanto dentro de las redes comerciales, de servicios públicos, como de seguridad o militares.

Mientras que en entornos exteriores, los sistemas basados en señal de satélite, como el actual GPS o GLONASS, o el futuro sistema europeo Galileo, ofrecen unas prestaciones aceptables para la mayoría de las aplicaciones, llegando a precisiones centimétricas, por medio de técnicas como el DGPS (*Differential GPS* corrección de errores de posición estimados a partir de los pseudocódigos GPS, por medio de una estación base de referencia) o RTK (*Real Time Kinetik* – similar al DGPS, pero haciendo uso de la fase de la portadora de radio). El empleo de estos sistemas está ampliamente extendido en aplicaciones como la navegación, gestión de flotas, servicios de emergencia, aunque todo ello queda muy limitado cuando hablamos de entornos de interior. En el ámbito de los sistemas inalámbricos *indoor*, las tecnologías son mucho menos maduras, y desde hace unos años han despertado un gran interés por parte de la comunidad científica y las empresas de sistemas de telecomunicación, desde operadores a fabricantes de semiconductores.

1.1 Sistemas de Localización en Tiempo Real

Los Sistemas de Localización en Tiempo Real, también conocidos como Real Time Locating Systems (RTLS), son sistemas capaces de informar sobre la posición de sus elementos, de forma continua y recurrente, de modo que dicha información pueda ser empleada por las aplicaciones del sistema, la mejor operación de la red, o incluso

como información directa a los usuarios. De acuerdo a las definiciones de la International Standards Organization (ISO), un sistema RTLS es el conjunto de transceptores de radiofrecuencia, la electrónica y las unidades de computación asociadas, que permiten determinar la posición de un determinado elemento de la red respecto a los equipos transceptores desplegados.

Tal y como se recoge en los estándares ISO/IEC JTC1 SC31/WG5 y 24730 [ISO, 2010], para constituir un sistema RTLS, se requiere de la combinación de hardware inalámbrico con un software de procesado en tiempo real, que se utiliza de forma continuada en el tiempo, para determinar la posición exacta del equipo, dentro de la red en la que opera.

En el momento de elaboración de esta tesis, se encuentra todavía en preparación la Parte 6 del ISO/IEC 24730, que desarrolla específicamente los sistemas RTLS por medio de señales Ultrawideband, recogiendo las normativas y recomendaciones desarrolladas por la ETSI e IEEE, sobre esta tecnología.

1.1.1 Antecedentes

En 1998, el término RTLS fue creado para describir una tecnología que no sólo proporciona las capacidades de identificación automática de etiquetas RFID activas, sino que añadió la posibilidad de establecer la ubicación de dichos marcadores en un mapa visualizado en una pantalla de ordenador. Aunque estas capacidades habían sido utilizadas con anterioridad por los militares y las agencias gubernamentales, la tecnología hasta ese momento, suponía unos costes muy elevados para su aplicación con fines comerciales. Las primeras demostraciones comerciales, que cumplieron con la definición que hemos establecido para RTLS, fueron mostradas en la feria FrontLine de la industria de tecnologías RFID, por las empresas PinPont y WiData, (más tarde rebautizada como WhereNet).

1.1.2 Ambito de Aplicación

Un sistema RTLS proporciona información sobre la localización y seguimiento de los recursos y personas que se consideren necesarios para la gestión, administración y monitorización de cierto entorno.

A diferencia de otros sistemas de localización globales (como por ejemplo GPS), el ámbito de aplicación de un sistema RTLS basado en tecnologías inalámbricas está asociado normalmente a un entorno acotado, ya sea en interiores, exteriores o ambos. Esto lo convierte así en una solución idónea para aplicaciones industriales, médicas, de logística..., donde no siempre se dispone de los servicios o cobertura de un operador de telecomunicaciones.

Los sistemas RTLS basados en tecnologías inalámbricas cubren las necesidades de localización, gestión de activos y seguimiento de recursos, allí donde el GPS no llegaría o no sería la opción más económica y eficiente. Es ahí donde un sistema RTLS, ofrece las mejores ventajas a un coste reducido debido a la reutilización de la red

inalámbrica existente en el lugar de implantación. Existen en la actualidad empresas que ofrecen estos sistemas, que se basan en las redes Wifi, o por medio de RFIDs, como por ejemplo el sistema propuesto por la empresa Onendis, mostrado en la Figura 1.

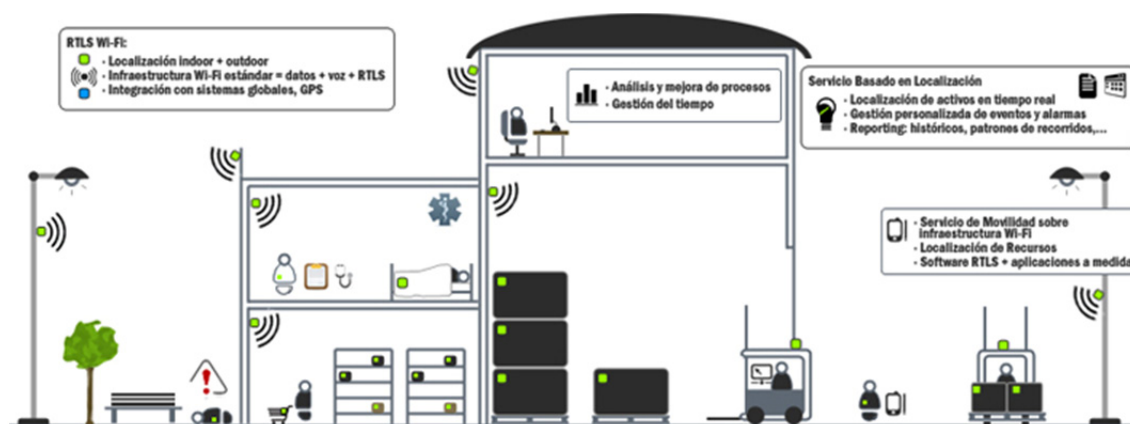


Figura 1 – Sistema Wifi RTLS propuesto por Onendis

Las aplicaciones soportadas por los sistemas RTLS, cubren desde las áreas operacionales de la logística y otros servicios, como por ejemplo almacenes, o sistemas de trazabilidad, o bien para el control de producción en una planta industrial, o de servicio en una clínica, entre otros motivos, debido a que son capaces de:

- combinar la identidad y la ubicación de cualquier tipo de elementos u objetos,
- combinar la identidad de los elementos con la ubicación de cualquier otro sistema o elemento que requiera interactuar con este,
- garantizar la disponibilidad permanente de información adecuada sobre la ubicación temporal que permita la notificación de situación de forma inmediata,
- probar la completa disponibilidad en el momento en que se necesite un elemento,
- guiar y ayudar en las situaciones de emergencia y/o evacuación,
- otras múltiples aplicaciones por desarrollar...

1.1.3 Localización y Posicionamiento

A menudo los términos posicionamiento y localización son usados de manera indiferenciada. Sin embargo, ambos conceptos son diferentes, sobre todo si atendemos al destinatario y usuario final de la información de posición obtenida. Se establece que un dispositivo de posicionamiento, informa al usuario de su ubicación, mientras que un sistema de localización ofrece al usuario la ubicación de objetos rastreados por un sistema. A modo de ejemplo, un sistema de posicionamiento global GPS de navegación, es comúnmente usado en un vehículo o aeronave para informar al conductor o piloto, respectivamente, de su ubicación para que puedan guiarlo a un destino deseado, mientras que un sistema de Localización en Tiempo Real (RTLS) se utiliza con frecuencia en las empresas de logística, para llevar un control de la situación o el movimiento de los activos y recursos, con el fin de actuar con mayor eficacia su negocio.

1.1.4 Tecnologías para Localización

Actualmente, se dispone de una gama limitada de tecnologías que permitan implementar sistemas de localización en tiempo real, entre las que cabe destacar [Liu, 2007]:

- Ultrasonidos.
- Infrarojos.
- Sistemas de RF de banda estrecha (GSM, 3G, Wifi).
- Active Radio Frequency Identification (*Active* RFID).
- Active Radio Frequency Identification - Infrared Hybrid (*Active* RFID-IR).
- Semi-Active Radio Frequency Identification (*semi-active* RFID).
- Lidar y *Optical Locating*
- *Low-frequency Signpost Identification*
- Radio-balizamiento (*Radio Beacon*)
- Y las conocidas como tecnologías Ultrawideband (UWB), sobre las que se ha desarrollado la presente tesis [Gezici , 2005; Shin, 2011].

1.1.5 Ranging: Determinación de la distancia

El *ranging* o estimación de distancias, es un término que se utiliza para definir el proceso de medición de distancias en el espacio, y por tanto se establece como un paso intermedio necesario en muchos de los procesos de localización. La medición angular, o el ángulo de orientación entre dos objetos, es también en determinados procesos de medición, una de las alternativas, para establecer la posición del dispositivo.

La determinación de la distancia puede ser fruto de un proceso de exploración en el que el objeto a localizar no interactúe con el sistema, como con los sistemas RADAR o LIDAR, o bien al contrario, donde el dispositivo sí que establezca una interacción con el sistema de localización, como es el caso de los RTLS.

Los sistemas más sencillos de localización, como aquellos basados en señales RADAR, constan de un haz giratorio, que permite establecer el ángulo de orientación en los que se encuentran los diferentes objetivos, y además, en función de la respuesta a la señal emitida, determinar la distancia e incluso velocidad que dispone cada uno de esos objetivos. Sin embargo, a no ser que se conozca de forma unívoca la firma de la huella radar de cada uno de esos dispositivos, resulta complicado indicar en cada caso con qué objetivo nos encontramos.

Sin embargo, en sistemas más avanzados, donde se requiere la interacción y respuesta de los objetivos, se realiza una transmisión omni-direccional de un código de localización, de forma, que solo el objetivo interrogado responde a la solicitud de localización. A partir de diferentes técnicas que explicaremos más adelante, se podrá proceder a la estimación de la distancia entre ambos dispositivos, y posteriormente incluso a su localización en 3 dimensiones.

1.1.6 Técnicas de Localización

Algunas de las técnicas más comúnmente empleadas, para la estimación de las distancias, ángulos, y finalmente, posición de los dispositivos, y que serán más ampliamente explicadas en capítulos posteriores, son:

- Angulo (*Angle*)
 - *Angle of Arrival* (AoA)
 - *Line-of-Sight* (LoS)
- Tiempo de vuelo (*Time of Flight* → ToF)
 - *Time-of-Arrival* (ToA)
 - *Time-Difference-of-Arrival* (TDoA)
 - *Two Way Ranging* (TWR)
 - *Symmetrical Double Sided - Two Way Ranging* (SDS-TWR)
- Potencia (*Power*)
 - *Received Channel Power Indicator* (RCPI)
 - *Received Signal Strength Indication* (RSSI)
 - *Near-field electromagnetic ranging* (NFER)

1.2 Aplicaciones

Son múltiples y diversas las diferentes aplicaciones que se contemplan para el uso de sistemas UWB. Algunos ejemplos van desde la localización de equipos y personal en entornos de interior, el control de líneas de montaje en fábricas, el seguimiento de los stocks en un almacén, o incluso el guiado con narración inteligente de visitas a museos de acuerdo con la posición del visitante.

1.2.1 Aplicaciones militares

Las WSN (Wireless Sensor Networks), que dispongan de capacidad de comunicación y LT, pueden ser parte fundamental en los sistemas militares C4ISRT (Command, Control, Communications, Computers, Intelligence, Surveillance, Reconnaissance, and Targeting). El rápido y denso despliegue de las redes de sensores, su auto-organización, mejorada por medio de su auto-posicionamiento, y tolerancia a fallos, las hace una buena solución para este tipo de aplicaciones. Se postulan como una solución de bajo coste y fiable para éstas redes, ya que la pérdida de un nodo no pone en riesgo el éxito de las operaciones. Ejemplos de aplicación en esta área son:

- Vigilancia y monitorización de sus propias fuerzas.
- Trazabilidad y seguimiento de las fuerzas enemigas.
- Adquisición de blancos.
- Reconocimiento de ataques y valoración de daños.

1.2.2 Aplicaciones medioambientales

Otro de los campos de aplicación de este tipo de sistemas comprende desde aplicaciones como el seguimiento de animales, control de sistemas de agrícolas y regadío, monitorización de condiciones ambientales, sistemas de detección química o

biológica, investigación de meteorología o geofísica, caracterización del medio y entorno, sistemas de alerta ante situaciones extremas, incendios, inundaciones, plagas, etc, entre las que por su impacto social se pueden destacar:

- **Alerta temprana de fuegos:** Una de las aplicaciones mas interesantes, consiste en hacer uso de miles de sensores repartidos en bosques, que informaran del origen exacto de un incendio antes de que se haga incontrolable, a la vez de darnos a conocer la localización exacta del foco del mismo. Además, debido a la densidad de su despliegue, serían capaces de cooperar para realizar un enrutamiento de datos inteligente y adaptable, bordeando obstáculos en las transmisiones, que impidiesen una línea directa de vista. Los sensores podrían estar alimentados por medio de fuentes de energía como placas solares, ya que serían abandonados durante meses o años sin mantenimiento.
- **Caracterización medioambiental:** Nos permitiría la recogida de parámetros tales como la temperatura, humedad, luminosidad, régimen de lluvias, conociendo perfectamente el emplazamiento de cada uno de estos sensores, y permitiendo el desarrollo de mapas de detalle, que incluyan toda la información relevante para análisis de la biodiversidad, o conocimiento del entorno.
- **Detección de inundaciones:** A partir de sensores de lluvia, nivel de agua y meteorológicos, es posible centralizar la información recogida a una estación base centralizada de seguimiento y análisis. Existen ya en marcha una serie de proyectos piloto, que estudian enfoques distribuidos en interacción con los nodos sensores en campo para proporcionar consultas en momentos fijos o análisis a lo largo de periodos largos de tiempo.
- **Agricultura de precisión:** Aprovechando todos los beneficios que se pueden obtener de la monitorización en tiempo real de los niveles de pesticidas en agua potable, erosión del suelo y de contaminación del aire, entre otros.

1.2.3 Aplicaciones sanitarias

Las estimaciones realizadas por diferentes estudios, cifran en 15.000 millones de euros, el montante correspondiente a la reducción de costes anuales del cuidado de la salud en todo el mundo, que se podrán llegar a conseguir por medio de las redes de sensores inalámbricas, y hasta 25.000, en el caso de implementar además dichas redes incluyendo capacidades de localización y posicionamiento [Srivastava, 2010; Yivk, 2008]. En un mundo cada vez más globalizado y mejor comunicado, los servicios de tele-asistencia domiciliaria permiten reducir el número de hospitalizaciones y prolongar la vida independiente de las personas mayores. Si al conocimiento de una situación de urgencia de un paciente, añadimos la posibilidad de conocer su localización exacta, las posibilidades de atención exitosa de la dolencia, se verían incrementadas de forma sustancial.

Adicionalmente, uno de los principales avances en este campo de la bioingeniería, se está desarrollando en el ámbito de las tecnologías de monitorización

mediante sensores corporales (Body Sensor Networks) y ambientales (Ambient Assisted Living). Es en este momento cuando se empieza a disponer de chips, capaces de ser introducidos, con alto nivel de tolerancia por el organismo, incluso dentro del propio cuerpo humano.

1.2.4 Aplicaciones en el hogar (Hogar digital y domótica)

Atendiendo a la definición que establece el RD 346/2011 [RDMI, 2011], en el ámbito de infraestructuras comunes de telecomunicación, se entiende por «hogar digital» como el lugar donde, mediante la convergencia de infraestructuras, equipamientos y servicios, son atendidas las necesidades de sus habitantes en materia de confort, seguridad, ahorro energético e integración medioambiental, comunicación y acceso a contenidos multimedia, teletrabajo, formación y ocio.

Para la interconexión de ordenadores, periféricos y dispositivos de electrónica de consumo que permiten la conexión a Internet se utiliza la red de datos interior de la vivienda, Red de Área Local (RAL). Los sensores y actuadores necesarios para la automatización de las distintas funciones de la vivienda se interconectan entre sí mediante las redes de automatización y control. La interconexión entre los dispositivos de las distintas redes se consigue gracias a la pasarela residencial que actúa como elemento integrador.

Es precisamente en el apartado de redes de sensores y actuadores, donde las redes RTLS tienen también un potencial de desarrollo evidente, permitiendo no solo la interacción de los usuarios con su entorno doméstico, sino permitiendo adaptar de forma automática los parámetros de habitabilidad y confort adaptándolos a las preferencias personales de cada usuario. Por poner un ejemplo sencillo y claro, hasta ahora, la presencia dentro de una vivienda, que permitiese el control de luces, persianas o hilo musical, podía ser implementada por medio de un interfaz (pantalla o mando a distancia) que el usuario estaba obligado a operar, o por medio de sensores de presencia, que no son capaces de discriminar a una persona de otra.

Sin embargo por medio de una red RTLS, es posible que cada usuario sea unívocamente identificado, permitiendo esa personalización a los gustos individuales de cada uno. De esta manera se permite incluir un grado más de libertad en la operación de estos sistemas.

1.2.5 Otras aplicaciones comerciales

Actualmente, existen otras muchas aplicaciones comerciales de las Redes de Sensores Inalámbricas. Se van a describir a continuación tres más:

- Control ambiental en edificios de oficinas. De forma similar al ámbito del hogar digital, se puede extender este concepto de control inteligente a cualquier sistema de control de calefacción o el aire acondicionado, permitiendo la ecualización de los sistemas de climatización en grandes espacios, donde la temperatura dentro de cada estancia puede variar unos pocos grados debido a que la distribución de aire no

está uniformemente distribuida. Así pues, se podría desplegar una WSN para controlar el flujo de aire y la temperatura en diferentes partes de los espacios.

- Museos interactivos. De forma que los visitantes interactúen con los objetos y experimentos, y reaccionen con el contacto, localización o la comunicación. También permitiría el aviso y localización de personas en el recinto.
- Gestión de inventarios. En un almacén, cada artículo llevaría integrado un sensor, de modo que se podría conocer en todo momento su localización y número de artículos existentes por categoría.

Los sistemas de posicionamiento en interiores, reconocen la ubicación de aquello que busca el usuario, reduciendo los tiempos, y aumentando la eficiencia y satisfacción de los usuarios, como técnica de marketing. Por ejemplo, un usuario en un centro comercial sería capaz de conocer su posición en un mapa en el móvil como un sistema de navegación de automóviles y preguntar por el camino a una determinada tienda, o dónde podría encontrar un determinado artículo, que de otra manera, podría resultar complicado encontrar. Además, podría recibir información adicional, sobre restaurantes cercanos, tiendas con descuentos especiales u otra información de interés.

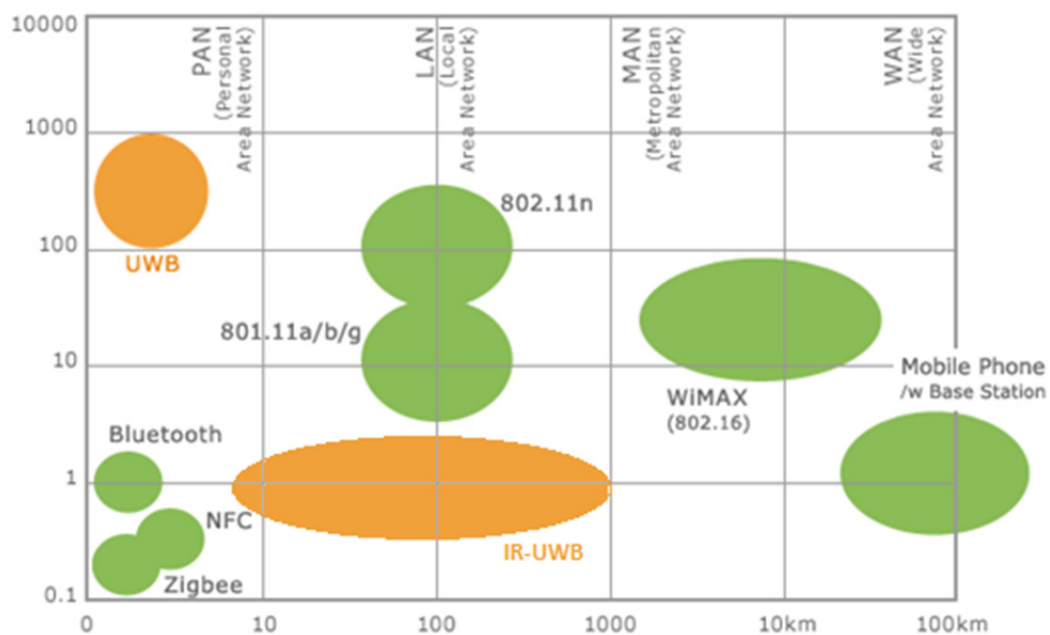


Figura 2 – Tecnologías disponibles para redes inalámbricas [ISA, 2010]

En la Figura 2, se puede observar la distribución en función del rango de alcance y ancho de banda disponible, de las diferentes tecnologías radio disponibles para las diferentes aplicaciones inalámbricas que demanda hoy en día el mercado. De entre ellas destacan en el campo de las tecnologías aplicables para redes de baja tasa binaria y rangos medios, o de alta tasa binaria y cortas distancias, las tecnologías UWB.

1.3 Conclusiones

Los Sistemas de Localización en Tiempo Real son una combinación de hardware (dispositivos) y software (algoritmos, protocolos y aplicaciones de usuario) que permiten determinar de manera continua en el tiempo la situación y movimiento de los equipos bajo su dominio.

Existen una amplia gama de aplicaciones en las que resulta más que interesante su uso, sobre todo desde que ha sido posible su integración con los modernos sistemas inalámbricos de comunicaciones, que permiten hacer uso de dispositivos de reducido peso y tamaño, a la vez que se han incrementado sus prestaciones. Una de las últimas tecnologías en incorporarse al catálogo de opciones de implementación de los RTLS es la tecnología Ultrawideband, sobre la que se ha articulado y desarrollado el trabajo de investigación que ha dado lugar a esta tesis.

1.4 Referencias

- [Bahl , 2000] P. Bahl and V.N. Padmanabhan, "RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system", en *INFOCOM 2000. Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*, 2000, Volumen: 2, páginas: 775 – 784
- [Choi, 2010] H. Choi, S. Son, J. Kim, Y. Baek, "RF-Based Indoor Locating System for NLOS Environment", en *24th IEEE International Conference on Advanced Information Networking and Applications (AINA 2010)*, 20-23 Abril 2010, páginas: 628 – 633
- [RDML, 2011] Real Decreto 346/2011, de 11 de marzo, “por el que se aprueba el Reglamento regulador de las infraestructuras comunes de telecomunicaciones para el acceso a los servicios de telecomunicación en el interior de las edificaciones”
- [Edelhauser, 2010] T. Edelhauser, M. Janiak, G. Kokai, "Environment-based measurement planning for autonomous RTLS configuration", en *NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware and Systems (AHS-2010)*, 15-18 Junio 2010, páginas: 289 - 296
- [Gezici , 2005] S. Gezici, Zhi Tian, G.B. Giannakis, H. Kobayashi, A.F. Molisch, H.V. Poor, Z. Sahinoglu, "Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks", en *IEEE Signal Processing Magazine*, Julio 2005, Volumen: 22 (4), páginas: 70 – 84
- [Guillemette, 2008] M.G. Guillemette, I. Fontaine, C. Caron, "Hybrid RFID-GPS Real-Time Location System for Human Resources: Development, Impacts and Perspectives", en *Proceedings of the 41st Annual Hawaii International Conference on System Sciences*, 7-10 Enero 2008, página: 406
- [ISA, 2010] ISA Intech, “System Integration, Open industrial wireless application networks”, Enero-Febrero 2010
http://www.isa.org/InTechTemplate.cfm?Section=Current_Issue&template=/ContentManagement/ContentDisplay.cfm&ContentID=81072
- [ISO, 2010] ISO/IEC NP 24730-6: Information technology -- Automatic identification and data capture techniques -- Real Time Locating Systems (RTLS) -- Part 6: Ultra Wide Band Air Interface protocol (http://www.iso.org/iso/home/store/catalogue_tc/catalogue_detail.htm?csnumber=55439)
- [Kupper, 2005] A. Kupper, “Location based Services - Fundamentals and Operation”, publicado por John Wiley & Sons, 2005
- [Lakafosis, 2012] V. Lakafosis, R. Vyas, V. Mukala, A. Traille, M.M. Tentzeris, "Wireless sensor network nodes for RTLS, biomonitoring, and

- authentication applications", en *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2012)*, 26-30 Marzo 2012, páginas: 62 - 63
- [Liu, 2007] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, Jing Liu, "Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems" en *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews*, Noviembre. 2007 Volumen: 37 (6), páginas: 1067 - 1080
- [Ma, 2011] X. Ma, T. Liu, "The application of Wi-Fi RTLS in automatic warehouse management system", en *IEEE International Conference on Automation and Logistics (ICAL 2011)*, 15-16 Agosto 2011, páginas 64 - 69
- [Shin, 2011] C.L. Shin , "IR-UWB tag and reader for RTLS", en *6th International Conference on Broadband and Biomedical Communications (IB2Com2011)* , 21-24 Noviembre 2011, páginas: 126 - 131
- [Silva, 2009] P.M.M.A. Silva, M. Paralta, R. Caldeirinha, J. Rodrigues, C.M.J.A. Serodio, , "Traceme – indoor real-time location system", en *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, (IECON '09)*, 3-5 Noviembre 2009, páginas: 2721 - 2725
- [Srivastava, 2010] N. Srivastava, "Challenges of Next-Generation Wireless Sensor Networks and its impact on Society", en *Journal of Telecommunications*, Febrero 2010, Volumen 1, Issue 1, páginas: 128-133.
- [Yick, 2008] J. Yick, B. Mukherjee and D. Ghosal , "Wireless Sensor Network Survey", en *Science Direct-Computer Networks*, 22 de Agosto de 2008, Volumen 52, Issue 12, páginas: 2292-2330.

2. Señales y Sistemas UltraWideband

Desde que a finales del siglo XIX, los descubrimientos de Hertz y Tesla permitieron demostrar la existencia de las ondas electromagnéticas, su aplicación a la transmisión de información se ha basado principalmente en la modulación de una portadora sinusoidal. Sin embargo, un siglo más tarde, un sistema alternativo, que permitiese transportar información por medio de portadoras no sinusoidales, fue llamando la atención de la comunidad científica y las empresas de telecomunicaciones.

Fue precisamente en EEUU, donde en 1971, Gerald F. Ross solicitó la patente de un sistema de comunicaciones que se basaba en el uso de pulsos en “banda base” de duración inferior al nanosegundo. En dicha patente Ross señala que este sistema requiere un gran ancho de banda, compartiendo el espectro radioeléctrico, con los sistemas de transmisión convencionales, argumentando que es posible la coexistencia sin que exista interferencia mutua. A finales de los años 80 se establecieron una serie de pequeñas empresas dedicadas a la investigación y desarrollo y posterior comercialización de las tecnologías Ultrawideband (UWB), especializadas en la localización de objetos y comunicaciones, tales como Multispectral Solutions, Inc., Time Domain Corp. o Aether Wire, siendo sus primeros clientes y financiadores de sus investigaciones, las diferentes agencias militares norteamericanas, como DARPA.

A mediados de los años 90, la comunidad científica universitaria fue la impulsora de la divulgación de este tipo de tecnologías en su aplicación civil y comercial, dando lugar al UltraLab de la University of Southern California, momento a partir del cual, las tecnologías UWB fueron presentadas ante la FCC para regular su

uso y comercialización. Posteriormente, otras agencias, como el CEPT y ETSI, o la ITU o el IEEE han seguido los pasos para la regulación y estandarización de estos sistemas.

2.1 Definición y Descripción

Si bien han existido diferentes tecnologías que se agrupan bajo esta nomenclatura tan general, fue en el año 2002, cuando la Comisión Federal de Comunicaciones de EE.UU., por medio de su Part 15, propuso la definición actualmente aceptada de sistemas UWB, como aquellos sistemas de radio:

- 1) que usan un ancho de banda mayor de 500 MHz,

$$BW = f_H - f_L \geq 500 \text{ MHz} \quad (2-1)$$

- 2) o del 25% de ancho de banda relativo a la frecuencia central.

$$\text{donde } f_c = \frac{f_H + f_L}{2} \quad (2-2)$$

$$\frac{BW}{f_c} = \frac{f_H - f_L}{\frac{f_H + f_L}{2}} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 0.25 \quad (2-3)$$

Posteriormente, la ITU, por medio de la recomendación SM.1775 define la tecnología de banda ultraancha, como aquella tecnología para radiocomunicaciones de corto alcance en la que interviene la generación y transmisión intencionadas de energía de radiofrecuencia dispersa a lo largo de una gama de frecuencias muy amplia que puede superponerse a varias bandas de frecuencias atribuidas a servicios de radiocomunicación.

Los dispositivos que utilizan la tecnología UWB tienen que provocar una radiación intencionada por la antena con una anchura de banda en -10 dB de al menos 500 MHz o una anchura de banda fraccional en -10 dB superior a 0,2.

La anchura de banda en -10 dB $\rightarrow B_{-10}$ y la anchura de banda fraccional en -10 dB $\rightarrow \mu_{-10}$ se calculan de la siguiente manera:

$$B_{-10} = f_H - f_L \quad (2-4)$$

$$\mu_{-10} = \frac{B_{-10}}{f_c} \quad (2-5)$$

siendo:

f_H : frecuencia máxima a la que la densidad espectral de potencia de la transmisión UWB es de -10 dB con relación a la f_M ,

f_L : frecuencia inferior a la que la densidad espectral de potencia de la transmisión UWB es de -10 dB con relación a la f_M , que se define como,

f_M : frecuencia de la transmisión UWB máxima,

$$f_c = \frac{f_H + f_L}{2}; \text{ frecuencia central del ancho de banda a } -10 \text{ dB.}$$

(la anchura de banda fraccional puede expresarse en porcentaje).

2.2 Señales Ultrawideband

Bajo la definición anteriormente expuesta, existen un gran número de señales que pueden ser calificadas como UWB, sin embargo las que se han considerado y estudiado para basar las investigaciones y desarrollos comerciales de sistemas UWB, se pueden resumir en las siguientes 4 grandes familias:

- UWB Impulse Radio Monobanda.
- UWB Impulse Radio Multibanda (o Pulsado Multibanda).
- UWB DS-CDMA.
- UWB MB-OFDM.

En los apartados siguientes, se presentan las principales características de cada una de ellas.

2.2.1 Impulse Radio Monobanda

La modulación Impulse Radio monobanda se caracteriza porque la información se transmite por medio de pulsos eléctricos de corta duración temporal, y que ocupan todo el ancho de banda disponible por el usuario. Por regla general, las señales IR-monobanda se forman modulando directamente un tren de pulsos sin portadora específica, con la secuencia de bits a transmitir. Esta señal puede y debe filtrarse posteriormente para evitar interferencias con otras señales y/o sistemas. El hecho de que carezca de portadora simplifica claramente la parte de radiofrecuencia de los transceptores, ya que se evita la necesidad de emplear mezcladores y osciladores en las etapas de conversión de frecuencia.

Por otra parte, los pulsos eléctricos transmitidos, al ser de tan corta duración, permiten una alta resolución del multicamino en recepción, por lo que, debidamente procesado, se puede controlar e incluso aprovechar en el receptor para incrementar la potencia recibida. Tradicionalmente, desde un punto de vista temporal, las señales IR-UWB presentan un *duty cycle* relativamente bajo (la transmisión se realiza en cientos de picosegundos, pasando a continuación a un estado inactivo), sin embargo nuevos avances y técnicas (generación de pulsos digitales en vez de técnicas y circuitos analógicos) permiten que en estos sistemas se estén consiguiendo transmisiones con bajo *duty cycle*, en donde la frecuencia de repetición de pulsos (PRF) es relativamente alta. Esto está permitiendo el uso de sistemas IR-monobanda en aplicaciones de media y media-alta velocidad (hasta 100 Mbps), por encima de las expectativas inicialmente generadas (hasta 10 Mbps).

Sin embargo todos estos avances deben de cumplir siempre con las limitaciones que se establecieron con respecto a potencias de pico transmitidas, y fundamentalmente con las densidades espectrales de potencias que regulan los

organismos oficiales. Otro de los aspectos que se deben considerar y tratar adecuadamente, es el referente a la interferencia mutua entre dispositivos UWB, ya que el incremento del PRF limita la disponibilidad de slots temporales para otros usuarios, e incrementa los requerimientos de la sincronización, de forma que alternativas como antenas muy directivas para comunicaciones punto-punto son las que mas interés despiertan para estas técnicas de alta velocidad.

Desde el punto de vista de sistemas de baja y media velocidad ($< 1\text{Mbps}$), las técnicas IR-monobanda resultan muy interesantes, ya que permiten facilitar la posición y localización de los dispositivos. Esta propiedad presenta enormes ventajas, no solo desde el punto de vista de aplicación, con sistemas que permitan transmitir información a la vez que conocer la posición de los dispositivos, sino que también permiten implementar algoritmos y técnicas de enrutamiento inteligentes, de forma que se optimicen los caminos de retransmisión en las redes de comunicaciones. Esto es de especial interés en redes multisalto, donde la información pasa por diferentes nodos antes de llegar a su destino. El conocimiento de la posición de estos nodos, permite la optimización del camino recorrido, reduciendo el consumo de recursos en las retransmisiones y minimizando los tiempos en la comunicación. Una de las aplicaciones más interesantes dentro de este campo puede ser la de redes de sensores inteligentes, que permiten el desarrollo de redes con nodos autoconfigurables, capaces de recoger información del medio en el que se encuentran, sin necesidad de una infraestructura fija pre-establecida, a la vez que minimizando los tiempos de despliegue y puesta en funcionamiento de la red.

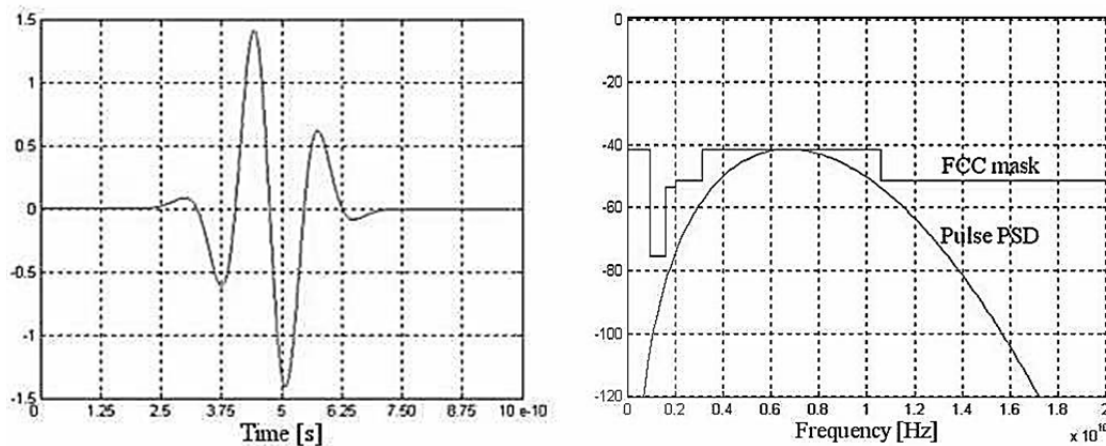


Figura 3 – Pulso IR-monobanda a) representación temporal y b) frecuencial

2.2.1.1 Modulación de la Información

A la hora de modular la información en la *Impulse Radio*, existen diversas alternativas, que parten del *pulse position modulation (PPM)*, donde la posición de los pulsos determina el símbolo transmitido, la *pulse amplitude modulation (PAM)*, por la amplitud de los pulsos, y sus diferentes variantes, como por ejemplo la modulación *on-off keying (OOK)*, *binary phase shift keying (BPSK)*, híbridos de la PAM, PPM y

alternativas de ordenes superiores. Explicación detallada e ilustrada con ejemplos de estas modulaciones están incluida en el apartado 2.2.2.1.

A la hora de clasificar estas diferentes alternativas y seleccionar la modulación óptima, hay una serie de características que debe de ser tenida en consideración. El esquema de modulación escogido, debe de proveer unos niveles de protección contra errores (BER) aceptable, para una determinada energía por bit, dentro de entornos de canales de propagación multicamino con ruido gaussiano blanco (AWGN), a la vez que permita las mayores tasas de transmisión y velocidades binarias posibles. También, la densidad espectral de potencia (*Power Spectral Density* – PSD) debe de ser respetuosa con respecto a la regulación que se establece para los sistemas UWB, y mantenerse dentro de los niveles permitidos. Finalmente, y no por ello menos importante, otro de los aspectos fundamentales y críticos a la hora de seleccionar un esquema de modulación adecuado, debe de tener en cuenta tanto la complejidad de transmisor, como sobre todo, la del receptor que debe sincronizar la señal recibida, y demodular dicha información. Dicha complejidad exige en ocasiones circuitos con consumos de potencia excesivos, que pueden llegar a superar las especificaciones para las aplicaciones para las cuales están orientados (por ejemplo, sistemas con resolución temporal muy fina, del alto consumo de la lógica digital que los controla, en redes de sensores).

Existen una serie de estudios donde se realiza una comparación bastante detallada entre los diferentes sistemas básicos de modulación arriba expuestos. Las conclusiones que se pueden obtener de dicho estudio, llevan a la conclusión que un sistema BPSK presenta niveles más bajos que sus competidores en términos de BER, y un espectro más plano, a la vez que OOK permite una arquitectura del transceptor más sencilla. Los sistemas PPM presentan una mayor degradación de la tasa de error que los sistemas con modulación de fase en canales con ruido gaussiano blanco, y también en sistemas multi-usuario debido a la falta de ortogonalidad con duraciones de símbolos más largos (múltiples posibles posiciones de los pulsos). Las modulaciones de ordenes superiores pueden reducir la tasa binaria transmitida a la vez que reducir la interferencia inter-símbolo (ISI). Los sistemas híbridos PAM-PPM también parecen permitir incrementar las velocidades de transmisión, manteniendo la tasa de errores, y niveles de potencia.

2.2.1.2 Pulse Position Modulation con Time Hopping

Una de las primeras propuestas realizadas para la implementación de sistemas UWB [Scholtz, 1993], se basaba en el empleo de una modulación de pulsos radio (típicamente un monociclo gaussiano) PPM, combinada con un método de acceso al medio *Time Hopping*, que puede ser descrita por medio de la ecuación:

$$s^{(k)}(t) = \sum_j w \left(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - d_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)} \right) \quad (2-6)$$

Esta es la forma de onda del usuario k , que utiliza un pulso de forma $w(t)$ (monociclo gaussiano) para transmitir un símbolo j . Se comprende mejor estudiando por separado los retrasos que se le aplica al pulso:

T_f : Es el tiempo de repetición de los pulsos o tiempo de trama. Su valor se sitúa en cientos o miles de veces el ancho del monociclo. De aquí proviene el bajo *duty cycle* de la señal UWB.

$c_j^{(k)}$: Se corresponde con el código de *Time Hopping*, se utiliza para evitar la colisión entre las señales de los distintos usuarios. Su valor se sitúa entre 0 y N_h y se asume que $N_h T_c \leq T_f$. Por lo tanto el retraso pseudoaleatorio que se aplica al pulso varía entre 0 y $N_h T_c$.

Pueden darse dos casos que $N_h T_c / T_f$ sea muy pequeño, por lo tanto la posibilidad de colisión entre los usuarios crece, o que esa relación sea cercana a uno, con lo que utilizando los debidos códigos pseudoaleatorios podemos obtener señales más parecidas a ruido gaussiano y producir una menor interferencia.

$d_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)}$: En este término viaja la información sobre la señal. Cada pulso es retrasado por un valor binario d , un tiempo 0δ o 1δ , de acuerdo con la información que el usuario k quiere transmitir. El subíndice $\lfloor j/N_s \rfloor$, que denota la división entera, indica que ésta es una modulación que repite la información, es decir la información que se quiere transmitir se repite durante N_s pulsos. Con este factor se puede controlar la ganancia del sistema, que es similar a la llamada ganancia de procesamiento que se obtiene en los sistemas de espectro ensanchado.

En la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** se aclara la estructura de la modulación PPM combinada con *Time Hopping*.

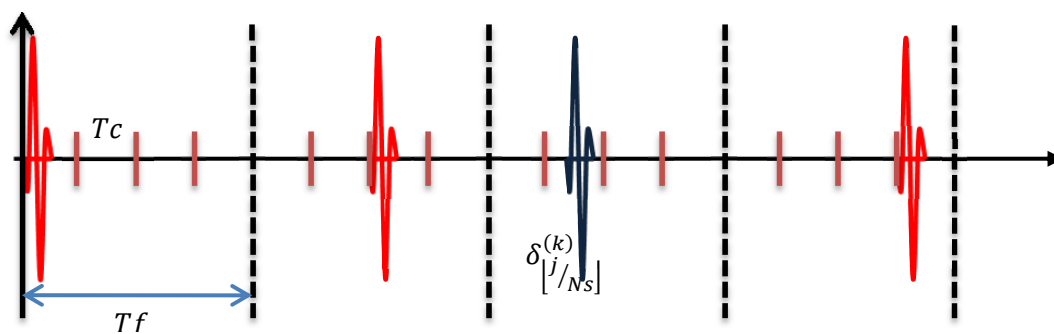


Figura 4 – Modulación TH + PPM

Un usuario, $N_s=1$, $N_s=1$

$T_f=4T_c$ / $c^{(1)}=\{0,2,1,3\}$ / $d^{(1)}=\{0,0,1,0\}$

De forma que la tasa de símbolos resultante:

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{N_s T_f} \quad (2-7)$$

Como principal ventaja de esta modulación, cabe destacar que el esquema del transmisor es muy sencillo, ya que no es necesario utilizar una señal portadora, y por tanto se puede implementar con mayor facilidad en hardware digital y de reducido tamaño, tal y como es necesario en redes de sensores. Además es posible conseguir altas tasas binarias, ya que por ejemplo, partiendo de un pulso de duración 100 ps y un $T_f=10\text{ns}$ se obtienen una tasa binaria máxima $R_s=100\text{Mbps}$.

Si esto se combina con una codificación adecuada, la señal radiada provoca una potencia de interferencia muy baja en las bandas de otros sistemas y además con una distribución frecuencial semejante al de ruido blanco gaussiano. En lo relativo a su uso en sistemas de posicionamiento, posee unas buenas características, ya que la precisión en la localización es inversamente proporcional a la anchura del pulso. Se beneficia de un buen comportamiento frente al multicamino debido a la pequeña anchura de los pulsos.

Sin embargo, es precisamente esa propiedad de ocupar todo el ancho de banda con cada pulso, la que puede provocar que ante determinadas señales muy débiles, como puedan ser las de radioastronomía, o señales GPS, incluso un mínimo incremento del fondo de ruido, puede afectar su correcta recepción. Es por ello, que en todas las propuestas de estándares para señales UWB, se han integrado medidas de protección DAA (*Detection and Avoidance*), de forma que se pueden evitar ciertas bandas, en caso de presencia de otros sistemas operando en dichas frecuencias.

2.2.2 Impulse Radio Multibanda

A diferencia de lo que ocurre en un sistema monobanda, las aproximaciones multibanda dividen el espectro disponible en varias bandas de transmisión más pequeñas, de forma que la información de uno o varios usuarios puede transmitirse haciendo uso de una o varias de estas sub-bandas. De esta manera, la flexibilidad espectral se incrementa, ya que se permiten cambios de banda de comunicaciones, uso monobanda o múltiple, y se facilita la co-existencia, en el caso de encontrarnos con sistemas que operen en la misma banda o en bandas muy próximas a las de nuestros dispositivos (como por ejemplo las *Wireless LAN*, basadas en el estándar IEEE 802.11a que trabajan en la banda de 5 GHz). Una vez dividido el espectro en diferentes bandas de trabajo, tal como se muestra en la Figura 5, podemos modular la señal de información de distintas maneras, siendo las tres técnicas más conocidas las de *Multiband Impulse Radio*, el espectro ensanchado de secuencia directa (DS-SS) de alta velocidad, y los sistemas multibanda OFDM.

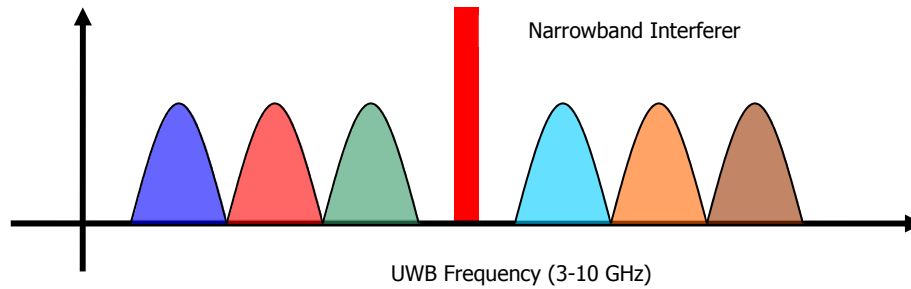


Figura 5 – Aproximación de pulsos multibanda

La primera de las alternativas para la implementación de un sistema multibanda se basan en el empleo de diferentes portadoras en cada una de las diferentes sub-bandas para transmitir la información.

El periodo temporal que representa el intervalo de repetición de pulsos (*Pulse repetition interval – PRI*), T_{PRI} , se define como el intervalo de tiempos entre los comienzos de dos pulsos consecutivos dentro de la misma sub-banda, y los cambios efectuados sobre este parámetro permiten el incremento o reducción de la tasa binaria de todo el sistema de comunicaciones. Por ejemplo, incrementar el T_{PRI} tiene como consecuencia una reducción de la tasa binaria, pero a la vez puede que resulte beneficioso ya que también reduce la interferencia inter-pulso (IPI) en el receptor, que puede ser un factor crítico en canales sin línea de vista, donde el *delay spread* es elevado (superior incluso al T_{PRI}), o con reflexiones (multi-camino) de potencia relativa elevada. Esta técnica permite una mejora de la eficiencia y rendimiento del sistema en este tipo de canales de propagación.

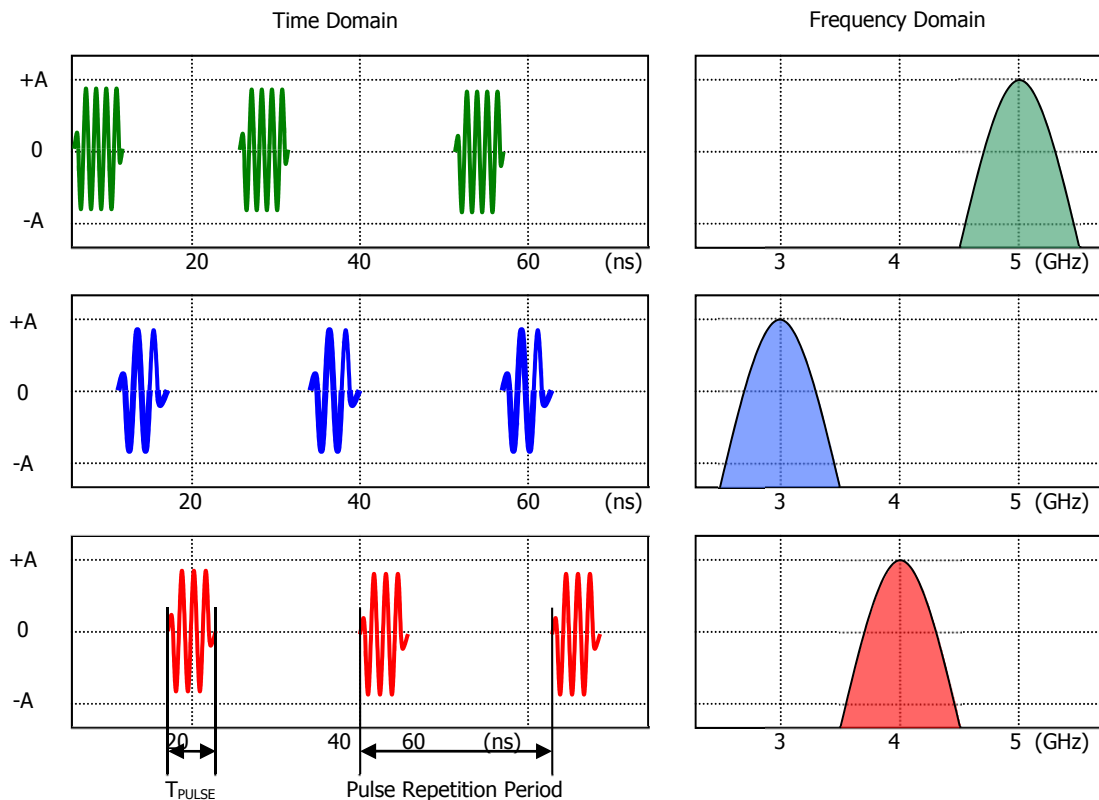


Figura 6 – Transmisión simultánea en diferentes sub-bandas

A fin de poder optimizar las prestaciones de este tipo de sistemas por medio del uso de varias sub-bandas, se han desarrollado distintas alternativas a los sistemas puramente *Impulse Radio*, en las que cada uno de los pulsos transmitidos ocupa únicamente una de las sub-bandas definidas, aplicando las opciones de modulación ya planteadas para los sistemas monobanda, en cada una de estas sub-bandas. Por ejemplo, en la Figura 6 se muestra cómo la información de tres usuarios diferentes es transmitida simultáneamente haciendo uso de tres sub-bandas. De esta manera, el efecto resultante es la multiplexación en frecuencia de diferentes señales *Impulse Radio*, permitiendo la transmisión de múltiples señales de banda ancha por diferentes canales al mismo tiempo. Estas señales, no interfieren entre ellas porque los canales definidos para cada sub-banda no se superponen en el espectro.

Con el objetivo de permitir a su vez la implementación de técnicas de acceso multi-usuario, que permitan la intercomunicación entre distintos usuarios, cada una de estas señales puede ser a su vez transmitida siguiendo un esquema TDMA, cambiando la banda de transmisión en función del tiempo, o incluso permitiendo el uso de más de una sub-banda por usuario, con el fin de alcanzar mayores tasas binarias.

En el lado del receptor, los diferentes canales son separados, y demodulados individualmente. Una de las principales características y propiedades de esta técnica multi-banda, es que en caso de peligro de interferencia con otros sistemas funcionando en el rango de acción de los dispositivos, pueden seleccionarse y emplearse únicamente determinados canales, evitando el uso de aquellos que coinciden en frecuencia con los demás servicios o sistemas presentes, sin olvidar que no todos los sistemas presentan las mismas necesidades de ancho de banda (por ejemplo los sistemas de medias y altas tasas binarias pueden usar uno o varios canales, mientras que los de muy alta velocidad pueden emplear todo el espectro disponible). La Figura 7 muestra una representación de 4 pulsos multibanda transmitidos en diferentes slots temporales.

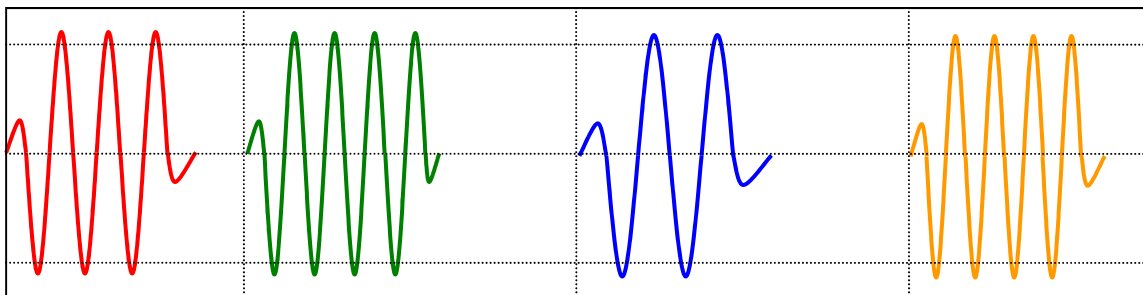


Figura 7 – Pulsos Multibanda en el dominio del tiempo

2.2.2.1 Modulación de la Información

En los sistemas PM-UWB, se consideran principalmente tres técnicas de modulación de la información.

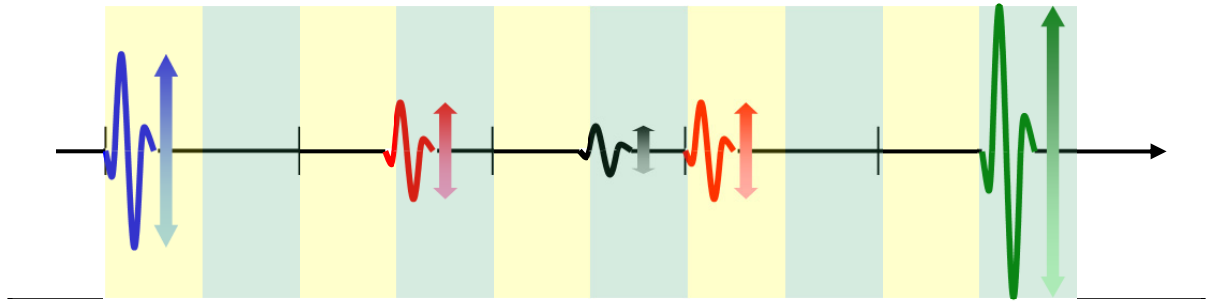


Figura 8 – Pulsos PAM

PAM: *Pulse Amplitude Modulation (PAM)* que es la más simple alternativa de modular pulsos, y esta basada en la transmisión de la información en función de la amplitud (por tanto energía y/o potencia) de los pulsos transmitidos, tal y como se muestra en la Figura 8.

OOK: *On-Off Keying*, que es un caso particular y simplificado (binario) de la modulación PAM, consistente en la presencia o ausencia de pulso transmitido en cada una de las sub-bandas (Figura 9).

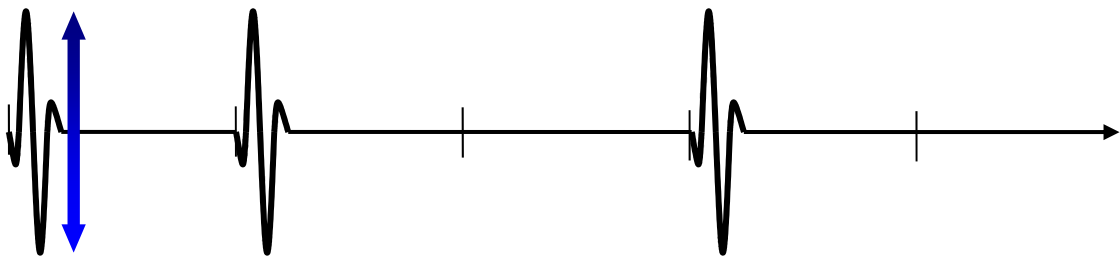


Figura 9 – Pulsos OOK

FSK: *Frequency-Shift Keying* es la forma más simple de modulación en frecuencia (FM), y se utiliza para la modulación digital de forma que 2^N posibles símbolos, se representan por medio de 2^N frecuencias diferentes a lo largo del ancho de banda de UWB. La Figura 10 muestra un ejemplo de FSK con 8 sub-bandas.

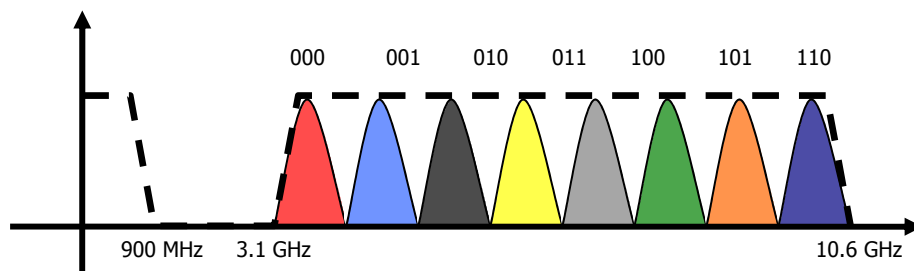


Figura 10 – Pulsos modulados en FSK

PPM: *Pulse Position Modulation (PPM)*, es una técnica de modulación que hace uso de pulsos de amplitud y duración uniforme, pero desplazados sobre un eje o base de tiempos, de acuerdo con los datos modulados. PPM presenta una ventaja sobre otras técnicas de modulación (como por ejemplo *pulse amplitude modulation - PAM*) consistente en una mayor inmunidad frente al ruido, ya que el receptor solo necesita detectar la presencia del pulso recibido en el tiempo correcto, sin prestar atención a la amplitud o la duración del mismo (Figura 11).

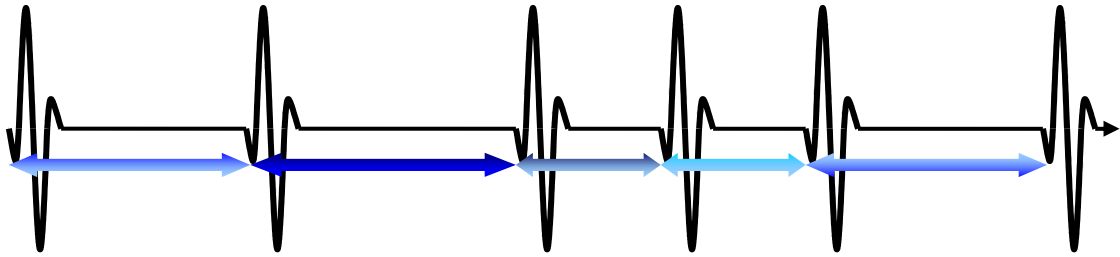


Figura 11 – Pulsos modulados en PPM

Se pueden conseguir diferentes órdenes de modulación combinando estas técnicas de PAM, FSK y PPM.

El hecho de ser un sistema multibanda, permite una gran flexibilidad en la configuración del sistema. Tal y como se ha señalado en el anterior apartado, la principal problemática de las señales UWB es su capacidad de coexistencia con otros sistemas, y es por ello que se han formulado varias alternativas basadas en un esquema UWB multibanda, que permitiesen avanzar en su proceso de estandarización y regulación. Las altas tasas binarias y su capacidad de coexistencia lo postulan como un sistema adecuado para la transmisión en el hogar de audio y video de alta calidad.

Sin embargo, como contrapartida, se pierde cierta capacidad de precisión al aumentar la duración y minorar la resolución temporal de los pulsos (reduciendo su ancho de banda total). Por otra parte, también se ha complicado la arquitectura a implementar, ya que es necesario poder realizar la separación entre bandas, para lo cual deben emplearse o bien portadoras o bancadas de filtros, para poder emplazar la señal generada, en la banda disponible.

2.2.3 DS-CDMA de alta velocidad (Gchip/s)

La primera de las alternativas a las técnicas de Impulse Radio que vamos a considerar, esta basada en la utilización de un sistema tradicional de espectro ensanchado por secuencia directa (*Direct Spectrum CDMA*) en donde la frecuencia de chip es tan alta, que el ancho de banda final ocupado por el sistema cumple con los requisitos contemplados por la definición de señales UWB, como para considerarse una de ellas. Es por esta razón que los sistemas UWB DS-SS presentan muchas de las propiedades y características de los sistemas tradicionales de CDMA.

Hay muchos aspectos de los sistemas DS-SS que vamos a considerar a continuación, que son específicos de un sistema UWB. Un sistema DS-SS UWB tiene que tener una caída fuera de banda muy acusada, de forma que no interfiera con otros usuarios o servicios, por lo que se propone filtrar la señal DS-SS inicialmente generada con un filtro coseno alzado. Las características de este filtro determinaran por tanto el ancho de banda, y la frecuencia de chip de todo nuestro sistema. Además, este filtro conformara la forma de onda de la propia señal a transmitir, pero manteniendo siempre su forma básica de onda generada por medio de un tren de pulsos banda base. Es por este motivo, que el receptor de DS-SS UWB presenta muchas similitudes con los sistemas de radio impulsiva que hemos descrito previamente.

Por otra parte, una selección adecuada de los códigos CDMA, puede ayudar al proceso de filtrado, utilizando secuencias de chips cuyo espectro caiga de forma abrupta en los extremos de la banda. Adicionalmente, la selección de códigos puede ser utilizada para maximizar la eficiencia espectral de todo el sistema.

Finalmente cabe reseñar que la necesidad de tanto ancho de banda, y por tanto de frecuencias de chip tan altas, implican que los correladores en el receptor son claves a la hora de determinar la eficiencia y rendimiento del sistema. Por otra parte, los periodos tan pequeños de los chips, imponen que la longitud del canal en términos de número de chips es más grande que en los sistemas convencionales. Como en los sistemas CDMA es preferible que las secuencias de chips sean mayores que la longitud del canal, esto impone que en los sistemas DS-SS UWB tengamos códigos más largos.

2.2.3.1 Modulación de la Información

Las distintas propuestas que se están barajando para el DS-SS UWB, soportan comunicaciones de datos utilizando varias modulaciones de amplitud en cuadratura, de orden M , que van desde BSPK a QAM64, de forma que se puedan servir tasas de datos variables desde los 10Mbps hasta 1600Mbps. Sin embargo, considerando el ancho de banda disponible, la densidad de bit no es suficiente para alcanzar una tasa de transmisión de 1600Mbps. Por ello, se ha propuesto superponer múltiples códigos para un mismo usuario, de forma que con esta multiplexación, se consiga ese *throughput* total.

Órdenes superiores de la modulación QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) y la superposición de códigos imponen que el conversor ADC del receptor necesite una muy buena resolución. Para una 64-QAM y superposición de 7 códigos, el DAC necesita al menos 8 bits. El orden M de la modulación también hace necesario este requisito, por lo que en muchas ocasiones, y a fin de reducir la complejidad, se impone que parte del proceso de correlación de la señal recibida tenga que hacerse de forma analógica.

Una de las propuestas más desarrolladas propone el uso de un mapeado de Gray para la modulación 64-QAM, de forma que se minimice el efecto del ruido.

Por otra parte, XtremeSpectrum Inc. y Motorola defendieron como alternativa de trabajo en el IEEE Task Groups 802.15.3a [Fisher, 2004], una modulación basada en DS-CDMA, que comprendía el funcionamiento del sistema en 3 modos diferentes:

- Low band 3.1-5.15 GHz, 25-450Mbps
- High band 5.825-10.6 GHz, 25-900Mbps
- Multi-band 3.1-5.15 GHz + 5.825-10.6 GHz,, hasta 1.35Gbps

haciendo uso en todos los casos de una modulación del tipo M -ary *biorthogonal keying* (MBOK), con códigos ternarios de 24-chip y 32-chip. Para ello se proponían secuencias de espectro ensanchado, con pulsos conformados en coseno alzado y QPSK/BPSK. Además, se complementaba con una protección contra errores tipo FEC, con códigos

convolucionales ($K=7$ o $K=3$), un *interleaver* de 600 bits, (63,55)-Reed Solomon y códigos concatenados. Los pulsos en este caso tenían una duración de al menos 5usec, suficiente para transmitir el preámbulo de las tramas.

Tabla 1 – Características DS-CDMA

	RRC BW	Chip Rate	Code Length	Symbol Rate
Low Band	1.368 GHz	1.368 GHz (± 1 MHz, ± 3 MHz)	24 or 32 chips/symbol	57 or 42.75 MS/s
High Band	2.736 GHz	2.736 GHz (± 1 MHz, ± 3 MHz)	24 or 32 chips/symbol	114 or 85.5 MS/s

RRC = Root raised cosine filtering

Se proponía un control de acceso para múltiples usuarios por medio de tres técnicas diferentes:

- FDM: eligiendo una de las dos bandas propuestas.
- CDM: disponiendo de 4 conjuntos de códigos CDMA para cada banda de frecuencias (canales lógicos).
- TDM: usado en cada piconet según el protocolo TDMA 802.15.3.

La principal ventaja de esta propuesta parte de que por medio de las técnicas de espectro ensanchado, para una misma potencia media transmitida, presentan menor interferencia que otro tipo de sistemas. Además con la propuesta realizada, siempre existe la opción de evitar una de las 2 bandas de funcionamiento en caso de señales coexistentes.

Sin embargo, esta propuesta presenta una alternativa muy similar a las del tipo MB-OFDM, en las que también se provoca un ensanchamiento de la duración de los pulsos, convirtiéndose en tramas completas. Por otra parte, cuanto mayor es la complejidad en la modulación y codificación, más se aleja de la simplicidad que ha dado origen a las propuestas del uso de señales y sistemas UWB.

2.2.4 OFDM Multibanda

Un sistema multibanda divide el espectro disponible en diferentes bandas más pequeñas, y transmite información por una o varias de cada una de ellas. El uso de múltiples y alternas bandas en los dominios tiempo-frecuencia, favorece la resistencia frente a interferencias, mejora la diversidad frecuencial del canal, y permite potencias de transmisión instantáneas más altas, dado que las regulaciones se centran sobre todo en las densidades espectrales de potencia.

Los sistemas multibanda incrementan la flexibilidad espectral, en gran parte debido a que permiten seleccionar qué banda puede usarse en cada momento, y por tanto presentan unas mejores propiedades para la coexistencia con otros sistemas y servicios, ya que pueden saltar entre distintas bandas, hasta encontrar una que este libre (como por ejemplo con las Wireless LAN (IEEE 802.11a) que operan a 5 GHz), o en casos todavía más restrictivos como UMTS o FWA. De acuerdo con este esquema de

modulación por banda, los sistemas OFDM (*Orthogonal Frequency De-multiplexing*) es uno de los candidatos para un sistema UWB-multibanda.

Entre otros motivos, uno de los principales argumentos a favor de la selección de la modulación OFDM, es su gran resistencia frente al multicamino, algo que es inherente a los sistemas basados en técnicas de banda estrecha. Limitando el ancho de banda instantáneo del símbolo OFDM aproximadamente a 528 MHz (para los sistemas de alta velocidad HDR) reducimos los requisitos de las etapas conversoras analógica-digitales, de forma que pueden realizarse en tecnologías CMOS, reduciendo los costes y la dificultad de los diseños. Es más, la modulación OFDM se puede interpretar como una extensión natural del concepto multibanda, permitiendo la selección en frecuencia hasta el nivel de cada tono, en vez de a nivel de símbolo.

Los símbolos OFDM pueden ser generados de una forma digital, incrementando de esta manera la flexibilidad del diseño, y permitiendo un coste mas reducido, a la vez que mayor rendimiento en los dispositivos, ya que los componentes digitales progresan mucho más rapido que sus equivalentes analógicos.

2.2.4.1 Modulación de la Información

En un sistema MB-OFDM se ha realizado una propuesta por la cual la modulación de los datos está fundamentada sobre un conjunto de 128 tonos, por cada símbolo, de entre los cuales 6 se mantienen como tonos nulos, 22 como pilotos y definidos por el usuario como tonos de guardia, y los 100 restantes como de datos. Cada uno de estas portadoras de datos se modula con una QPSK.

Para tasas de datos mas bajas, la modulación QPSK se manipula, de forma que la transformada inversa de Fourier crea una señal real solo en el dominio del tiempo (FFT conjugada) Esto permite el uso de circuitos analógicos, digitales y de radiofrecuencia más sencillos.

Con esta arquitectura, se minimizan los problemas de coexistencia con otros sistemas, llegando incluso a poder eliminar totalmente la señal existente en las bandas interferentes, ya que se tiene un control completo sobre la configuración del espectro que deseamos transmitir. Al tratarse de una modulación OFDM, ya se ha demostrado previamente su eficacia en tecnologías como el ADSL y 802.15a/g, destacando, además, por un comportamiento óptimo frente al multicamino.

Sin embargo, como contrapartida, es necesario utilizar DSP adecuados para poder generar y procesar la señal OFDM, por lo que su desarrollo también está limitado por la tecnología CMOS actual.

Dentro del ámbito de la investigación llevada a cabo en este trabajo, se puede comprobar que al no utilizar pulsos de corta duración, la resolución de estos sistemas para su uso en aplicaciones de localización y posicionamiento se ve claramente degradada, lo que hace este tipo de UWB más adecuado para comunicaciones de alta tasa binaria, y no en redes RTLS.

2.2.5 Selección y Motivación

Una vez expuestas y analizadas las diferentes alternativas de señales UWB que la comunidad científica y la industria estaba planteando para el desarrollo de sistemas comerciales y estándares, y sobre todo, considerando el tipo de aplicaciones que se tomaron como referencia para desarrollar el trabajo de investigación aquí resumido, se escogió de entre todas las opciones la de los sistemas Impulse Radio, que además de representar una ruptura con todo lo anterior en el mundo de las comunicaciones (OFDM y CDMA son técnicas ya muy desarrolladas, y con múltiples productos comerciales en la actualidad, ADSL o UMTS por poner un ejemplo), permiten la posibilidad de conocer la posición de los nodos de la red, abriendo un amplio abanico de posibilidades para aplicaciones finales, o técnicas de redes inteligentes que hasta ahora solo han podido desarrollarse a nivel de algoritmos y planteamientos teóricos. Esto no quita, que hasta este punto de toma de decisiones, se haya dedicado parte del esfuerzo y tiempo a un conocimiento mas detallado y profundo (por ejemplo por medio de simulaciones), de las diferentes opciones posibles [EUWB, 2011]

2.3 Legislación y Normativa

2.3.1 Regulación

Para la introducción de una nueva tecnología de radio, especialmente cuando se trata de sistemas de gran ancho de banda, hay que tener presente, los diferentes marcos regulatorios existentes en las distintas regiones del mundo. Los servicios existentes de radiocomunicaciones tradicionales han ido ocupando las bandas espectrales disponibles, de forma que cada estado, o conjunto de estados que comparten una regulación, ejercen un control de los recursos del espectro, para posibilitar un acceso armonizado y un marco de uso adecuado para cada servicio o aplicación.

Tras varios años de debates, iniciativas, propuestas y negociaciones entre los diferentes interlocutores, por una parte, los operadores de telecomunicaciones, que habían tenido que pagar sumas ingentes de dinero por pequeñas porciones del espectro para el despliegue de UMTS, y por otra, los fabricantes de electrónica, que solicitaban el libre uso de varios GHz del espectro para el desarrollo de los sistemas UWB, no fue posible llegar aun acuerdo a nivel mundial sobre el uso de espectro para los sistemas UWB, pero si se estableció un marco modular común, que establecía qué “bandas” se podían usar en cada región, siendo estas bandas definidas y acordadas a nivel mundial.

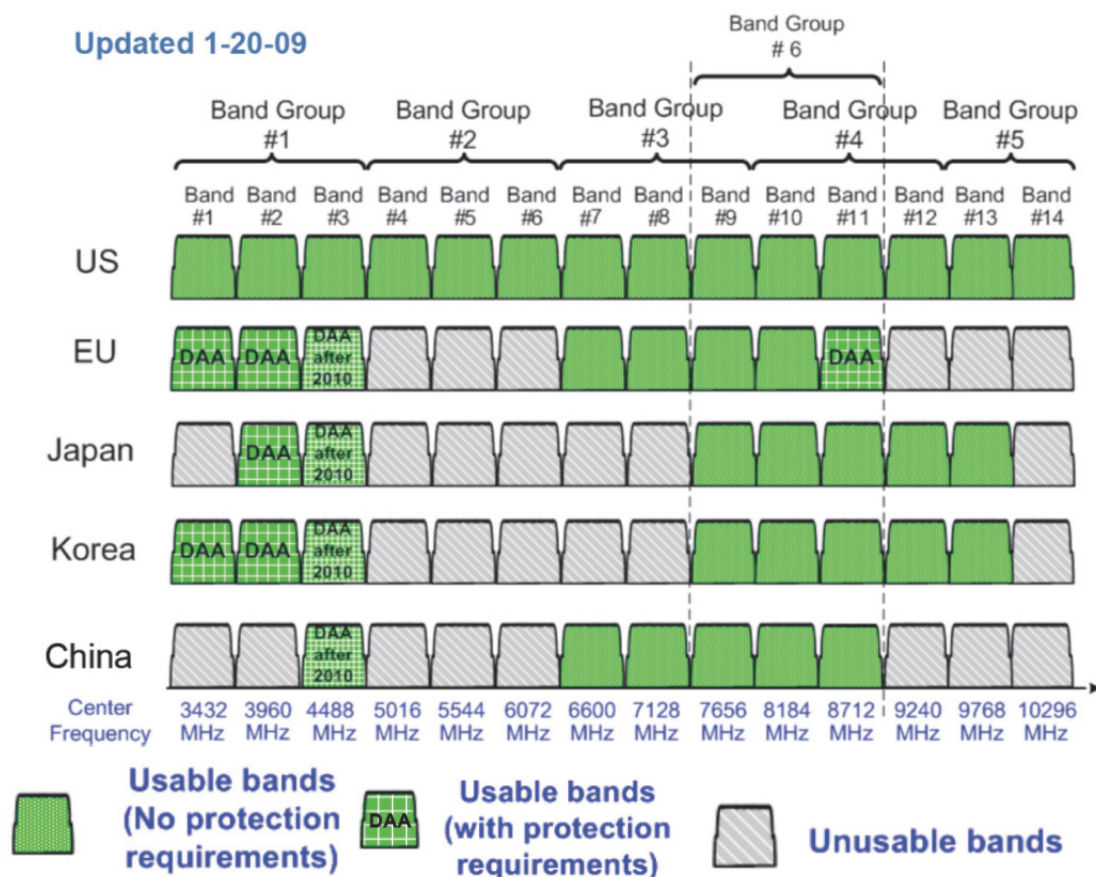


Figura 12 – Reparto del espectro en las bandas de 3.1 a 10.6 GHz (Wimedia 2009)

Como se ha indicado anteriormente, la energía de transmisión de la señal UWB se distribuye a lo largo de un gran ancho de banda, lo que resulta en una densidad de potencia radiada mínima, de forma que se permite la reutilización o reuso del espectro radio. Sin embargo, la posibilidad de operar con sistemas UWB en bandas con licencia requiere garantizar en todo momento que los servicios de radio ya operativos, no se ven en ningún momento afectados (interferidos), por dichas señales UWB. Con el objetivo de salvaguardar la coexistencia de las diferentes señales y servicios, los organismos y agencias reguladoras de cada país o asociación de estados, han propuesto máscaras que limitan la PIRE máxima emitida por los equipos UWB.

Dependiendo de la zona geográfica en la que nos encontremos, la regulación se coordina de la siguiente manera:

- en Europa por un proceso acordado entre el ETSI, como el organismo de normalización, y de la CEPT, el regulador, por medio del WGMF,
- en los EE.UU. una situación similar se establece entre la FCC y la NTIA,
- en Asia la situación es más compleja: la APT es un foro en el que las administraciones nacionales trabajan en conjunto, pero de una manera no vinculante para los países participantes (similar a la CEPT ECC, pero sin obligado cumplimiento por parte de los estados miembros).

Como resultado, se han ido obteniendo a lo largo de estos últimos años, las diferentes recomendaciones de uso por países.

La primera regulación referente a UWB fue publicada en Febrero de 2002 en los EEUU, por medio de la FCC 02-48 y establecía unas bandas de operación mostradas en la Figura 13. Fue la primera, y la más positiva y flexible a los intereses de la comunidad UWB, en gran parte debido al tremendo interés y presión ejercida por empresas como Time Domain, y Multispectral, vinculadas al Departamento de Defensa federal. Esta regulación dotaba a los promotores y comunidad UWB de 7.5 GHz de espectro para el desarrollo de los sistemas, bajo la promesa del desarrollo de tecnologías de bajo coste, para comunicaciones inalámbricas, y aplicaciones de *ranging* y *tracking*.

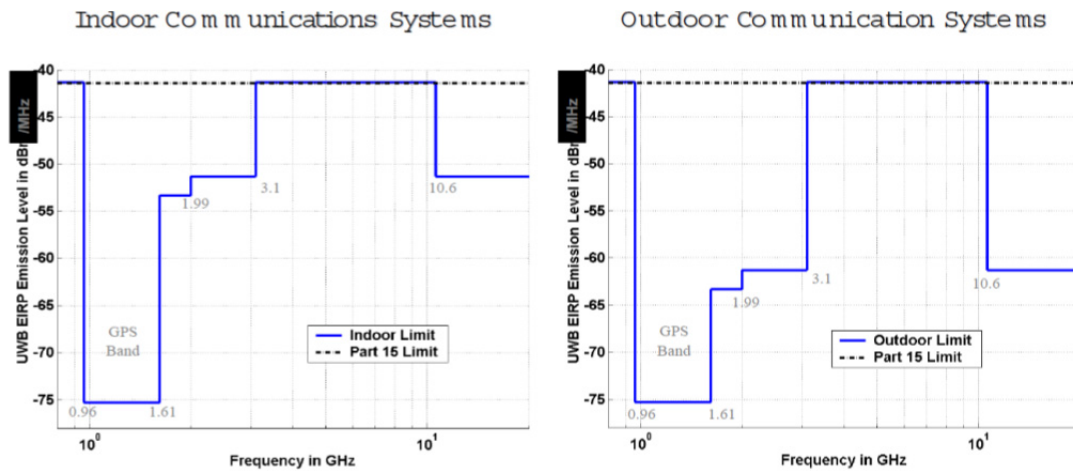


Figura 13 – Bandas propuestas por la FCC para entornos interiores y exteriores

Después de EEUU, otros países han ido publicando sus regulaciones relativas a las señales UWB, pero siempre ofreciendo planteamientos mucho más conservadores. Tanto en Europa, Japón o en China, la regulación aprobada fue más restrictiva que la de EEUU, desde el número de bandas permitidas, como los niveles de densidad de potencia radiada. En Europa, el uso de sistemas de transmisión UWB, estuvo inicialmente regulada por medio de la *Commission Decision* 2007/131/EC (basada en las normas ECC/DEC/(06)04 y ECC/DEC/(06)12). Una revisión posterior a esta norma, fue la *Commission Decision* 2009/343/EC, basada en los acuerdos alcanzados en el seno del CEPT, tras el análisis de los resultados obtenidos de los estudios de compatibilidad realizados. Dicha norma estableció niveles más altos en las densidades de potencias transmitidas, para aquellos casos en los que los dispositivos implementasen un sistema automático de detección anti-interferencias, conocido por sus siglas en inglés como DAA (*Detection and Avoidance*), y que además, fueran sistemas de bajo régimen de transmisión LDC (*Low Duty Cycle*), en los que:

- los duración de los pulsos radio transmitidos no podrá ser superior a 5 ms,
- no se transmitirá más de 50 ms de señal (suma de los periodos de transmisión) por cada segundo (5% sobre 1 segundo),
- ni más de 18 segundos por cada hora (0,5% de cada hora).

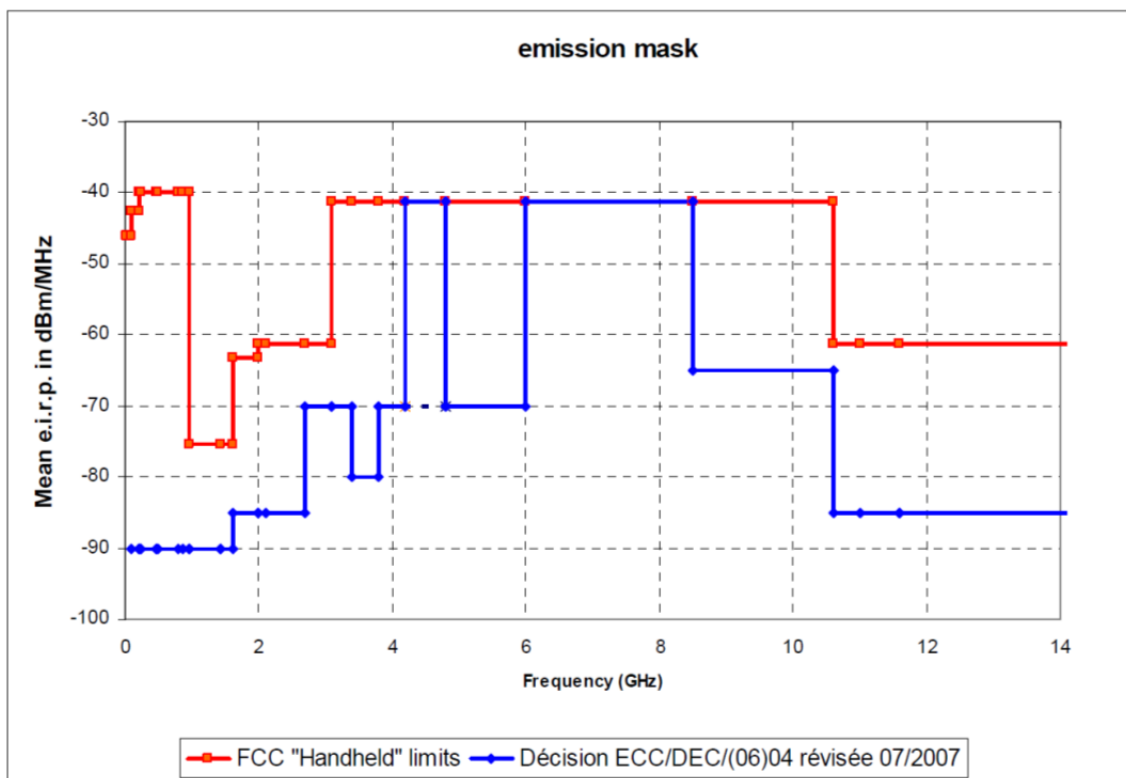


Figura 14 – Mascara de emisión aprobada por la FCC y el ECC

En la Figura 14, se representa la superposición de las 2 máscaras inicialmente aprobadas por la FCC, norteamericana, y la Comisión Europea para su regulación dentro de la EU. Los valores aprobados en Europa, fueron revisados en el 2009, dando lugar a unos nuevos limites.

La Tabla 2 recoge los valores de densidad espectral de potencia, permitidos por la *Commission Decision* del 21 de Abril de 2009, que remplazaba la previa con código 2007/131/EC, para el uso de equipos empleando tecnologías UWB (código C(2009) 2787, 2009/343/EC), compartiendo el espectro con el resto de señales radio, tal y como se muestra en la Figura 15.

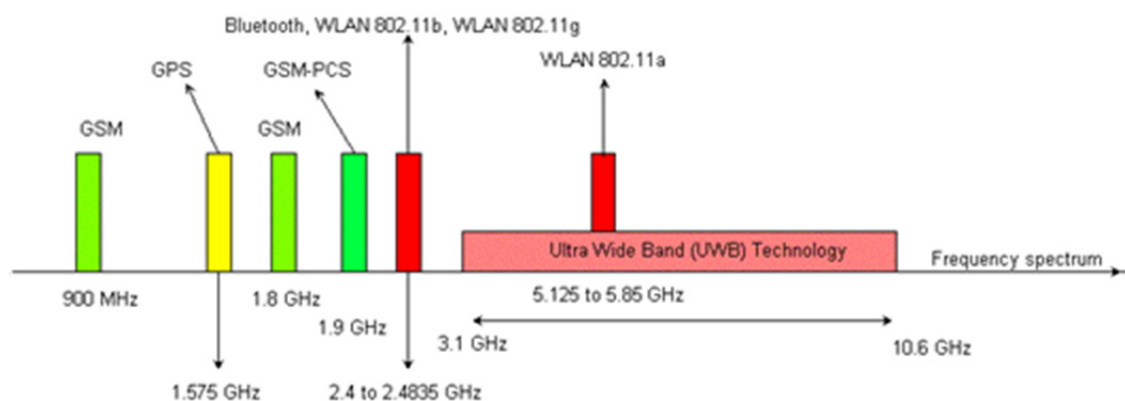


Figura 15 – Reparto del espectro radioeléctrico simplificado

Tabla 2 – Máximas densidades espectrales de potencia permitidas en la EU

Frequency range (GHz)	Maximum mean e.i.r.p. density (dBm/MHz)	Maximum peak e.i.r.p. density (dBm/50MHz)
Below 1,6	– 90,0	– 50,0
1,6 to 2,7	– 85,0	– 45,0
2,7 to 3,4	– 70,0	– 36,0
3,4 to 3,8	– 80,0	– 40,0
3,8 to 4,2	– 70,0	– 30,0
4,2 to 4,8	– 41,3 (until 31 December 2010) – 70,0 (beyond 31 December 2010)	0,0 (until 31 December 2010) – 30,0 (beyond 31 December 2010)
4,8 to 6,0	– 70,0	– 30,0
6,0 to 8,5	– 41,3	0,0
8,5 to 10,6	– 65,0	– 25,0
Above 10,6	– 85,0	– 45,0

2.3.2 Estándares

2.3.2.1 IEEE

Después de diferentes luchas y disputas en el ámbito empresarial, a la hora de definir un estándar para los sistemas UWB, fruto de las cuales surgieron un conjunto de consorcios o alianzas industriales, tales como el UWB Working Group, WiMedia Alliance, MultiBand OFDM Alliance, Wireless USB Industry Group, etc...finalmente fue posible la inclusión de las diferentes alternativas propuestas, en 3 grupos de trabajo del IEEE diferentes:

IEEE 802.15.3a trabajó sobre dos propuestas para UWB: la propuesta de OFDM, de la Multiband OFDM Alliance (MBOA) y la propuesta de secuencia directa (*Direct Sequence*, DS). Debido a la falta de acuerdo definitivo para la aprobación de un estándar, este grupo de trabajo acabó disolviéndose en el 2006. Desde entonces, se adoptó como estándar de-facto para la alta velocidad WPAN, el propuesto por la UWB WiMedia Alliance (Wimedia 2009), que también participó muy activamente en el desarrollo de una propuesta para el estándar de Bluetooth bajo el IEEE 802.15.1.

IEEE 802.15.4a, estándar desarrollado para redes inalámbricas de área personal con tasas bajas de transmisión de datos (*low-rate wireless personal area network*, LR-WPAN), que define el nivel físico y la MAC (el control de acceso al medio). En su

actualización de 2007, incluyó las señales *chirp* en la banda de 2.4 Ghz, y las señales UWB, en las bandas de:

- 3 – 5 GHz
- 6 – 10 GHz
- Por debajo de 1 GHz

En el caso de IEEE 802.15.1, al igual que con el 802.15.3a, se estuvo discutiendo durante bastante tiempo sobre la inclusión de UWB, como soporte PHY para la especificación de Bluetooth 3.0, propuesta de la que se encargaba la WiMedia Alliance, pero finalmente, a principios de 2009, el trabajo y funciones asumidas por esta alianza, fueron transferidas directamente al Bluetooth Special Interest Group (SIG), que acabo descartando su inclusión como capa física alternativa, transfiriendo de nuevo las opciones planteadas al Wireless USB Promoter Group y el Foro de Implementadores USB. Tal movimiento ha provocado gran influencia de los trabajos llevados a cabo en el campo de las tecnologías UWB en las especificaciones e implementación del USB inalámbrico, Bluetooth y otros sistemas WPAN.

2.3.2.2 ECMA

ECMA, European Computer Manufacturer Association, es una asociación industrial creada en 1961, dedicada a la estandarización de las tecnologías de la información y comunicaciones.

Dentro de su estándar ECMA-368, especifica el uso de tecnologías UWB para sistemas de comunicaciones de alta velocidad y corto alcance, estableciendo las recomendaciones para la implementación de la capa física (PHY) y Medium Access Control (MAC). Para ello, hace uso de la totalidad o parte del espectro entre 3.1 y 10.6 GHz, admitiendo velocidades de datos de hasta 480 Mb/s.

Esta norma divide el espectro en 14 bandas, cada una con un ancho de banda de 528 MHz. Las primeras 12 bandas se agrupan en cuatro supra-bandas, contando cada una con tres bandas. Las dos restantes se agrupan en una quinta suprabanda, e incluso se ha planteado una sexta, definida dentro del espectro de las primeras cuatro suprabandas. La señal dentro de cada una de las bandas hace uso de una modulación/multiplexación MB-OFDM, con un total de 110 sub-portadoras (100 portadoras de datos y 10 de banda de protección).

Paralelamente, se publicó el ECMA-369, que define los interfaces para las capas PHY y MAC, definidas en el ECMA-368.

2.3.2.3 ETSI e ISO

Por otra parte, el estándar ECMA-368, es además el estándar ETSI TS 102 455, y la ISO/IEC, recogió los estándares ECMA-368 y 369 en el 2007, bajo los códigos:

- ISO/IEC 26907:2007 - *Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard.*
- ISO/IEC 26908:2007 - *Information technology – MAC-PHY Interface for ISO/IEC 26907.*

2.4 Sistemas Comerciales

A lo largo de los últimos años han ido apareciendo en el mercado diferentes productos, si bien no del todo enfocados a un mercado generalista, sí orientados a un ámbito de evaluación y primeras fases de desarrollo e implementación industrial, con el objetivo siempre de dar el salto a las *mass market applications*.

2.4.1 Ubisense

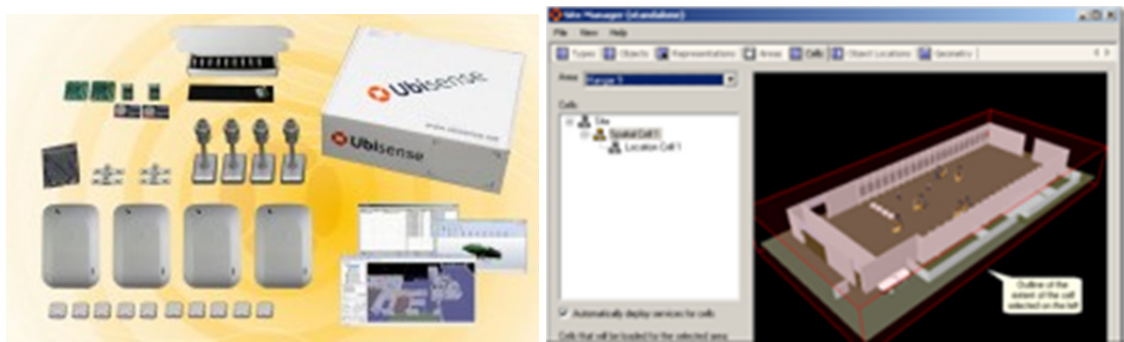


Figura 16 – Sistema RTLS de Ubisense

Ubisense comercializa un sistema RTLS (Figura 16), con diferentes posibles aplicaciones, que van desde el ámbito industrial o de logística, al de aplicaciones de seguridad e incluso militar. Los *tags* de Ubisense emplean pulsos UWB, de muy corta duración, que son recibidas por los diferentes nodos sensores, y se emplean para determinar la localización del tag, haciendo uso de una combinación de las técnicas de Difference-of-Arrival (TDoA) y Angle-of-Arrival (AoA). El uso de UWB, junto con el AoA y TDoA, es capaz de asegurar tanto una alta precisión como buenas prestaciones para su operación en entornos difíciles.

Los sensores están agrupados en celdas, donde sensores adicionales se pueden añadir, teniendo en cuenta la geometría del área de cobertura que interese cubrir. En cada celda un sensor maestro, encargado de la coordinación de las actividades de los otros sensores, se comunica con todos los *tags*, cuya localización es establecida dentro de la celda. El sistema permite el diseño de celdas superpuestas, de forma que es posible cubrir áreas muy grandes.

Sin embargo, y pese a la escasa información disponible públicamente, tras consultar con miembros de la empresa en ferias y congresos como el WPNC, el sistema hace uso de la banda de 2.45 GHz, con una señal de banda estrecha para las comunicaciones entre los nodos y los *tags*, empleando UWB únicamente para la localización y posicionamiento.

2.4.2 Belkin

Uno de los primeros productos de consumo que utilizaron banda ultra ancha (UWB), es el que apareció en el catálogo de tecnologías inalámbricas de Belkin (Figura 17), en forma de concentrador USB. El dispositivo permitía a los usuarios colocar sus dispositivos USB (impresoras, escáneres, discos duros...) en lugares sin tener que preocuparse acerca de la conexión del cable USB, ya que la comunicación se establecía por medio de un enlace inalámbrico UWB. El hub de cuatro puertos estuvo disponible comercialmente durante unos años, desapareciendo al cabo de un tiempo de la red comercial, sin explicar claramente los motivos. El dispositivo hacía uso de la tecnología UWB de Freescale Semiconductor.



Figura 17 – UWB hub y dongle de Belkin

2.4.3 Zebra Technologies (previamente Multispectral)



Figura 18 – Producto de Zebra Tech.

El sistema ofrecido por la empresa de Zebra Technologies (Figura 18), heredera de la pionera en el desarrollo de UWB Multispectral Inc., ofrece la posibilidad de realizar un seguimiento preciso del personal y dispositivos, tanto en entornos interiores, como exteriores, por medio de tecnología de banda ultra-ancha en tiempo real. Dicho producto, ofrece un amplio abanico de posibles aplicaciones, combinadas con una facilidad de instalación, escalabilidad, rendimiento, seguimiento de activos y gestión de etiquetas. Ofrecen seguimiento en tiempo real con un sistema RTLS que permite una gran variedad de aplicaciones de gestión de activos.

2.4.4 Wisair

Wisair ofrece una completa oferta para la implementación tanto de dispositivos host como cliente en sistemas Wireless USB (Figura 19). Esto incluye soluciones en su catálogo que van desde los propios circuitos integrados, diseños de referencia, software, drivers, sistemas de RF y diseño de la antena, que pueden ser adquiridos directamente por otras empresas integradoras de soluciones wireless, como por ODMs y OEMs. Las soluciones ofertadas, están basadas en



Figura 19 – Aplicación propuesta por Wisair

estándares de la industria, con bajo consumo y un coste optimizado. En todo caso, están orientados principalmente a la transmisión de datos de alta velocidad.

2.4.5 Freescale (previamente Xtreme Spectrum)

Por medio de la compra de la empresa Xtreme Spectrum, Motorola, posteriormente Freescale, incorporó a su catálogo de productos el chipset XS110 (Figura 20) Ultra-Wideband (UWB), una solución que proporciona conectividad inalámbrica completa, por medio de una implementación DS-UWB, originalmente propuesta dentro de las soluciones planteadas para el estándar IEEE 802.15.3a. El chipset ofrece velocidades de transmisión de datos, de más de 110 Mbps, con el objetivo de cubrir aplicaciones como el streaming de audio y vídeo, con niveles muy bajos de consumo de energía. Además de las altas tasas de datos, el XS110 soporta enlaces peer-to-peer, así como redes ad hoc para la conectividad inalámbrica móvil.

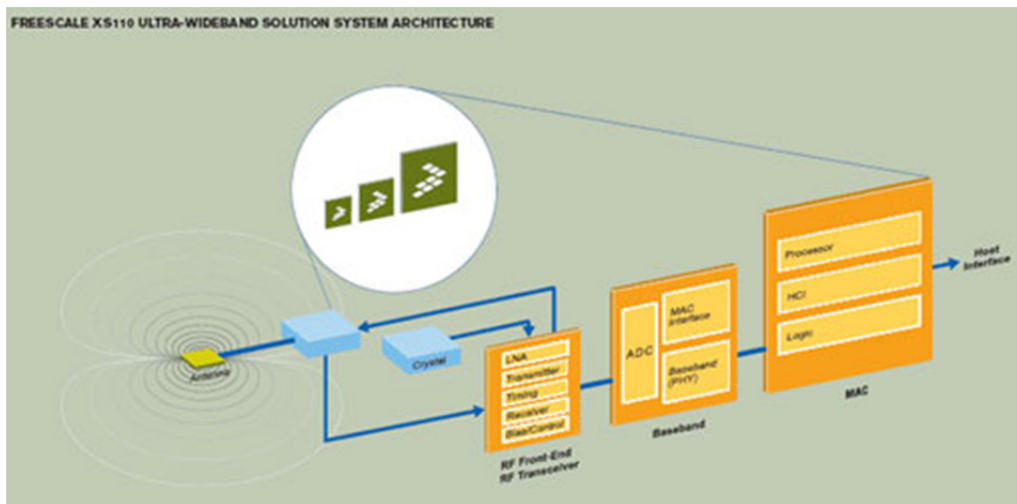


Figura 20 – XS110 de Freescale

2.4.6 Time Domain

Una de las empresas pioneras en las tecnologías UWB, fue la empresa Time Domain Inc., que ha desarrollado ya varias generaciones de productos orientados a la localización precisa en tiempo real de personas y bienes. El sistema actual, quinta generación de la serie PulsON (400) permite la localización en tiempo real en los entornos más difíciles - donde el GPS no es capaz de llegar. Con PulsON, ya se permite integrar tanto la posición con la comunicación del sensor directamente en los productos que lo integren. Esta plataforma extremadamente versátil también puede funcionar como un dispositivo de radar. Fue anunciado por la empresa en Abril de 2011.

Como solución integrada, Time Domain también comercializa el RTLS PLUS (Figura 21).

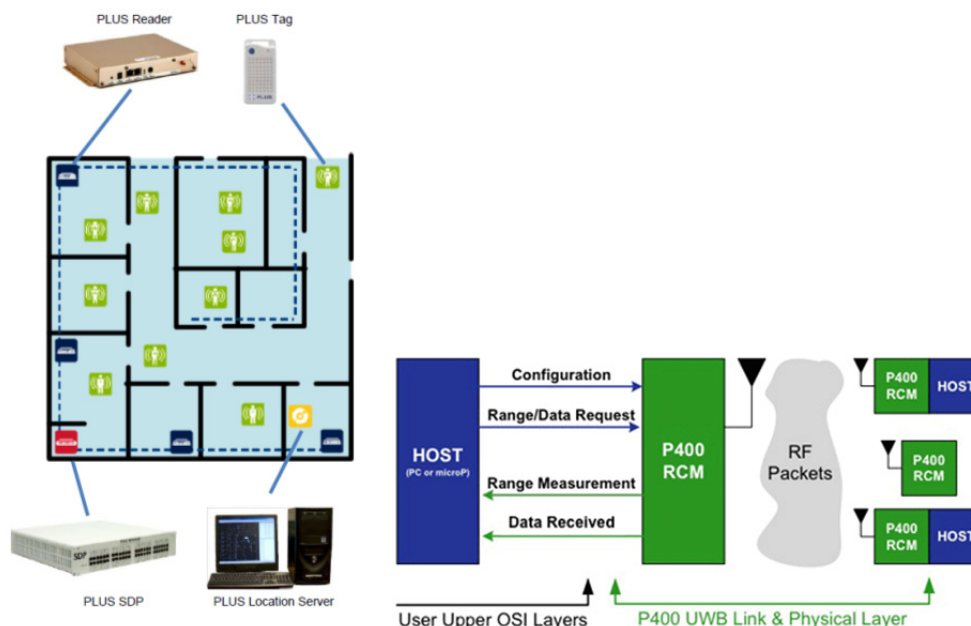


Figura 21 – Sistema PLUS (a) y esquemático del Pulson 400 (b) de Time Domain

De entre todos los sistemas comerciales existentes, Pulson 400 es el que más se asemeja al investigado a lo largo de este trabajo.

2.4.7 Veebeam

Los módulos de Veebeam UWB están orientados a su uso en aplicaciones industriales, médicas y científicas en las que no se puede utilizar Wi-Fi, ya que se pueden utilizar para proporcionar una conectividad inalámbrica de alta rendimiento en rangos de hasta 10 metros, con más de 100 Mb/s. La solución Veebeam UWB (Figura 22) se basa en la WiMedia y estándares inalámbricos USB. Para permitir una fácil integración y evaluación la tecnología UWB de Veebeam, los módulos se conectan a un dispositivo concentrador USB y se identifican como un dispositivo de red estándar. Dispone de un kit de evaluación, que consta de un par de módulos de UWB, operando como un servicio de punto a punto tipo Ethernet.

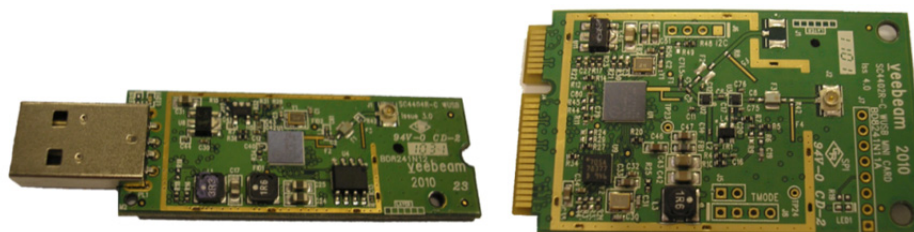


Figura 22 – Módulos de Veebeam

2.4.8 Decawave

DecaWave es una empresa europea de sistemas RTLS, cuyo producto estrella, el DW1000, en el mercado desde 2011, ofrece una solución completa UWB, implementado en un único circuito integrado CMOS, basado en el estándar IEEE 802.15.4a UWB. Este

dispositivo es el primero de una familia de soluciones, que funcionan a velocidades de datos de 110kbps y 850kbps, los 6.8Mbps, y 27Mbps.

El DW1000 (Figura 23) tiene una amplia gama de aplicaciones basadas en estándares tanto para la ubicación en tiempo real, en el marco de los sistemas RTLS, como para el desarrollo de sistemas de comunicaciones de ultra bajo consumo, cubriendo sectores tan diversos como la industria, la asistencia sanitaria, iluminación, seguridad, transporte, inventario y gestión de la cadena de suministro.

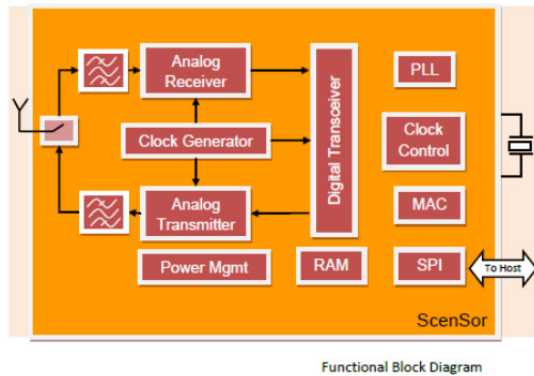


Figura 23 – Transceptor de Decawave

La tecnología propuesta ofrece a los integradores y desarrolladores, la capacidad de localizar los objetos etiquetados con una precisión de 10 cm a una distancia de 450 m en interiores con línea de visión directa (LOS) y hasta 45 m en los casos de ausencia de línea de vista (NLOS). El sistema ofrecido *ScenSor* puede localizar hasta 11.000 tags en un radio de 20m en interiores, incluso mientras el dispositivo se mueve a velocidades de hasta 5 m/s. Su reducido tamaño, apenas 4,5 mm x 4,5 mm, sistema de soldadura BGA, y bajo consumo, lo hacen ideal para aplicaciones de redes de sensores o etiquetado industrial.

2.4.9 Otros

Existen otras empresas, como AetherWire, o Parcowireless, que si bien anuncian la disponibilidad de productos empleados para RTLS con UWB, la información disponible no está actualizada, o bien es muy reducida.

2.5 Conclusiones

Durante los últimos años, ha sido creciente el interés dentro del ámbito científico y de la industria de las TIC, en el estudio y desarrollo de las tecnologías basadas en señales Ultrawideband (UWB), o banda ultra-ancha. Dichas señales se fundamentan sobre el principio básico de transmisión de pulsos eléctricos de muy corta duración, por medio de los cuales es posible modular la información tanto en el dominio del tiempo (por medio de OOK, PAM, BPSK (APSK), PPM ...), como en el de la frecuencia (FSK, OFDM...).

De entre todas las opciones planteadas y expuestas a lo largo de este capítulo, la que resulta más interesante por su capacidad inherente de permitir la combinación de transmitir información (comunicación), junto con la capacidad de estimación de distancias entre equipos (*ranging*), son las señales Impulse Radio (IR). Como regla general, las señales IR se forman modulando directamente un tren de pulsos sin portadora específica, con la secuencia de bits a transmitir. Esta señal puede y debe filtrarse posteriormente para evitar interferencias con otras señales y/o sistemas radio.

Tratándose señales que hacen uso del espectro radioeléctrico, es necesaria su regulación por parte de los gobiernos y estados, con el fin de establecer sus normas de uso y bandas de frecuencia permitidas. Puesto que hablamos de una tecnología inicialmente fomentada por el Departamento de Defensa de los EE.UU. han sido la NTIA y la FCC, las agencias que más han trabajado en la regulación de esta tecnología para su uso comercial, siendo posteriormente los organismos reguladores europeos y asiáticos, los que han planteado sus regulaciones basándose tanto en la norma de la FCC, como en los resultados de los estudios llevados a cabo sobre la coexistencia de las señales UWB con otros sistemas y servicios, siempre teniendo en cuenta las particularidades y normas regionales.

Igualmente, se han formado varios grupos de trabajo y alianzas industriales, para preparar una propuesta de estandarización, que permitiera el desarrollo comercial de las tecnologías UWB. Dichas iniciativas no han culminado, en la mayor parte de los casos, en un acuerdo entre las diferentes partes implicadas y únicamente en el caso de los sistemas de baja tasa binaria (redes de sensores), bajo el estándar IEEE 802.15.4a, se ha recogido la opción de emplear señales UWB.

Independientemente del fracaso inicial a la hora de alcanzar un acuerdo sobre un estándar común para los sistemas de alta velocidad, son varias las empresas que han seguido apostando por el desarrollo de sus sistemas UWB, potenciándolos como estándares de facto. En el caso de los sistemas planteados para baja tasa binaria, la mayoría de ellas, han adecuando sus tecnologías a la norma del IEEE 802.15.4a.

2.6 Referencias

- [Ali, 1994] M.H. Ali, A.S. Parker y K. Pahlavan, "Frequency domain model for standard simulation of wideband radio propagation for personal communications" en *Electronics Letters*, Diciembre 1994, volumen: 30, Issue: 25, páginas: 2103–2104.
- [Baccarelli, 2003] E. Baccarelli, y M. Biagi, "An adaptive codec for multi-user interference mitigation for UWB-based WLANs" en *IEEE International Conference on Communications*, Mayo 2003, volumen: 3 páginas: 2020–2024.
- [Baccarelli, 2004] E. Baccarelli, y M. Biagi, "A Novel self-Pilot based Transmit-Receiving Architecture for Multipath-Impaired UWB systems" en *IEEE Transactions on Communications*, Junio 2004.
- [Batra, 2003] A. Batra, y otros, "Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a", Septiembre 2003, disponible en www.Multi-Bandofdm.org/papers/15-03-0268-01-003a-Multi-band-CFP-Document.pdf
- [Bi, 2002] C. Bi, y J.Y. Hui, "Multiple Access Capacity for Ultra-Wide Band Radio with Multi-Antenna Receivers" en *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Mayo 2002, páginas: 151–155.
- [Capkun, 2001] S. Capkun, M. Hamdi y J.P. Hubaux, "GPS-free positioning in mobile Ad-Hoc networks" en *Hawaii International Conference On System Sciences*, Enero 2001, páginas: 3481–3490.
- [Crespo, 1995] P.M. Crespo, M.L. Honig y J.A. Salehi, "Spread-Time Code-Division Multiple Access" en *IEEE Transactions on Communications*, Junio 1995, volumen: 43, Issue: 6, páginas: 2139–2148.
- [de Abreu, 2003] G.T.F. de Abreu, y R. Kohno, "Design of Jitter-Robust Orthogonal Pulses for UWB Systems" en *IEEE Global Telecommunications Conference*, Diciembre 2003, páginas: 739–743.
- [Di Benedetto, 2003] M. G. Di Benedetto, y B.R. Vojcic, "Ultra Wide Band (UWB) Wireless Communications: A Tutorial" en *Journal of Communication and Networks, Special Issue on Ultra-Wideband Communications*, Diciembre 2003, Volumen: 5, Issue: 4 páginas: 290–302.
- [EUWB, 2011] EUWB Consortium White Paper "Ultra-Wideband: Past, Present and Future", 9 de Junio de 2011, <http://disi.unitn.it/~somov/pdf/EUWB-WhitePaper.pdf>
- [FCC, 2002] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's rules Regarding Ultra-Wideband

- Transmission Systems: First report and order,” como *Technical Report FCC 02-48* (aprobado el 14 de Febrero de 2002, publicado el 22 de Abril de 2002).
- [Fisher, 2004] R. Fisher y otros, “DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a”, como contribución IEEE P802.15-04/0137r1, al IEEE Study Group 802.15.3a, en Marzo de 2004
- [Foerster, 2003] J.R. Foerster, V. Somayazulu, y S. Roy, “A Multi-Banded System Architecture for Ultra-Wideband Communications”, en *IEEE Military Communications Conference*, Octubre 2003, páginas: 903–908.
- [Fontana, 2003] R.J. Fontana, E. Richley y J. Barney, “Commercialization of an Ultra Wideband Precision Asset Location System” en *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Noviembre 2003, páginas: 369–373.
- [Giancola, 2002] G. Giancola, “Comparative Analysis of UWB, CDMA, and OFDM transmission techniques” en *Networking with Ultra Wide Band*, M.-G. Di Benedetto editor, Ingegneria2000, 2002, páginas: 1.1–1.28.
- [IEEE, 2003] IEEE 802.15.SG3a, “Channel modeling Sub-committee Report Final,” IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Febrero 2003.
- [Scholtz, 1993] R.A. Scholtz, “Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation”, en *IEEE Military Communications Conference*, Octubre 1993, Volumen: 2 páginas: 447–450.
- [Vojcic, 2003] B.R. Vojcic, y R.L. Pickholtz, “Direct-Sequence Code Division Multiple Access for Ultra-Wide Bandwidth Impulse Radio” en *IEEE Military Communications Conference*, Octubre 2003, páginas: 898–902

3. Canal de Propagación UWB

3.1 Introducción

Uno de los aspectos críticos en la simulación de un sistema radio de comunicaciones, pasa por la obtención de modelos precisos y adecuados de los elementos que lo compone [Ali, 1994]. Entre otros, esto incluye el radio canal, que actúa como soporte físico utilizado para la transmisión de la señal. El estudio, caracterización, y modelado constituye uno de los primeros objetivos llevados a cabo en este trabajo de investigación [Cassioli, 2001; Foerster, 2003].

La manera más lógica a seguir, para poder cumplir con esta tarea, pasa por un correcto conocimiento del canal, por medio de la caracterización y modelado del mismo. Esta labor fue completada a partir de varias campañas de medida, llevadas a cabo sobre diferentes entornos y escenarios, y cubriendo todo el rango de frecuencias en el cual van a trabajar nuestros sistemas Impulse Radio Ultrawideband (IR-UWB).

Posteriormente, se propuso un modelo de canal, definiendo todos los parámetros necesarios para su caracterización, procedentes del procesado estadístico de las señales medidas. Este trabajo fue realizado en paralelo a los primeros esfuerzos del IEEE en establecer un modelo de canal adecuado a los sistemas UWB, y a los modelos de canal desarrollados por instituciones y empresas de todo el mundo. Prueba del interés generado son el hecho de que se presentó a la reunión del grupo de trabajo del IEEE 802.15.3 [Lobeira, 2002], y los distintos resultados publicados por medio de artículos de revista [Alvarez, 2003] o en diversos congresos (*IEEE VTC*, *IST Mobile Summit*, *Conftele*...).

3.2 Caracterización y Medidas del Canal UWB

3.2.1 Procedimiento

Para la realización de las diferentes campañas de medidas, se estableció una configuración de instrumentación basada en el uso del Analizador Vectorial de Redes (VNA ó *Vector Network Analyser*) conectado directamente a un cable coaxial de 10 m en cada uno de los 2 puertos. Dado el alto nivel de SNR en los escenarios sobre los que se decidió realizar las medidas, y la calidad y prestaciones de los equipos, se descartó el empleo de elementos activos de ganancia, que pudieran introducir mayor distorsión en la medida, de esta manera, ambos puertos del VNA se conectaron directamente a sendas antenas bicónicas omnidireccionales. Las medidas se realizaron sobre dos rangos de medida, el primero entre 1 y 5 GHz, y el segundo entre 5 y 9 GHz, con posiciones fijas, y asumiendo estabilidad del canal, de forma que ambos rangos pueden ser concatenados sin provocar errores, conformando una medida de 1 a 9 GHz, con un ancho de banda total de 8 GHz.

Se desarrolló una herramienta informática con el objetivo de procesar los datos capturados (la variación de 1601 tonos con su parte real e imaginaria). Finalmente, todos los datos se almacenaron y analizaron a fin de obtener los parámetros necesarios obtener las estadísticas necesarias para su caracterización y el modelo del canal. La Figura 24 muestra el *set-up* establecido para la campaña de medidas [Chong, 2004].

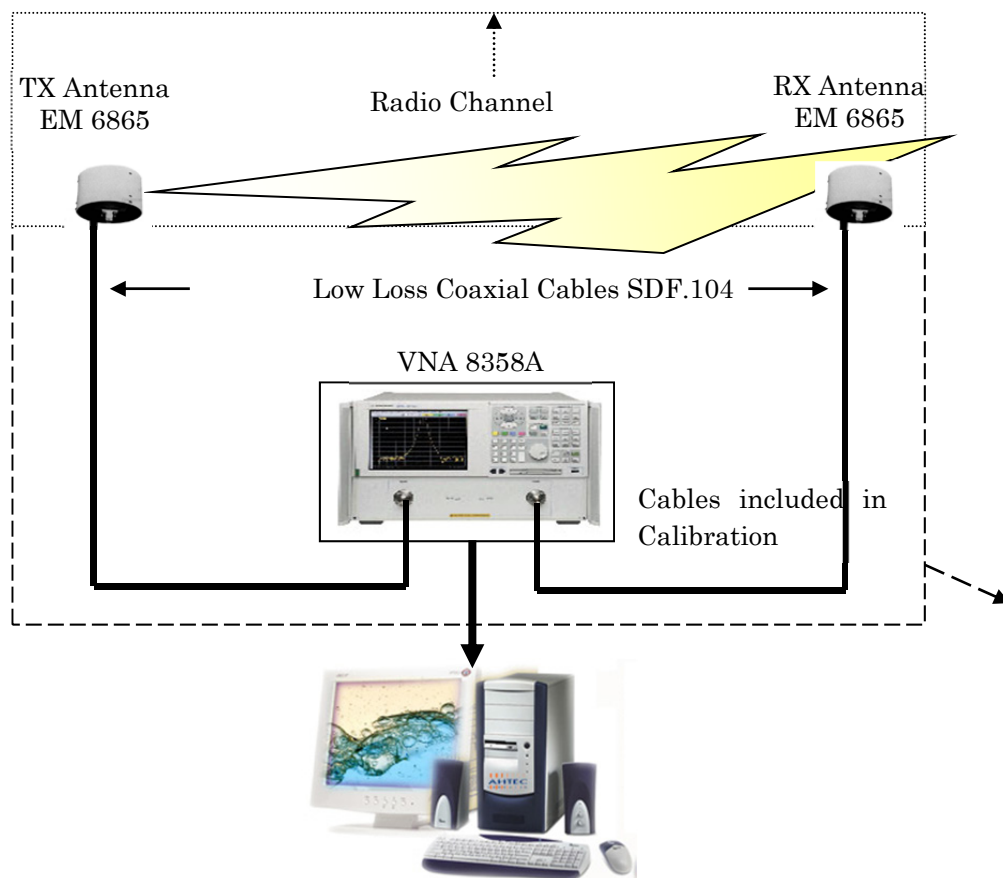


Figura 24 – Equipamiento y set-up de medida del canal UWB

3.2.2 Escenarios

Haciendo uso de la configuración anterior, la campaña se realizó sobre 5 escenarios. Cada uno de los escenarios se diferencia en estructura, tamaño, distribución y distancias entre las antenas Tx y Rx. Los escenarios 1, 2, 3 y 4 estaban situados en el mismo edificio y misma planta. La antena transmisora estaba siempre situada sobre un poste de 1.8 m de altura, en una posición fija, mientras la antena receptora, estaba sobre un poste de 1.6 m, y se desplazaba a lo largo de las habitaciones y pasillos. En los escenarios 1, 2, 3 y 5, las medidas se realizaban sobre una matriz de 3x3 puntos separados 30 cm cada uno de ellos. La distancia entre las antenas variaba desde el centro de una de las matrices al centro de la siguiente en un metro. El conocimiento de la distancia física entre el transmisor y el receptor, permite que las medidas sean correladas con respecto a la distancia a la que fueron tomadas.

Las medidas fueron realizadas en diversas situaciones de línea de vista (*Line-of-Sight* LOS, *Non-LOS* NLOS, y situaciones intermedias) [Karedal, 2004; Chong, 2004]. Seleccionamos el mismo número de localizaciones LOS como NLOS en los escenarios 1 y 2, mientras que el escenario 4 fue un experimento completamente NLOS. La Figura 25 muestra una imagen 3D de los escenarios mencionados. Las antenas se separaron dependiendo de las características del entorno, empezando por distancias entre transmisor y receptor de 4 metros, y con incrementos uniformes de 1 metro. Para el escenario 3 se variaron ligeramente las especificaciones, y se midió con una distancia mínima de 1 metro, con incrementos de 10 cm. En este caso, el experimento era puramente LOS, y tenía por objetivo comprobar las características de la variación lenta en estos casos.

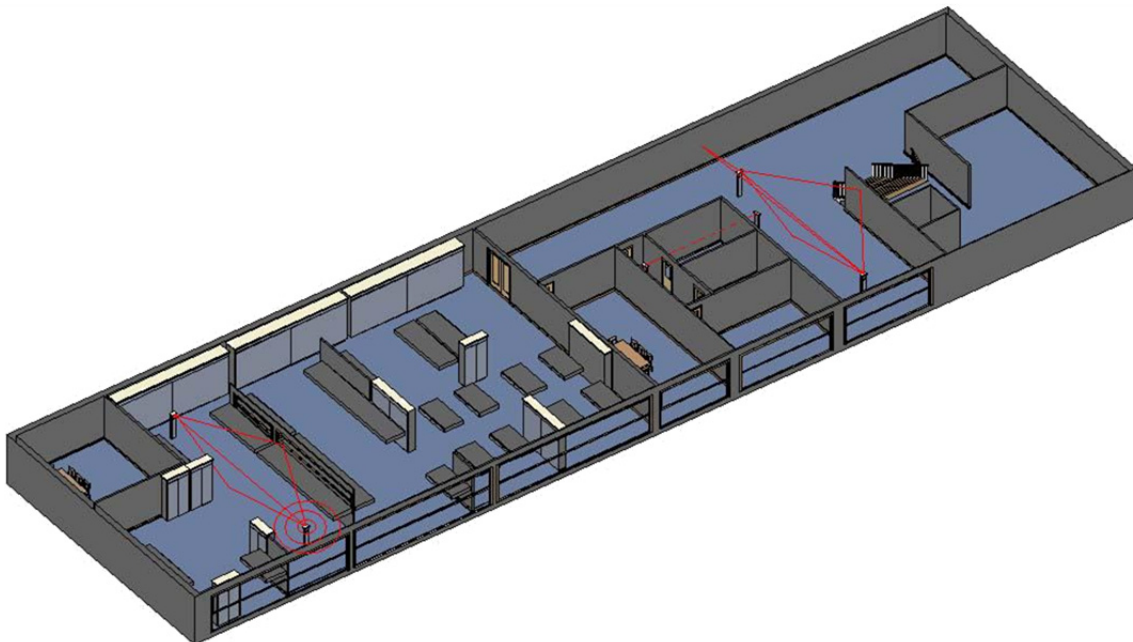


Figura 25 – Representación de los escenarios 1, 2, 3 y 4

3.2.3 Procesado de la Información recopilada

La señal medida y grabada en el VNA es la función de transferencia del canal, y está en el dominio de la frecuencia. Para pasar esta señal del dominio frecuencial, al dominio del tiempo, se necesita la transformada inversa de Fourier. Hasta ahora, en la mayoría de las caracterizaciones de canales de propagación, la IFFT se aplicaba directamente a los vectores de información grabados. Este tipo de procesado era debido a que en estos canales estaban orientados a sistemas donde, en recepción, la primera operación que se realizaba tras la amplificación, era una etapa de conversión (bajada) de frecuencia con un mezclador. Esto era válido en los modelos de banda estrecha y banda ancha desarrollados hasta la fecha, basados todos ellos en el *Power Delay Profile* (PDP), y no tenían en consideración la información de fase del canal, y solo importaba la amplitud y energía. Este tipo de modelos se conocen por el término de IFFT banadase compleja (*complex baseband IFFT*).

La diferencia de los sistemas IR-UWB, con respecto a los sistemas con portadora y etapas de conversión directa de frecuencia, es que en los sistemas IR-UWB existe un interés muy particular por conocer cual es la forma de onda exacta del pulso recibida, especialmente en los sistemas con detección coherente, o de filtro adaptado, donde los coeficientes del filtro óptimo se corresponden a la forma de onda exacta del pulso recibido. Para obtener esta forma de onda, es necesario conocer perfectamente cual es la respuesta del canal ante un pulso eléctrico, lo que se conoce por la respuesta impulsiva del canal ó *Channel Impulse Response* (CIR).

A partir de los datos originales (medidos), la señal pasabanda compleja se puede obtener sencillamente añadiendo ceros (0-padding) desde la frecuencia más baja hasta el nivel de DC, y luego añadiendo el complejo conjugado en la parte “negativa” del rango de frecuencias (desde DC hasta $-f_{\max}$). Una vez obtenida el CIR (o $h(t)$), es posible obtener directamente el pulso recibido, convolucionando la forma de onda del pulso transmitido con la $h(t)$ obtenida, tal y como se representa en la Figura 26.

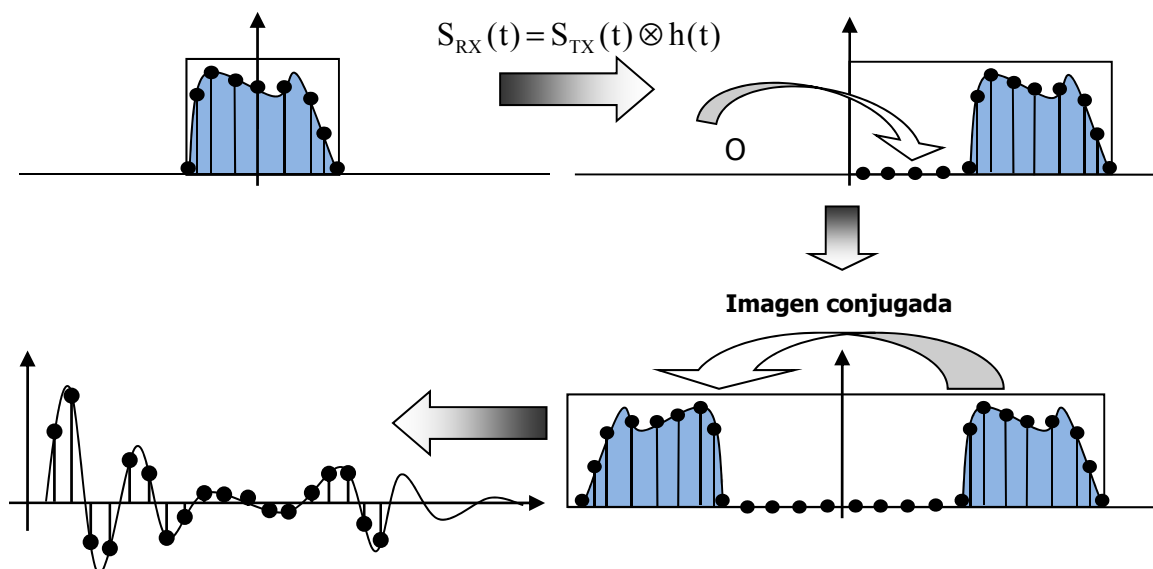


Figura 26 – 0-padding + Proceso de simetría para conseguir el espectro real del canal

Por medio de estos procedimientos, podemos doblar el número de puntos del vector de información. Desde un punto de vista del dominio frecuencial, tres variables pueden establecerse inicialmente:

- Rango de frecuencias: $[f_{\text{MIN}}, f_{\text{MAX}}]$
- Resolución frecuencial: Δf
- Número de puntos: N

Y estas variables del dominio de la frecuencia, tienen sus correspondientes variables en el dominio del tiempo (se calculan directamente a partir de ellas):

$$\text{Resolución Temporal: } t_s = \frac{1}{2 \cdot f_{\text{MAX}}} \quad (3-1)$$

$$\text{Duración de la respuesta (o periodo): } T = \frac{1}{\Delta f} \quad (3-2)$$

El rango de frecuencias se corresponde con el comienzo y final del barrido programado en el VNA. Como hemos dicho anteriormente, se han realizado dos barridos consecutivos entre 1 y 5 GHz y 5 y 9 GHz. El número de pulsos es el número de tonos del vector medido, mientras que el paso de frecuencia es el rango de frecuencia dividido entre el número de puntos. Como el VNA tiene una capacidad de 1601 puntos en su memoria, al doblar el proceso de medida, obtenemos 3201.

Por otra parte, la resolución temporal es el periodo temporal entre dos muestras consecutivas del vector IFFT, es decir el inverso del ancho de banda de la señal, 2 veces la frecuencia máxima, mientras que la duración de la respuesta es la duración total temporal del CIR, y se corresponde con el inverso de la resolución frecuencial.

3.2.4 Resumen de las Características de las Campañas de Medida

Tabla 3 – Resumen de las campañas de medida

	Campañas		
Rango de frecuencias (GHz)	2 – 6	1 – 9	1 – 13
Δf: (MHz)	2.5	2.5	2.5
N:	1601	3201	3201
t_s (Resolución temporal)	83	55	38
T (tiempo de medida)	400	400	400
Rango de distancias: (m)	4 – 18	4 – 18	1 – 18
Localización:	Laboratorios, oficinas, pasillos y descansillos		
Número de medidas tomadas:	300	1212	320

El método pasabanda presentado anteriormente da como resultado la respuesta impulsiva del canal real (no compleja), limitada únicamente por el ancho de banda de medida.

3.3 Modelo de Canal IR-UWB

El momento de comenzar este trabajo sobre modelos de canal UWB, coincidió en el tiempo con el arranque del interés en este tipo de estudios dentro de la comunidad científica y de investigación. Muchos de ellos estaban basados en aproximaciones estadísticas y parámetros previos, muy conocidos, ampliamente descritos en la literatura, que desarrollaban modelos de banda estrecha o banda ancha. [Irahhten, 2004; Hashemi, 1993; Saleh, 1987]. Sin embargo debido a la especial característica de las señales impulsivas UWB, y más en el caso de recepción coherente, en el desarrollo de este trabajo, se optó por plantear un modelo completamente nuevo, aprovechando ciertas características de las referencias, pero diferente en otros muchos aspectos [Kunish, 2002].

Se propuso un modelo del *Channel Impulse Response* (CIR), basado en clústeres. En dichos clústeres, las componentes del multicamino se dividen en dos ramas, y cada uno de estos clústeres combina un elevado número de respuestas del multicamino muy próximas en tiempo, siguiendo una ley de decaimiento exponencial. Por otra parte, uno, varios, o muchos clústeres separados a lo largo del tiempo definen la respuesta completa del canal multicamino.

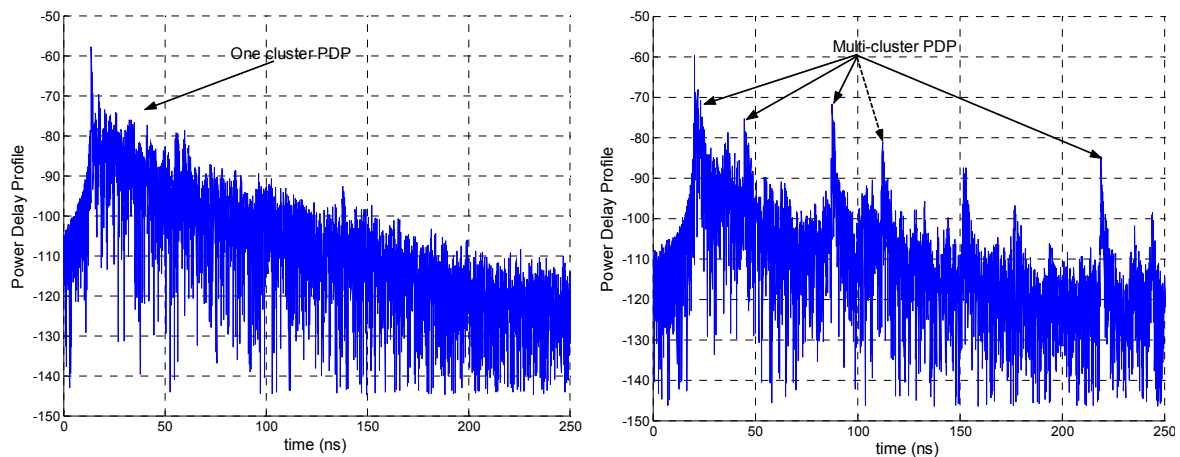


Figura 27 – *Power Delay Profiles* de diferentes canales multicamino

3.3.1 Parámetros del Dominio del Tiempo

La caracterización, y posterior modelado de la respuesta temporal del canal, están basados en cuatro diferentes parámetros obtenidos del *Power Delay Profile* (PDP). Como el comportamiento de los canales en distintos entornos y escenarios difieren en gran medida, la mejor manera de conseguir la aproximación más adecuada fue vía procesado estadístico. Esto implicó el cálculo de la media y la varianza, o directamente de la estimación de la función densidad de probabilidad, lo que mejor se ajuste a todos los distintos entornos que se trataban de caracterizar [Cramer, 2002].

En las páginas siguientes se presentaran los distintos parámetros, así como los resultados obtenidos para cada uno de ellos.

3.3.1.1 Factor de decaimiento, γ (gamma)

Es la aproximación exponencial del valor medio del PDP (lineal en dB). El comportamiento estadístico esta representado por su media y la desviación típica.

$$|\overline{h(t)}|^2 = k \cdot e^{-\gamma \cdot t} \quad (3-3)$$

$$10\log_{10}(|\overline{h(t)}|^2) = 10\log_{10}(k \cdot e^{-\gamma \cdot t}) = 10\log_{10}(k) + 10\log_{10}(e^{-\gamma \cdot t}) = \quad (3-4)$$

$$= K + 10(-\gamma \cdot t)\log_{10}(e)$$

En la Figura 28 se puede apreciar perfectamente la interpretación gráfica del parámetro definido como factor de decaimiento, que se corresponde con la aproximación lineal (en escala semi-logarítmica), de la caída del PDP.

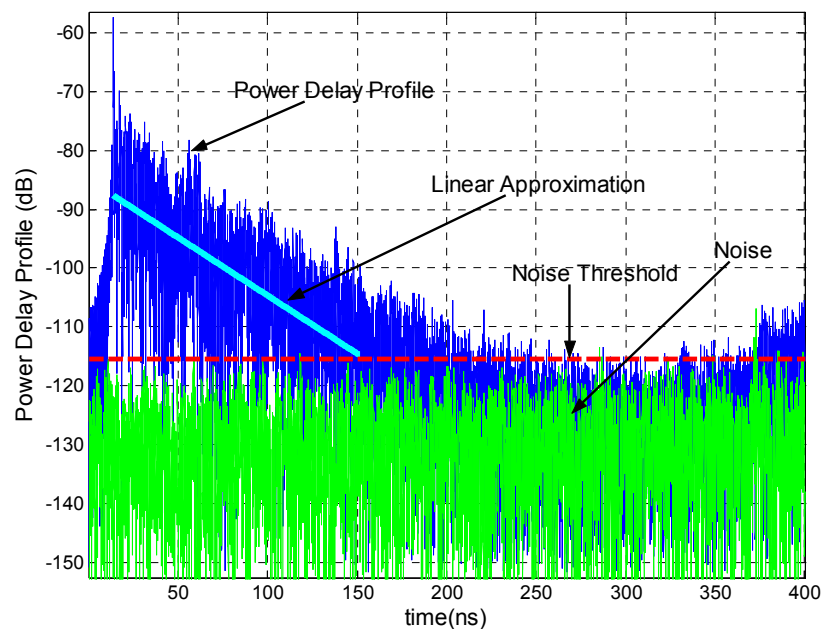


Figura 28 – Representación del factor de decaimiento

A partir de las medidas tomadas, y el procesado adecuado con aproximación por mínimos cuadrados en Matlab, calculamos el valor medio para la media y la desviación típica para los diferentes escenarios, que se muestran en la Tabla 4.

Tabla 4 – Estadística del factor de decaimiento

ESCENARIO	$\gamma[\text{ns}^{-1}]$	
	$E[\gamma]$	$\sigma[\gamma]$
LOS	0.010	0.021
Soft-NLOS	0.008	0.018
Hard-NLOS	0.006	0.023

Todos los valores de la desviación típica quedaban bastantes próximos y constantes para los diferentes casos y escenarios, mientras que el valor medio decrecía en cuanto el canal comenzaba a encontrar obstrucciones (desde los casos de LOS a NLOS fuerte).

3.3.1.2 Variaciones de Potencia, χ (chi)

Representa las variaciones de potencia sobre el valor medio del PDP, y se puede caracterizar por medio de la función densidad de probabilidad χ , en donde se cumple que:

$$\chi = |h(t)|^2 - \overline{|h(t)|^2} \quad (3-5)$$

$$|h(t)|^2 = k \cdot e^{-\gamma \cdot t} + \chi \quad (3-6)$$

Una vez eliminada la pendiente de caída del PDP, se puede obtener un rango de variaciones de potencia, tal y como muestra la Figura 29.

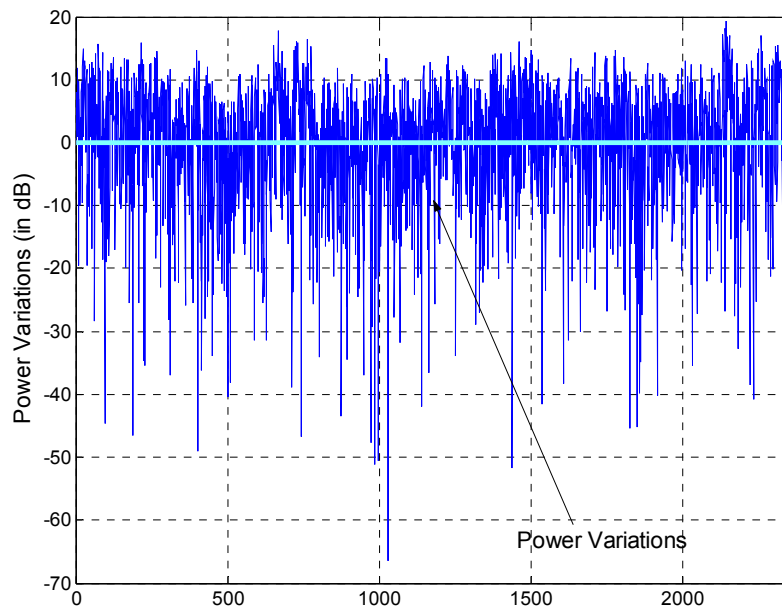


Figura 29 - Variaciones de potencia a lo largo de la aproximación lineal del cluster

Para cada uno de los PDPs computados, se procesó el histograma, a fin de realizar la estimación de la función densidad de probabilidad que mejor se ajustaba a sus variaciones. El histograma es una herramienta gráfica desarrollada por la ciencia estadística, que permite visualizar distribuciones de frecuencia, y muestra los valores discretos de las pdfs. Un ejemplo de dichos histogramas aparece representado en la Figura 30.

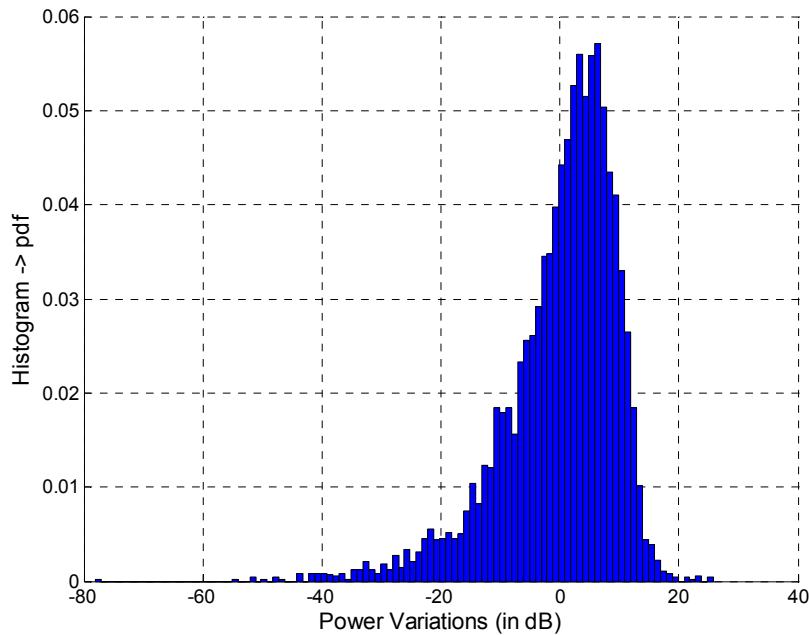


Figura 30 – Histograma de las variaciones de potencia

Otra de las diferencias con otros modelos desarrollados, es que calculamos el histograma a lo largo del eje temporal y no a lo largo de la distancia. Para computar el histograma a lo largo del eje de distancias, muchas (miles) medidas en escenarios similares (al menos con características muy parecidas) son necesarias. Sin embargo, el pdf calculado a lo largo del eje temporal ha demostrado un buen comportamiento en los resultados de los modelos de canal, y muchas menos medidas son necesarias.

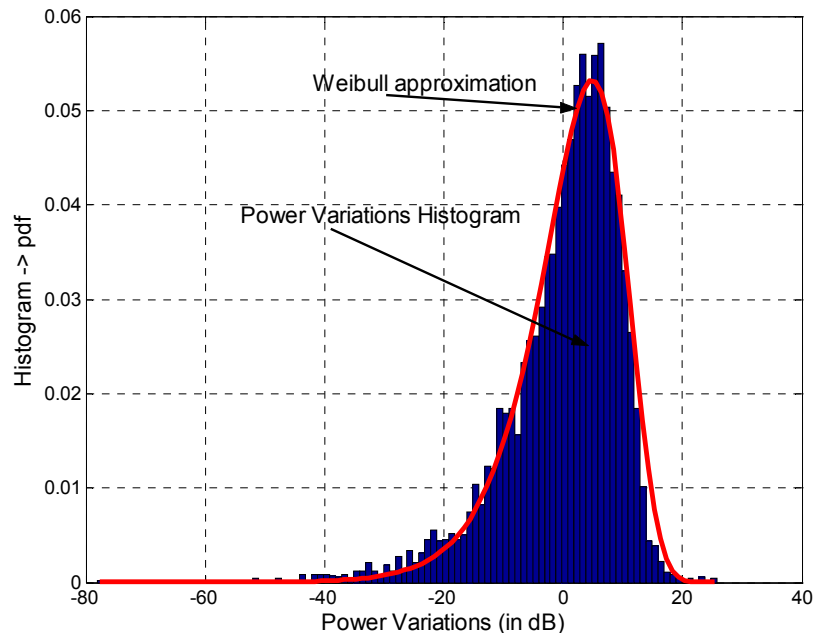


Figura 31 – Histograma de las variaciones de potencia y la aproximación de Weibull

En la Figura 31, las barras azules representan los valores del histograma, mientras que la línea roja es la aproximación a la función densidad de probabilidad, en este caso correspondiente a una función de Weibull, representada por la ecuación:

$$f(x; \sigma, \lambda) = \frac{\lambda}{\sigma} \left(\frac{x - \mu}{\sigma} \right)^{\lambda-1} \cdot \exp \left\{ - \left(\frac{x - \mu}{\sigma} \right)^{\lambda} \right\} \quad x \geq 0; \quad \sigma, \lambda > 0 \quad (3-7)$$

Los valores para estos parámetros varían ligeramente para cada uno de los escenarios, como puede verse en la Tabla 5.

Tabla 5 – pdfs de las variaciones de potencia

ESCENARIO	χ		
	μ	μ	μ
LOS	-306	-306	-306
Soft-NLOS	-304	-304	-304
Hard-NLOS	-304	-304	-304

Estos resultados han sido obtenidos después de ajustar los valores por el método de mínimos cuadrados, llevándonos al mínimo error en la aproximación de la curva de Weibull. Es fácil verificar que no hay mucha diferencia entre los resultados de los tres escenarios, lo que significa claramente que las variaciones de potencia tienen un comportamiento homogéneo a lo largo de los escenarios analizados.

3.3.1.3 Tiempo de caída fuerte del cluster, τ_H

Es la duración aproximada de la componente más fuerte del clúster. Especialmente en los casos de línea de vista (LOS) y fuerte no línea de vista (Hard-NLOS), que es cuando no existe ni rayo directo ni ningún rayo “directo” reflejado, como por ejemplo cuando Tx y Rx están en distintas habitaciones, cada uno de los clústeres recibidos tienen una componente fuerte, y una cola en decaída debida a las contribuciones de las diferentes reflexiones del multicamino.

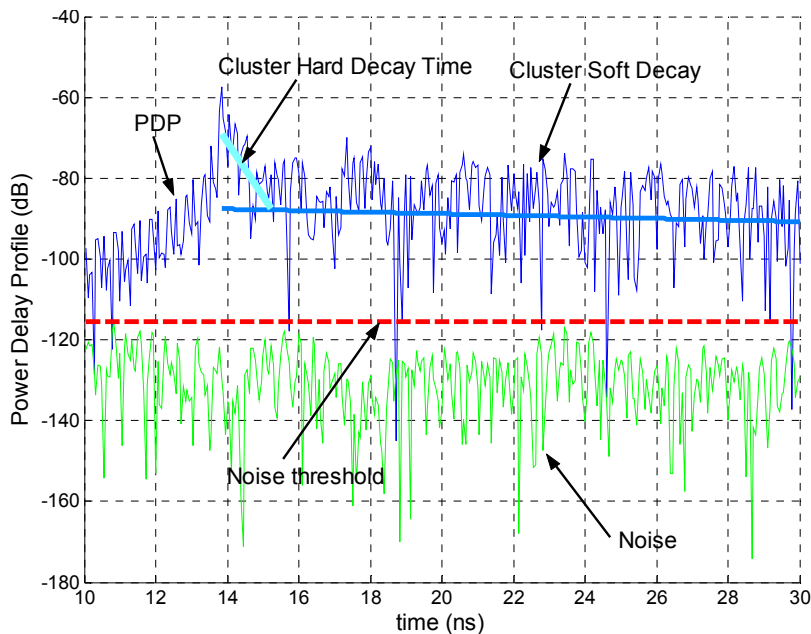


Figura 32 – Estructura Temporal del Cluster

En la Figura 32, la línea azul clara representa la caída más marcada y fuerte, y tiene por duración el tiempo de caída fuerte del clúster, mientras que la línea azul oscura, con una caída más suave, pertenece al resto de la duración del PDP.

La caracterización estadística del parámetro τ_H extraído de las campañas de medida está recogida en la Tabla 6.

Tabla 6 – Estadística de tiempo de caída fuerte

ESCENARIO	τ_H (ns)	
	$E[\tau_H]$	$\Sigma[\tau_H]$
LOS	2.32	2.32
Soft-NLOS	5.26	5.26
Hard-NLOS	4.02	4.02

Como era de esperar, el valor más corto se obtiene en el caso LOS, donde el camino directo contiene la mayor parte de la energía. Por otra parte, el resto de los casos muestra un mayor ensanchamiento de la energía.

3.3.1.4 Tasa de Cruces por Cero (ZCR)

Representa el tiempo que dos muestras consecutivas del CIR se mantiene con el mismo signo, tal y como se puede ver en la Figura 33. Es una información esencial, especialmente en el caso de querer caracterizar la forma de onda recibida en un receptor coherente. También para este caso, obtenemos el pdf.

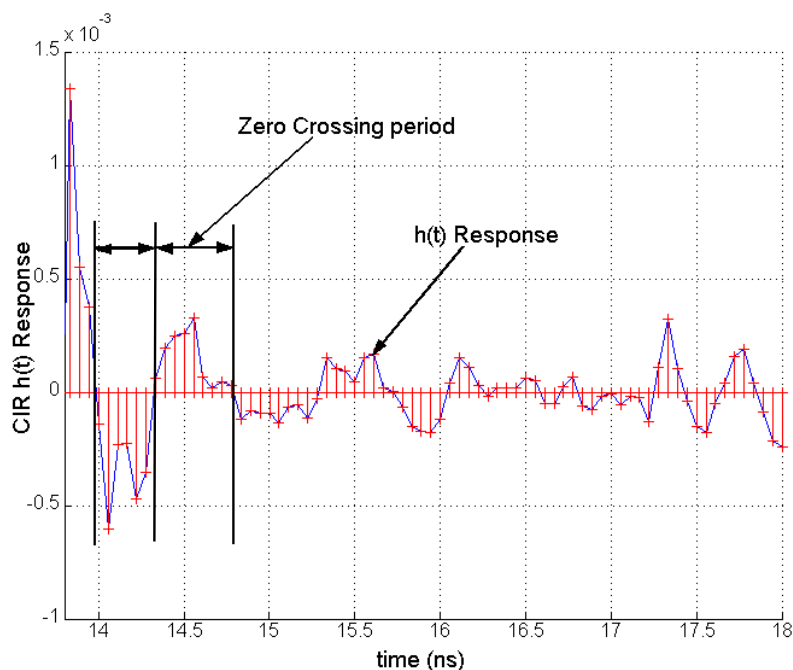


Figura 33 – Representación de la Tasa de Cruces por Cero

Para este cuarto parámetro, necesitamos diferenciar dos regiones temporales, que serán modeladas de manera independiente. La primera cubre la region de la respuesta del canal que corresponde al tiempo de caída fuerte del cluster (τ_H), mientras que la segunda comienza al finalizar este tramo, hasta el final de la respuesta. La Figura 34 muestra las representaciones de los dos pdf's obtenidos para ambas regiones temporales.

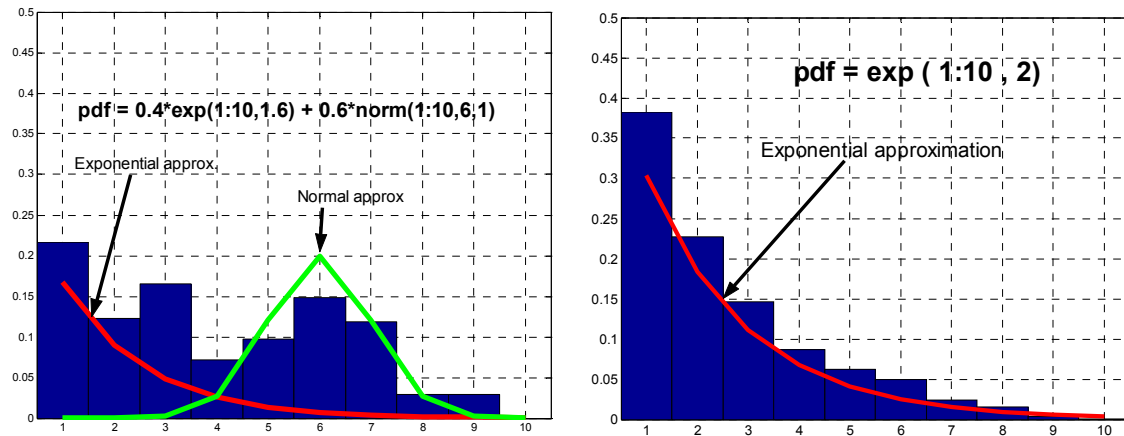


Figura 34 – pdf para $\tau < \tau_H$ y para $\tau > \tau_H$

La explicación de esta pdf con dos modos para el primer caso es muy sencilla. Ambas tienen en común el comportamiento exponencial, pero añadido a esta, se ha de tener en cuenta la peculiar contribución del rayo directo, que provoca que pueda haber varias muestras consecutivas manteniendo el mismo signo.

3.3.2 Parámetros del Dominio de la Frecuencia

3.3.2.1 Rango de frecuencia

Establecido por el rango de la medida. En nuestro caso, tres rangos de medida se cubrieron, en tres campañas diferentes de medida del canal UWB.

- I. 1ª Campaña: 2 – 6 GHz
- II. 2ª Campaña: 1 – 9 GHz
- III. 3ª Campaña: 1 – 13 GHz

3.3.2.2 Factor de Caída en Frecuencia, δ (delta)

Es la aproximación exponencial en dBs del valor medio de la función de transferencia del canal (lineal en la escala logarítmica). Su estadística se representa por medio del valor medio y de la desviación típica, tal y como muestra la Figura 35.

$$\log_{10}(|H(f)|^2) = k_{H(f)} \cdot e^{-\delta \cdot f} \quad (3-8)$$

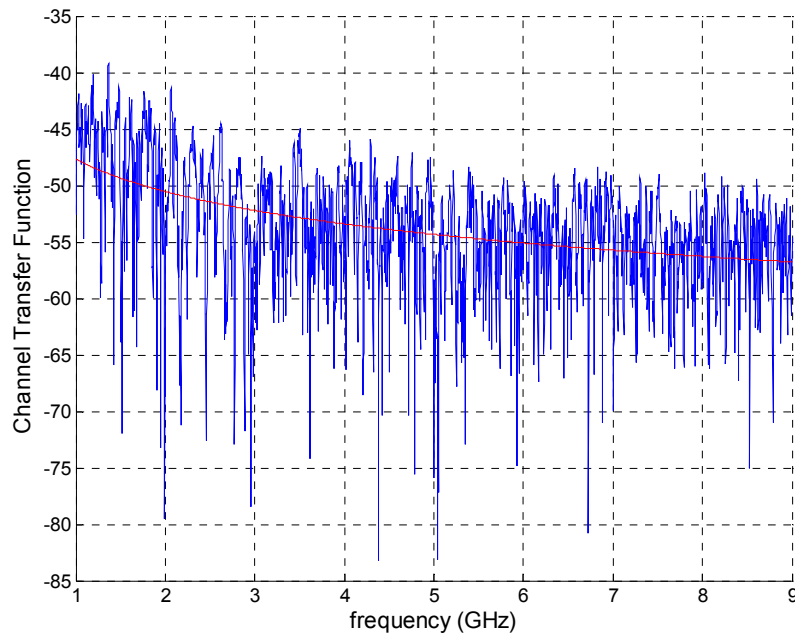


Figura 35 – Función de Transferencia del Canal UWB

Este parámetro es muy dependiente de las especificaciones de la antena. En nuestro caso utilizamos dos antenas biconicas de gran ancho de banda, con un rizado mínimo entre 1 y 18 GHz. En el medio de la banda (9 GHz) la ganancia es de 3 dB, mientras que en la parte baja de la banda (1GHz) es -1 dB. Este es el motivo por el que el parámetro δ no es igual a 2, como debe de ser en el caso de un patrón de radiación isotrópico.

Tabla 7 – Estadísticas de δ

ESCENARIO	δ	
	E[δ]	σ [δ]
LOS	1.01	1.01
Soft-NLOS	1.16	1.16
Hard-NLOS	1.36	1.36

3.3.2.3 Exponente de Pérdidas de Propagación (n)

El modelo para las pérdidas de propagación sigue el conocido desvanecimiento *lognormal* en torno al valor medio. Para el cálculo del valor medio, asumimos una variación exponencial de la potencia recibida a lo largo de la distancia [Siwiak, 2001].

$$L = L_{FREE\ SPACE}(d_0) + 10\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3-9)$$

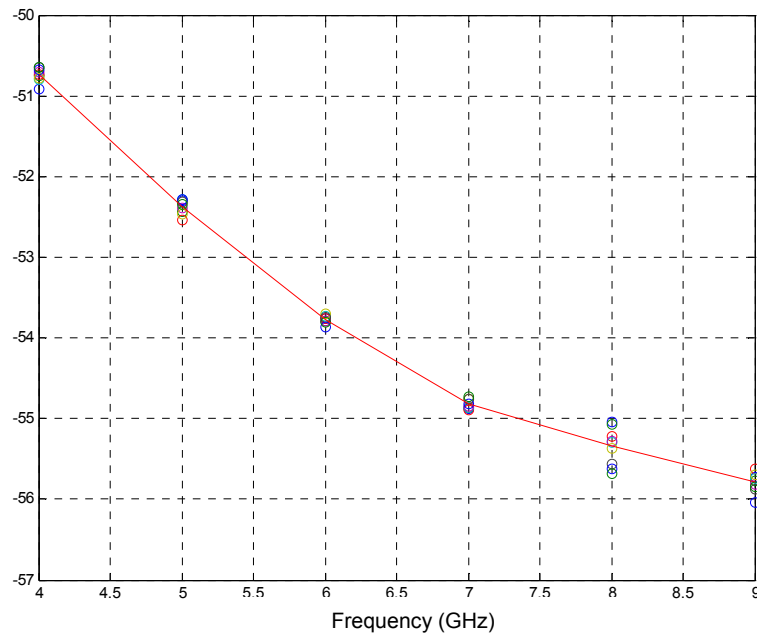


Figura 36 – Curva de las pérdidas de propagación

La gráfica mostrada en la Figura 36, representa la potencia recibida en dBms, en función de la distancia en metros. El comportamiento estadístico de n se representa por el valor medio y la desviación típica, cuyos resultados finales, para diferentes caminos se incluyen en la Tabla 8.

Tabla 8 – Estadísticas de n

ESCENARIO	d_0 (cm)	N	
		$E[n]$	$\sigma[n]$
LOS		1.4	0.35
Soft-NLOS		3.2	1.21
Hard-NLOS		4.1	1.87

Como la distancia de referencia (d_0) se asume que esta limitada hasta donde tenemos propagación en el espacio libre, es lógico que tengamos una caída en el valor en cuanto el canal se encuentra con más obstrucciones.

3.4 Conclusiones

Como paso previo necesario a las simulaciones de los sistemas de IR-UWB, era necesario disponer de unos modelos válidos del canal de propagación, motivo por el cual se han llevado a cabo una serie de campañas de medida, cubriendo un abanico de escenarios característicos para las aplicaciones más exigentes, donde la presencia de multicamino puede afectar en mayor medida a la forma de onda recibida.

Gracias a los datos obtenidos en las campañas realizadas, se realizaron diferentes procesados de los datos, teniendo en cuenta tanto las señales en el dominio

de la frecuencia, como sus correspondientes en el dominio del tiempo, a fin de obtener unas estadísticas y caracterizar de la manera más fidedigna posible, el comportamiento de las señales impulsivas, al ser radiadas y propagadas. Este trabajo fue contemporáneo al de una serie de campañas y propuestas planteadas dentro de la comunidad científica, con el fin de definir un modelo adecuado para la definición de los estándares que estaban en desarrollo. De hecho, los principales consorcios industriales, organizaciones técnicas, organismos reguladores y de estandarización de todo el mundo (IEEE, FCC, ETSI,...) estaban trabajando en la búsqueda de un modelo de canal exacta UWB capaz de permitir la correcta simulación y definición de los sistemas UWB.

Tal y como se ha expuesto a lo largo de todo el capítulo, se ha planteado un innovador modelo de canal, aprovechando todo aquello que pudiera ser interés de los modelos de referencia, pero evitando la simple generalización de aproximaciones previas. Estas normalmente describían canales de banda ancha, como el propuesto por Saleh y Valenzuela [Saleh , 1987], donde lo planteado por otros autores [Kunish, 2002; Keignart, 2002; Cassioli, 2001b; Foerster, 2003; Venkatesh, 2004; Win, 1997] ha sido la parametrización del canal UWB con los resultados obtenidos de las nuevas campañas de medida realizadas. En el caso planteado en este trabajo de investigación, se ha optado por darle un enfoque completamente original, proponiendo nuevos parámetros de modelización, con el objetivo último de reproducir de la forma más realista posible la forma de onda del pulso UWB recibido.

3.5 Referencias

- [Ali, 1994] M.H. Ali, , A.S. Parker, y K. Pahlavan, "Frequency domain model for standard simulation of wideband radio propagation for personal communications," en *Electronics Letters*, Diciembre 1994, volumen: 30, N^o: 25, páginas: 2103-2104.
- [Alvarez, 2003] A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, J.L García "Ultra Wideband Channel Model for Indoor Environments", en *Journal of Communications and Networks*. Special Issue on Ultra-Wideband (UWB) Communications, Diciembre 2003, Volumen. 5, número 4
- [Cassoli, 2001] D. Cassoli, W. Ciccognani and A. Durantini, "UWB Channel Model Report", Document D3, ULTRAWAVES Project (IST-2001-35189).
- [Cassoli, 2001b] D. Cassoli, A. Molisch and M. Z. Win, "A Statistical Model for UWB Indoor Channel", en *Proc. of the IEEE 53rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring 2001)*, Rhodes, Mayo 2001, volumen: 2, páginas: 1159-1163,
- [Cassoli, 2002] D. Cassoli, M. Z. Win and A. F. Molisch, "The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: From Statistical Model to Simulations", en *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Agosto 2002, volumen: 20, no. 6, páginas: 1247-1257,.
- [Chong, 2004] C. Chong, Y. Kim and S. Lee, "UWB Indoor Propagation Channel Measurements and Data Analysis in Various Types of High-Rise Apartments", en *Proc. of the IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC Fall 2004)*, Septiembre. 2004.
- [Cramer, 2002] R. J. Cramer, R. A. Scholtz and M. Z. Win, "Evaluation of an Ultra-Wideband Propagation Channel", en *IEEE Trans. Ant. and Prop.*, Mayo 2002, volumen: 50, n^o. 5, páginas: 561-570.
- [Foerster, 1993] J. Foerster, "Channel Modeling Sub-committee Report Final," en *IEEE P802.15 WG for WPANs Technical Report*, no. 02/490r0-SG3a, 2002.
- [Foerster, 2003] J. R. Foerster, M. Pendergrass and A. F. Molisch, "A UWB Channel Model for Ultra Wideband Indoor Communications", en *Proc. of the International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications 2003 (WPMC 2003)*, Octubre 2003.
- [Foerster, 2003] J. R. Foerster, "Channel modeling sub-committee report final," in *Tech. Rep. P802.15 02/490r1, IEEE 802.15 SG3a*, Febrero 2003.
- [Ghassemzadeh, 2003] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, A. Kavcic, T. Sveinsson and V. Tarokh, "UWB Indoor Delay Profile Model for Residential and Commercial Environments", en *Proc. of the IEEE*

- 58th Vehicular Technology Conference (VTC Fall 2003)*, Octubre 2003, volumen: 5, páginas: 3120-3125.
- [Hashemi, 1993] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel", *IEEE Proc.*, Julio 1993, volumen 81, n.º. 7, páginas 943-968.
- [Lobeira, 2002] M. Lobeira, A. Alvarez, G. Valera, R. Torres y J. L. García, "Contribución de ACORDE y la Universidad de Cantabria al IEEE Study Group 3a"
http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02_445r1P802-15_SG3a-UWB-Channel-Model-Acorde&UC.ZIP
- [Irahhaute, 2004] Z. Irahhaute, H. Nikookar and G. J. M. Janssen, "An Overview of Ultra Wide Band Indoor Channel Measurements and Modeling", en *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Agosto 2004, volumen: 14, no. 8, páginas: 386-388
- [Karedal, 2004] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson and A. F. Molisch, "UWB channel measurements in an industrial environment", en *Proc. of the IEEE Global Telecommunications Conference 2004 (GLOBECOM '04)*, Atlanta, USA Noviembre/ Diciembre 2004, volumen: 6, páginas: 3511 - 3516.
- [Keignart, 2002] J. Keignart and N. Daniele, "Subnanosecond UWB Channel Sounding in Frequency and Temporal Domain" en *Proc. of the 2002 IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST 2002)*, Baltimore, USA, Mayo 2002, páginas: 25-30,
- [Kunisch, 2002] J. Kunisch and J. Pamp, "Measurement results and modeling aspects for UWB radio channel", en *Proc. of the IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies 2002 (UWBST 2002)*, Baltimore, USA, Mayo 2002, pp. 19 - 23.
- [Molisch, 2003] A. F. Molisch, J. R. Foerster and M. Pendergrass, "Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks", en *IEEE Wireless Commun.*, Diciembre 2003 volumen: 10, n.º. 6, páginas: 14-21.
- [Saleh, 1987] A. Saleh y R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation", en *IEEE J. Selected Areas of Communications*, Febrero 1987, volumen. 5, pp. 128-137
- [Siwiak, 2001] K. Siwiak and A. Petroff, "A Path Link Model for Ultra Wide Band Pulse Transmissions", en *Proc. of the IEEE 53rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring 2001)*, Rhodes, Mayo 2001, volumen: 2, páginas: 1173 - 1175.
- [Venkatesh, 2004] S. Venkatesh, J. Ibrahim and R. M. Buehrer, "A new 2 cluster Model for Indoor UWB Channel Measurements ", en *Proc. of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Junio 2004, volumen: 1, páginas: 946-949.

- [Win, 1997] M. Z. Win, R. A. Scholtz, and M. A. Barnes, "Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications", en *Proc. of the IEEE Int. Conf. on Commun. 1997 (ICC'97)*, Montréal, Canada, Junio 1997, volumen: 1, pp. 56-60

4. Posicionamiento con Impulse Radio UWB

La localización y posicionamiento de un dispositivo dentro de una red inalámbrica, se puede realizar por medio de la combinación de la información de estimación de distancias entre el dispositivo a posicionar, y un número determinado de nodos de referencia. Dichos nodos de referencia actuarán como estaciones de posicionamiento, y bien pueden ser fijas o móviles, pero en todo caso, capaces de conocer su posicionamiento global o relativo con respecto al resto de la red.

4.1 Técnicas Aplicables

Para el cálculo de la posición entre cada par dispositivo-nodo de referencia, existen diferentes técnicas, que permiten determinar, desde la distancia entre dispositivos, al alineamiento formado entre ambos. Dichas técnicas se pueden agrupar en tres grandes apartados teniendo como base:

- el conocimiento del ángulo de llegada,
- la potencia o nivel de señal recibido,
- el tiempo de llegada de la señal,

4.1.1 Angle of Arrival (AoA)

Las técnicas basadas en AOA permiten determinar el ángulo de llegada de la señal radio, procedente de la estación móvil, en diferentes estaciones de referencia, mediante el uso de arrays de antenas, antenas inteligentes o adaptativas. También pueden operar a la inversa, determinando el ángulo de llegada de la señal, procedente de una estación de referencia en el móvil. En cada caso una sola medida produce una línea recta desde la estación base al móvil. Si se disponen de varias estaciones de referencia, tal y como se muestra en la Figura 37, la intersección de al menos 2 líneas

formadas entre el dispositivo y las estaciones, permite establecer la localización del móvil en 2 dimensiones, por medio de su intersección.

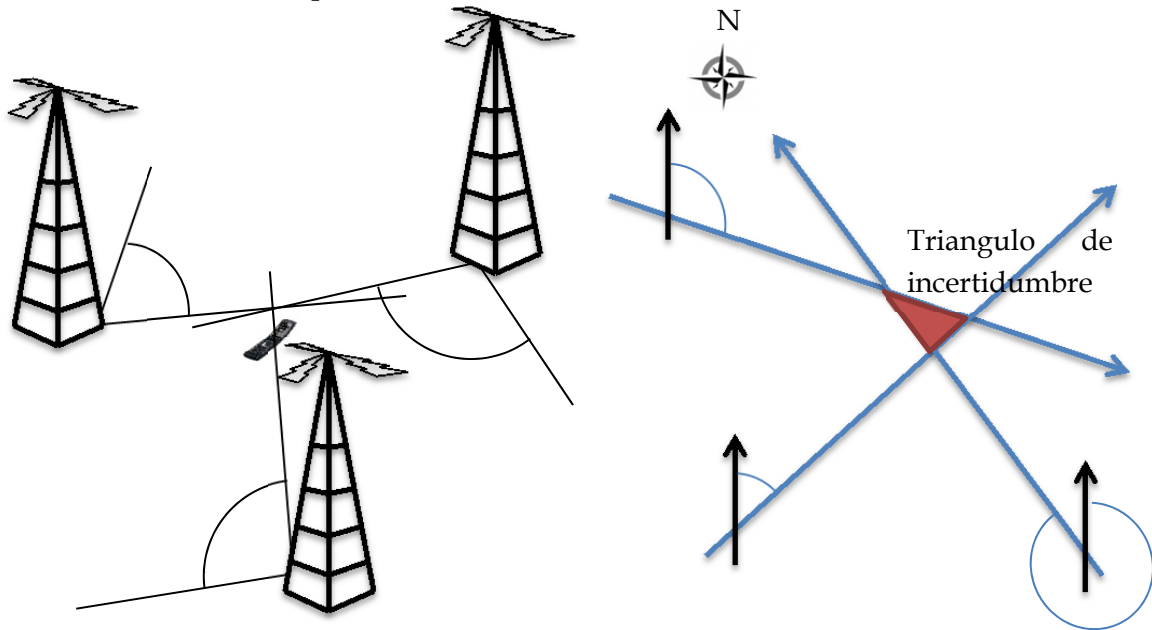


Figura 37 – Red de referencias para AoA

Sin embargo la técnica de AoA no es adecuada para sistemas de redes de sensores, o infraestructura ad-hoc, que es la principal aplicación para la que se contemplan los sistemas de Impulse Radio UWB. Entre otros motivos, destacan como inconvenientes:

- Un elevado número de multicaminos detectados, debido al gran ancho de banda de las señales Impulse Radio UWB, especialmente en entornos de interior. Es por ello que resultaría difícil establecer el ángulo de llegada de las señales, ya que podrían llegar de diferentes reflexiones.
- Que el uso de arrays de antenas, o antenas inteligentes (*smart antennas*), añadirían mucha complejidad a unos sistemas en lo que se persigue ante todo el bajo coste, consumo, y tamaño contenido.

4.1.2 Received Signal Strength (RSS)

A partir del modelo de pérdidas de propagación [Denis, 2003; Keignart, 2006; Where, 2008], es posible determinar la distancia entre 2 nodos, midiendo la intensidad de señal recibida en un nodo, una vez conocida la potencia transmitida por el otro.

Para el cálculo de la distancia, en una primera aproximación, se parte de la fórmula de propagación de Friis:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (4-1)$$

En donde:

- G_T es la ganancia de la antena transmisora
- G_R es la ganancia de la antena receptora
- λ es la longitud de onda de la señal transmitida
- D es la distancia entre transmisor y receptor

De esta ecuación se puede deducir directamente la distancia. En escenarios reales y caracterizados, tal y como hemos visto en el capítulo anterior, dicha ecuación resulta demasiado simple, ya que no tiene en cuenta fenómenos como el multicamino, y además se puede estimar que el factor de caída de la intensidad de señal, puede ser diferente a la ecuación (4-1) en múltiples casos. Esta fórmula quedaría replanteada de la siguiente manera:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T(\theta, \phi) G_R(\theta, \phi) \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 (1 - |\Gamma_T|^2)(1 - |\Gamma_R|^2) |a_T a_R^*|^2 e^{-\alpha D} \quad (4-2)$$

donde

- $G_t(\theta_t, \phi_t)$ es la ganancia de la antena transmisora en la dirección (θ_t, ϕ_t) “en línea” directa con la antena receptora.
- $G_r(\theta_r, \phi_r)$ es la ganancia de la antena receptora en la dirección (θ_r, ϕ_r) “en línea” con la antena transmisora.
- Γ_t y Γ_r son los coeficientes de reflexión de las antenas transmisora y receptora, respectivamente.
- a_t y a_r son los vectores de polarización de las antenas transmisora y receptora, tomados en las direcciones de incidencia de la señal.
- α es el coeficiente de absorción del medio de propagación por el que se transmite la señal.

Esta técnica de posicionamiento requiere de al menos 3 nodos de referencia para determinar la localización 2D del dispositivo móvil, empleando las técnicas de trilateración que se describen en capítulos siguientes. Para poder determinar con cierta precisión la posición por medio del indicador de RSS, es necesario tener un conocimiento de las características del canal, ya que es muy dependiente de este. Por tanto los algoritmos basados en esta técnica son muy sensibles al proceso de parametrización del canal radio.

Dentro de esta familia se pueden destacar 2 técnicas principales:

4.1.2.1 Received Channel Power Indicator (RCPI)

Implementado en el estándar 802.11, da la medida de la potencia de señal radio recibida en un determinado canal a lo largo del preámbulo, y de toda la trama recibida.

4.1.2.2 Received Signal Strength Indication (RSSI)

Es un parametro más general que el anterior, y extendido a más estandares que el 802.11, como puede ser GSM, Zigbee o UMTS. Da una métrica de la potencia recibida de señal radio, bien en RF, o en niveles de frecuencia intermedia.

Estás técnicas pueden llegar a tener una precisión aceptable para algunas aplicaciones. Cramér y Rao investigaron sobre los limites de exactitud en las medidas con este parámetro, y establecieron que, para una determinada distancia D de separación entre nodos, la exactitud de la medida no puede ser mejor que:

$$\sqrt{Var(D)} \geq \frac{\ln 10}{10} \frac{\sigma_{sh}}{n} D \quad (4-3)$$

conocida como fórmula de Cramer-Rao Lower Bound

En donde, n es el exponente de pérdidas de propagación (*path loss factor*) y σ_{sh} es la desviación típica de la distribución estadística de desvanecimiento del canal radio. De dicha ecuación y las presentadas anteriormente, se puede apreciar claramente que tanto la estimación como los límites son dependientes de las características del canal, y de la distancia entre los nodos, pero no del ancho de banda de las señales radio, por lo que se pierde una de las principales ventajas que podrían ofrecernos las señales UWB. Ello, unido a los bajos niveles de potencia transmitidos, permitidos por la legislación, hacen que las técnicas basadas en RSS no sean explotadas con señales del tipo Impulse Radio UWB.

4.1.3 Time of Arrival (ToA)

Las técnicas basadas en el tiempo de llegada de las señales radio [Dardari, 2007, 2009; Hernandez, 2008], estiman el tiempo de propagación de las señales entre el dispositivo a localizar y los nodos de referencia de la red, bien por sincronización entre los diferentes equipos, o por medio de la estimación del tiempo transcurrido entre el envío de un mensaje y la recepción de su respuesta [Pavani, 2009].

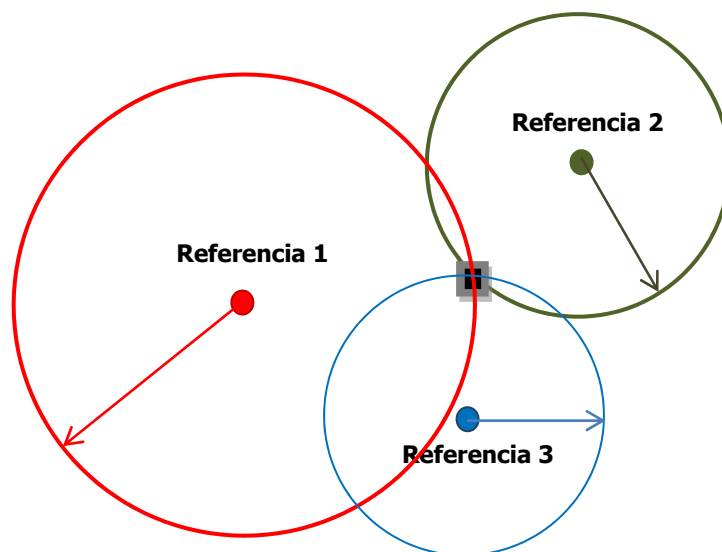


Figura 38 – Ejemplo de Localización por TOA con 3 estaciones base o de referencia

La Figura 38 representa un esquema típico de localización de un dispositivo móvil, por medio de la intersección de las 3 esferas (circunferencias sobre un plano en 2D) a partir de las distancias estimadas por ToA sobre 3 nodos de referencia de la red. Dentro de este conjunto de técnicas de ToA se pueden diferenciar:

4.1.3.1 Single Trip Time of Arrival

Si todos los elementos de la red comparten un mismo reloj, el nodo receptor, puede determinar el tiempo de llegada (ToA, Time of Arrival) de la señal recibida por medio del envío de la información de tiempo de salida del transmisor, y de esta manera determinar el tiempo de transmisión de la señal por el canal (ToF, Time of Flight) [Bellusci, 2007].

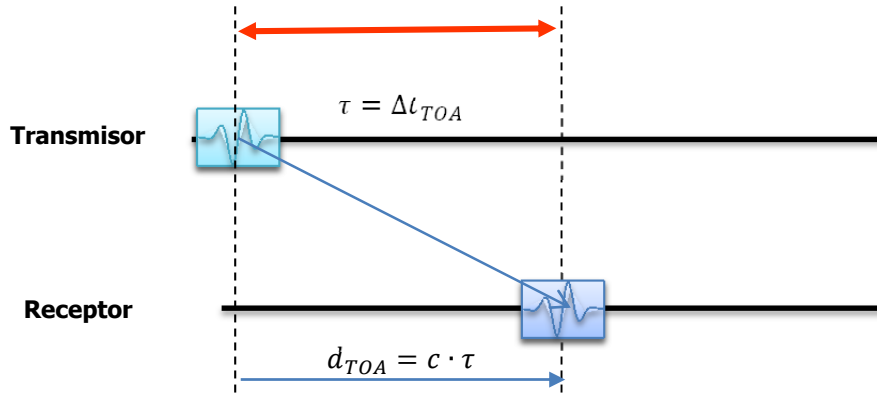


Figura 39 – Distancia estimada por Single Trip ToA

en donde, y tal como aparece representado en la Figura 39,

$$\tau = \Delta t_{TOA} = \text{Tiempo de vuelo de la señal}$$

$$c = \text{velocidad de la luz} = 3 \cdot 10^8.$$

En una primera aproximación, despreciando las contribuciones del multicamino, donde consideramos únicamente un canal donde no tenemos en cuenta interferencias de otros sistemas, y únicamente está afectado de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN), se puede establecer que la señal recibida es:

$$r(t) = \alpha \cdot s(t - \tau) + n(t) \quad (4-4)$$

Donde α es la atenuación de la señal, τ el retardo, $s(t)$ la señal transmitida, y $n(t)$ señal de ruido gaussiano blanco. Una de las técnicas más usadas para la estimación del retardo, es la de máxima verosimilitud (Maximum Likelihood - ML), ya que es capaz de estimar el valor de τ que maximiza la correlación entre la señal recibida $r(t)$ y la señal transmitida $s(t)$. Definiendo la función de correlación como [Canovic, 2007]]:

$$R_{rs}(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} r(t) \cdot s(t - \tau) dt \quad (4-5)$$

en donde T_0 es la duración de autocorrelación, que es igual a:

$$T_0 = \frac{T_P}{2} \quad (4-6)$$

con T_P el ancho temporal del pulso.

A partir de dicha expresión, se puede establecer que el estimador ML para el retardo τ es:

$$\hat{\tau}_{ML}(r) = \underset{r \in \mathbb{R}}{\operatorname{argmin}} \left(e^{\frac{-1}{N_0} \int_{T_{obs}} (r(t) - s(t-\tau))^2 dt} \right) \quad (4-7)$$

en donde N_0 es la densidad espectral de potencia (PSD) del ruido, y T_{obs} es el periodo de observación sobre el cual se realiza la estimación.

Dentro de este cálculo de los límites alcanzables, se tiene que la mejor exactitud que se puede establecer para la estimación por ToA, está limitada por el límite inferior de Cramer-Rao CRLB [Ha, 2003]:

$$\sigma_r^2 \geq \frac{1}{8\pi^2 \cdot SNR \cdot \beta^2} \quad (4-8)$$

y teniendo en cuenta que $d_{TOA} = c\Delta t_{TOA}$, obtenemos que

$$\sigma_d^2 \geq \frac{c^2}{8\pi^2 \cdot SNR \cdot \beta^2} \quad (4-9)$$

Donde, σ_d^2 es la varianza del estimador del ToA (equivalente al error), c es la velocidad de la luz, SNR es la relación de señal a ruido, y β el ancho de banda efectivo de la señal, que queda definido como:

$$\beta = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df}} \quad (4-10)$$

siendo $S(f)$ la transformada de la señal radio.

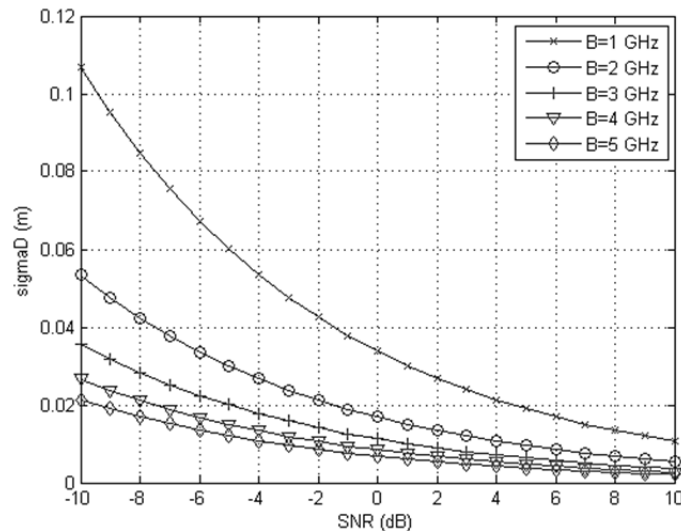


Figura 40 – Variación del estimador en función del ancho de banda

Al contrario que con las técnicas basadas en RSS, la exactitud de las técnicas basadas en el tiempo de llegada se puede mejorar incrementando la relación de señal a ruido, o el ancho de banda efectivo de la señal, lo cual hacen que sean técnicas muy apropiadas para señales UWB [Win, 1998; Molish, 2006]. En la Figura 40, se puede apreciar que la exactitud para anchos de banda desde 1 GHz a 5 GHz, estimada con diferentes valores de SNR, quedan en todo caso con un límite inferior por debajo de los 15 cm.

Dicho límite inferior, se ve incrementado por todas las problemáticas asociadas a una implementación real de los sistemas [Guvenc, 2008], entre las que caben destacar la falta de completa sincronización de los relojes, o en caso incluso de disponer de una sincronización muy fina, el jitter instantáneo de los mismos, lo que se puede clasificar entre:

- Long-term stability → Estabilidad
- Short-term stability → Jitter

La influencia de cada uno de estos factores, se discutirá posteriormente en el apartado de implementación. Una vez conocida la distancia entre el dispositivo, y cada uno de los nodos, se puede establecer la posición del móvil, utilizando la técnica de trilateración.

Todas las hipótesis de cálculo hasta ahora planteadas se fundamentan en la implementación de un receptor basado en un filtro adaptado, permitiendo la detección óptima de la señal, y a partir de esa detección la estimación del retardo con error cuadrático mínimo. Sin embargo tal y como se tratará en el siguiente capítulo, tras diferentes valoraciones de implementación, y con el objetivo siempre de implementar una solución de bajo coste y bajo consumo, hubo que prescindir de una arquitectura basada en un *matched filter*, y optar por una con detector de nivel de tensión. La evaluación de estas implementaciones, técnicamente viables por hardware, han sido objetivo de estudio dentro de varios de proyectos de investigación (PULSERS 2, EUWB, Where) sobre los que se basa este trabajo [Yu, 2012].

4.1.3.2 Round Trip Time of Arrival (RTT)

También conocido como Two Way Ranging (TWR) o Round Trip Time of Flight (RToF), es una técnica que se implementa cuando no es posible la sincronización entre los osciladores de los diferentes nodos de la red, bien por complejidad de la arquitectura, o por motivos de coste [Li, 2006]. La técnica se basa en que un nodo A, envía una señal a un nodo B, este la procesa, y responde, de forma que A recibe la respuesta de B, y de esta manera puede estimar cual ha sido el tiempo que la señal ha empleado en realizar 2 veces el recorrido, tiempo a partir del cual, es posible calcular la distancia entre ambos.

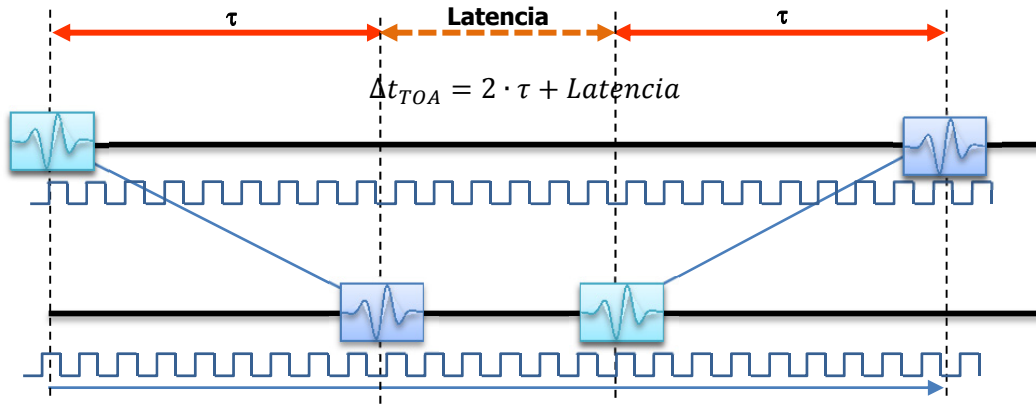


Figura 41 – Representación del RTT

Esta técnica presenta el inconveniente de que tiene un factor de incertidumbre, ya que es necesario determinar el número de ciclos de reloj que han pasado entre que se transmitió el primer paquete de datos desde A, y se recibe la confirmación desde B, como aparece representado en la Figura 41.

Este concepto se desarrolla dentro del estándar ISO/IEC FCD 24730-5:2010, que define un protocolo de interfaz aérea que utiliza chirp spread spectrum (CSS) en las frecuencias de 2,4 GHz a 2.483 GHz. Este protocolo permite la comunicación bidireccional y de doble vía que oscila entre los lectores y las etiquetas de un RTLS. El modo por defecto garantiza la interoperabilidad entre las etiquetas y la infraestructura de cualquier fabricante que se acoja al estándar.

La distancia entre el dispositivo a localizar, y un nodo de referencia, en una situación ideal, donde existe línea de vista entre ambos equipos, se puede calcular como:

$$D_{TOA} = c \cdot \Delta t_{TOA} = D_{REAL} + e_{CLK} \quad (4-11)$$

En donde, c es la velocidad de la luz, $3e8$ m/s, D_{TOA} es la distancia, e Δt_{TOA} , es el tiempo de vuelo de la señal. En caso de tener además situación de No línea de vista (NLOS).

$$D_{TOA} = D_{REAL} + e_{CLK} + e_{NLOS} \quad (4-12)$$

Si además el dispositivo se encuentra en movimiento, estas ecuaciones se pueden generalizar a:

$$D_{TOA}(t) = c \cdot \Delta t_{TOA}(t) = D_{REAL}(t) + e(t) \quad (4-13)$$

$$D_{TOA}(t) = D_{REAL}(t) + e_{CLK}(t) + e_{NLOS}(t) \quad (4-14)$$

Si además las coordenadas del nodo de referencia es conocido (x_N, y_N, z_N), se puede establecer la distancia real al dispositivo a localizar (x_D, y_D, z_D) como:

$$D_{REAL} = \sqrt{(x_D(t) - x_N)^2 + (y_D(t) - y_N)^2 + (z_D(t) - z_N)^2} \quad (4-15)$$

Una solución híbrida de esta técnica evita el problema expuesto anteriormente de determinar el número de ciclos de reloj entre ambos eventos, y es conocida como Round Trip Latched Time of Arrival.

4.1.3.3 Round Trip Latched Time of Arrival

Esta técnica es semejante a la solución clásica del RTT, con la diferencia, de que el reloj del nodo B, se sincroniza con la señal recibida del nodo A (que lleva modulada la señal del reloj de sincronización, y se recupera en B), de forma que ese nuevo reloj reconstruido es el que se utiliza para enviar la respuesta al nodo A, con la diferencia de que solo es necesario comparar el desfase entre la señal del reloj de A, y el reloj modulado en el paquete transmitido desde el nodo B, como se muestra en la Figura 42.

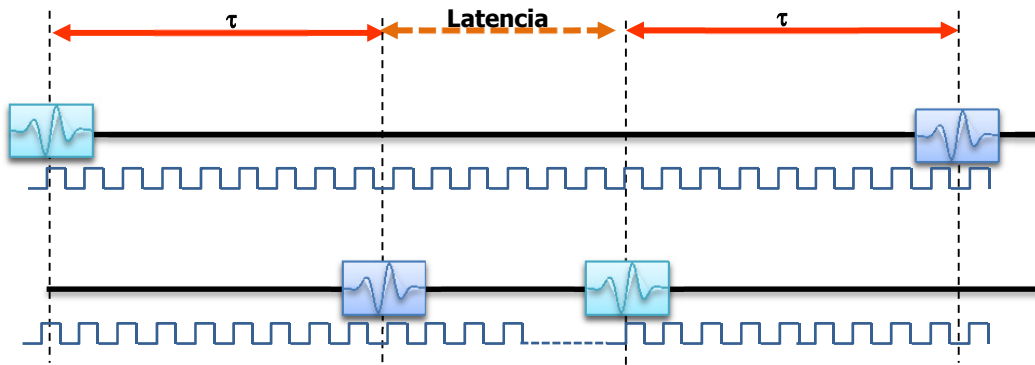


Figura 42 – Representación del RTLTL

4.1.4 TDOA (Time Difference Of Arrival)

Otras de las posibilidades que se pueden presentar [Denis, 2009], es que no pueda sincronizarse el dispositivo a localizar con los nodos de referencia, pero sea posible hacerlo entre los nodos de referencia (por ejemplo, por medio de un sistema cableado). En dicho caso, se puede emplear la técnica de *Time Difference of Arrival*, basada en determinar la posición relativa del dispositivo a localizar por medio de las diferencias temporales en la llegada de las señales radiadas a los diferentes nodos de referencia, en vez de los tiempos absolutos de llegada a cada uno de ellos, como se procesa en ToA. Partiendo del hecho de que los nodos de referencia están sincronizados entre sí, es posible determinar el intervalo temporal entre la llegada de la señal a cada uno de ellos.

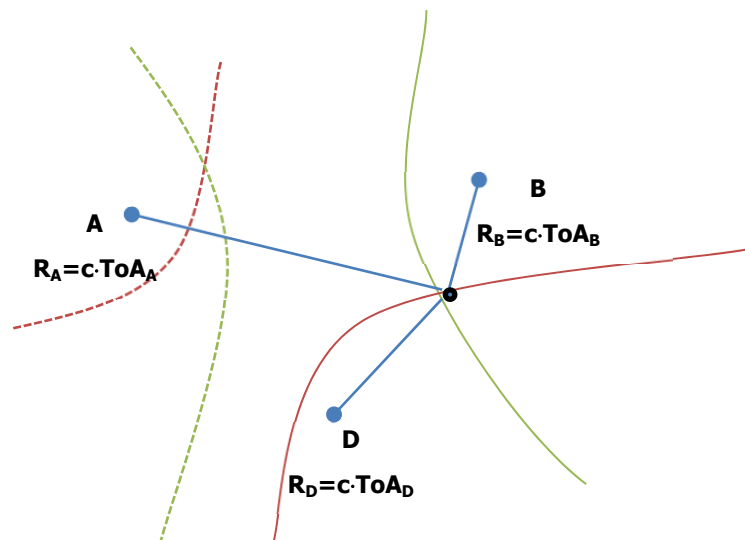


Figura 43 – Hipérbolas resultantes del TDOA

Para cada una de las medidas TDoA asociadas al dispositivo, y un par de nodos de referencia, el transmisor debe establecer una hipérbola, con una diferencia constante de distancia entre los nodos, siendo la ecuación de la hipérbola resultante:

$$R_{A,B} = \sqrt{(x_A - x_D)^2 + (y_A - y_D)^2 + (z_A - z_D)^2} - \sqrt{(x_B - x_D)^2 + (y_B - y_D)^2 + (z_B - z_D)^2} \quad (4-16)$$

Donde (x_A, y_A, z_A) y (x_B, y_B, z_B) , representan las posiciones de los nodos de referencia, y (x_D, y_D, z_D) la del dispositivo a localizar, tal y como se muestra en la Figura 43. Excepto en los casos en los que se pueda calcular la solución exacta a esta ecuación por medio de regresión no lineal, la forma más sencilla de obtener una solución, es por medio de la linealización de las ecuaciones mediante el desarrollo en serie de Taylor, y empleo de algoritmos iterativos de resolución.

Todas estas técnicas son viables para su uso con señales Impulse Radio UWB, sin embargo, debido a la búsqueda en la simplicidad del hardware, y del sistema completo, evitando en la medida de lo posible disponer de una red cableada entre los nodos de referencia, hicieron que en el marco de este trabajo, se escogiera como solución a implementar una adaptación de la técnica de Round Trip Latched Time of Arrival.

4.1.5 Técnica de ranging propuesta para implementación

El sistema IR-UWB opera con señales de naturaleza impulsiva, en el rango de frecuencias entre 3 y 10 GHz. Sin embargo, dichos pulsos siguen un patrón de repetición o generación, de mucha más baja frecuencia, denominado *Pulse Repetition Frequency* (PRF). Dicha PRF suele estar en el rango de los MHz.

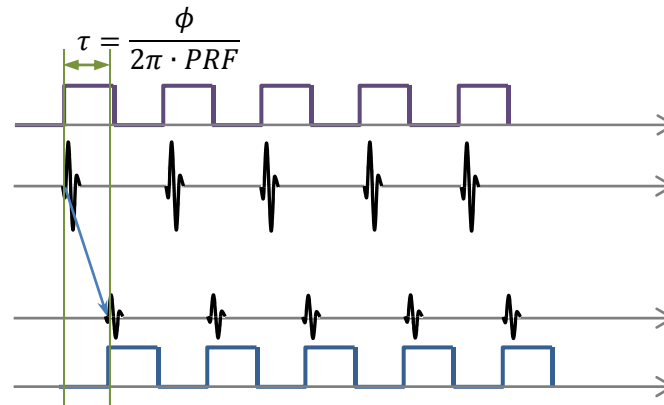


Figura 44 – Estimación del ranging en función de la fase de la señal de banda base

Esta señal de baja frecuencia es aprovechada para obtener la información de distancias entre 2 equipos, por medio de la medida del desfase entre las señales enviadas y recibidas por los equipos. Dicha diferencia de fase se puede interpretar directamente en un tiempo de vuelo, y conocida la velocidad de las señales en el medio de transmisión, convertir el tiempo en distancia, como se muestra en la Figura 44.

La recuperación de la señal de referencia, con un patrón de repetición de frecuencia PRF, no es complicada por medio de los detectores de señal IR-UWB que se describen en detalle en el siguiente capítulo, por lo que esa parte del problema puede

resolverse con relativa facilidad. El principal de los problemas de este tipo de soluciones parte de lo que se conoce como rango de ambigüedad, ya que al trabajar con señales periódicas, si el retardo entre ambas señales excede el periodo de la señal, y se provoca un cambio de ciclo, el sistema de forma natural no es capaz de interpretar ese salto, y la estimación de la distancia se produce de forma errónea, como se muestra en la Figura 45.

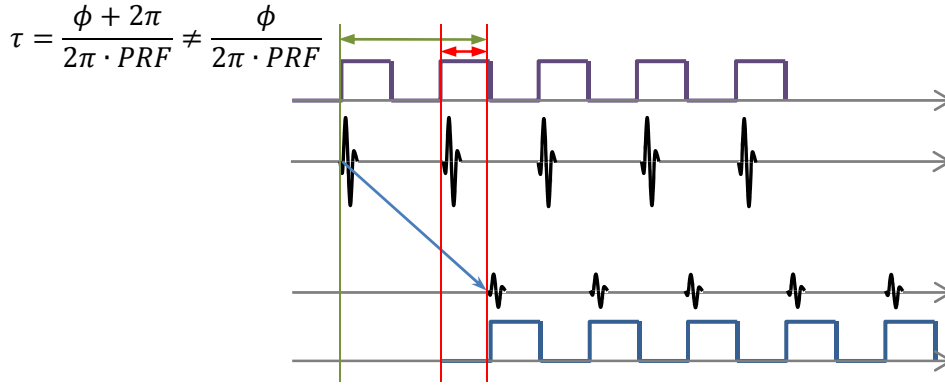


Figura 45 – Error en estimación por rango de ambigüedad

Es por ello que se hace necesario definir el rango máximo libre de incertidumbre que se puede obtener en este tipo de implementaciones como:

$$d_{MAX} = c \cdot T_{PRF} = \frac{c}{PRF} \quad (4-17)$$

Sin embargo, para poder aplicar esta técnica de forma directa, sería necesario tener sincronizados todos los dispositivos, con el fin de poder estimar el desfase de la señal recibida, con respecto de la referencia o patrón. Esta sincronización implicaría el uso de técnicas de compensación que complicarían en exceso, un hardware que se pretende hacer lo más simple posible [Dardari, 2008; Leeand, 2002; Guvecand, 2005].

Es por ello, que la opción escogida, hace uso de la técnica Round Trip Latched Time of Arrival, esquema en el cual el dispositivo a posicionar se sincroniza en fase con el tren de pulsos de llegada, y re-emite un tren de pulsos hacia el nodo de referencia, en base a esa señal enganchada en fase.

De esta manera, tal y como se muestra en la Figura 46, en el nodo de referencia la señal de vuelta contiene la información necesaria para estimar la distancia entre ambos nodos, una vez descontado (vía calibración), el retardo inducido por la latencia del hardware de los equipos [Falsi, 2006]. La calibración se puede realizar en fábrica, ya que el valor de latencia se estima fijo una vez implementado el hardware.

$$d_{calibración} = (\tau - \tau_{Latencia}) \cdot c \quad (4-18)$$

$$\tau_{Latencia} = \tau - \frac{d_{calibración}}{c} \quad (4-19)$$

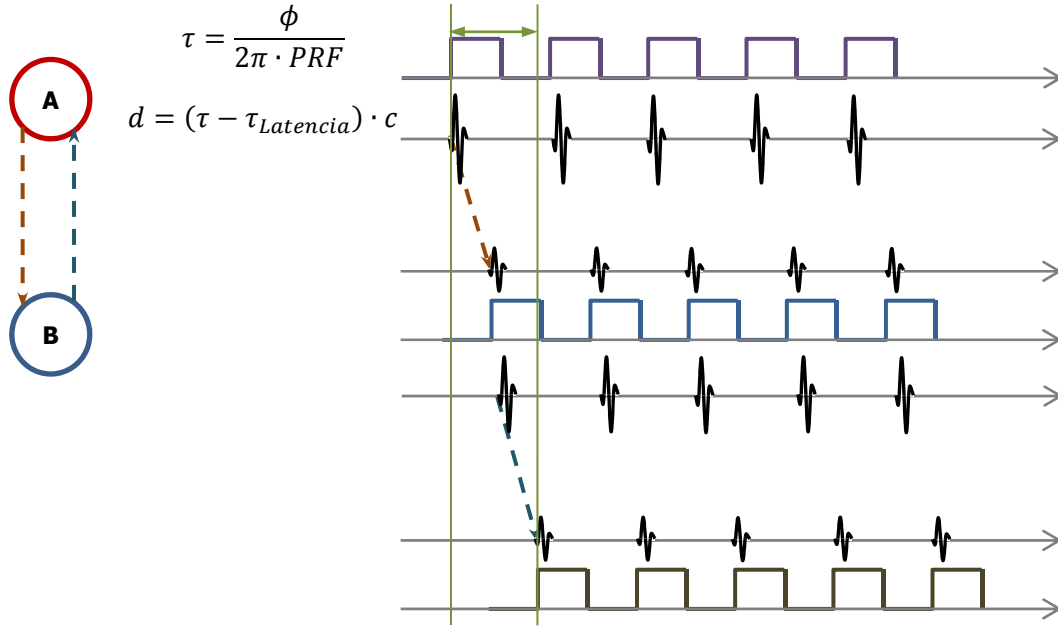


Figura 46 – Estimación del ranging por Round Trip Latched Time of Arrival

Además, también es posible ampliar el rango de ambigüedad de la distancia a estimar. Para ello, es suficiente con contar con un esquema de variación del PRF del tren de pulsos emitidos. La implementación más sencilla pasa por incluir un divisor en el reloj de control de la señal de PRF, de forma que se disponga tanto de una señal principal o de ajuste fino PRF, y otra de extensión de rango PRF/N. De esta manera, se consigue ampliar la ventana de medida hasta

$$d'_{MAX} = c \cdot T'_{PRF} = \frac{c}{PRF'} = \frac{N \cdot c}{PRF} \quad (4-20)$$

4.2 Algoritmo de Posicionamiento

En los últimos años han sido diversos los trabajos realizados en el campo de los sistemas LBS (LLocation Based Services) [Aatique, 1997; Ostmann, 1999], que han permitido el desarrollo de sistemas avanzados de localización y posicionamiento, con el fin de proveer a los usuarios de servicios y aplicaciones personalizadas al entorno y la situación geográfica en la que se encuentran. Destacados son los trabajos que se han llevado a cabo en los escenarios de interior, donde las condiciones de propagación, multicamino y atenuación, dificultan en gran medida, una precisión en los resultados obtenidos.

En el desarrollo de esta investigación, se han estudiado entre otras, las técnicas de localización y posicionamiento que se consideran más adecuadas para el sistema Impulse Radio Ultrawideband propuesto en los capítulos siguientes. A continuación, se detallan aquellas que por sus prestaciones frente a los requisitos de implementación, han sido seleccionadas como más viables.

El criterio de selección se ha establecido teniendo en cuenta tanto la necesidad de recursos de cálculo, así como naturaleza y disponibilidad de los datos de entrada que requieren los algoritmos de cada una de ellas.

4.2.1 Trilateración

Este método permite determinar el punto de intersección de la superficie de 3 esferas, una vez conocido el centro y radio de cada una de ellas. Tiene por objetivo, determinar la posición del dispositivo una vez conocida la posición de cada nodo de referencia, y la distancia (*ranging*), entre cada uno de ellos y el dispositivo a localizar. Para poder establecer una posición unívoca en un sistema N-dimensional, es necesario disponer al menos de N+1 referencias. Esto implica que para hacer un posicionamiento 2D, es necesario al menos disponer de 3 referencias, o si solo se dispone de 2, resolver la solución con otra información [Uguen, 2012]. Lo mismo pasa en un sistema 3D, donde hacen falta 4 puntos de referencia, o bien si solo se dispone de 3, descartar una de las 2 posibles soluciones, por medio de otra información, como puede ser conocer que el dispositivo, está en altura positiva.

En el método de trilateración, se hace uso de 3 referencias, por lo que la solución obtenida es 2D, salvo, que como se ha dicho antes se disponga de información adicional sobre la posible localización del objetivo, que nos permita escoger una de las 2 posibles soluciones [Kuruoglu, 2009]. Para obtener la solución hay que resolver un sistema de ecuaciones para las tres incógnitas, x, y, z. A fin de reducir la complejidad en la resolución del sistema, se suele considerar que los centros de las esferas, están todos sobre el plano z=0, el de una de las esferas, en el origen de coordenadas, y otro sobre el eje x. Para convertir al sistema de referencia real, solo hay que aplicar luego las conversiones oportunas de giros y traslaciones, por medio de las matrices correspondientes.

El sistema a resolver parte de las ecuaciones de las 3 esferas, identificadas con los subíndices 1, 2 y 3:

$$r_1^2 = x^2 + y^2 + z^2 \quad (4-21)$$

$$r_2^2 = (x - x_2)^2 + y^2 + z^2 \quad (4-22)$$

$$r_3^2 = (x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 + z^2 \quad (4-23)$$

Buscando la solución a este sistema de ecuaciones, encontraremos 2 soluciones (x, y, z), siendo una de ellas la posición real del dispositivo. Operando con las 2 primeras ecuaciones obtenemos:

$$x = \frac{r_1^2 - r_2^2 + x_2^2}{2x_2} \quad (4-24)$$

La intersección de 2 esferas es una circunferencia, que viene determinada por:

$$x_2 - r_1 < r_2 < x_2 + r_1 \quad (4-25)$$

de forma que:

$$y^2 + z^2 = r_1^2 - \frac{(r_1^2 - r_2^2 + x_2^2)^2}{4x_2^2} \quad (4-26)$$

teniendo en cuenta la ecuación de la primera esfera (4-21), se tiene que:

$$y^2 + z^2 = r_1^2 - x^2 \quad (4-27)$$

de forma que sustituyendo en la ecuación de la tercera esfera, y resolviendo sobre y:

$$y = \frac{r_1^2 - r_3^2 - x^2 + (x - x_3)^2 + y_3^2}{2y_3} \quad (4-28)$$

despejando obtenemos que:

$$y = \frac{r_1^2 - r_3^2 + x_3^2 + y_3^2}{2y_3} - \frac{x_3 \cdot x}{y_3} \quad (4-29)$$

Y una vez obtenido y, se puede obtener de (4-27):

$$z = \pm \sqrt{r_1^2 - x^2 - y^2} \quad (4-30)$$

por tanto el dispositivo a localizar queda posicionado en:

$$x = \frac{r_1^2 - r_2^2 + x_2^2}{2x_2} \quad (4-31)$$

$$y = \frac{r_1^2 - r_3^2 + x_3^2 + y_3^2}{2y_3} - \frac{x_3 \cdot x}{y_3} \quad (4-32)$$

$$z = \pm \sqrt{r_1^2 - x^2 - y^2} \quad (4-33)$$

A modo de representación gráfica del sistema planteado, pero simplificándolo a un plano 2D, quedaría tal y como se muestra en la Figura 47.

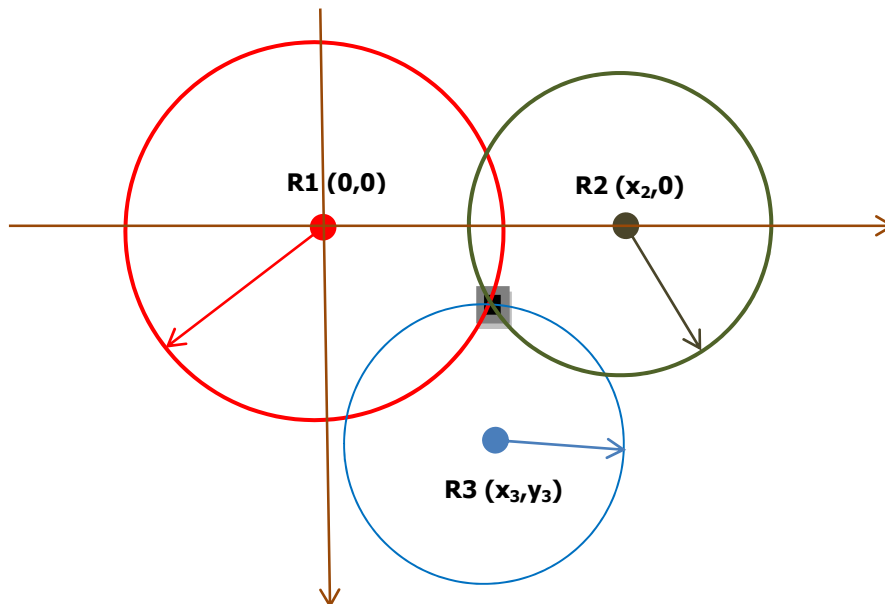


Figura 47 – Referencias y coordenadas para trilateración

A la hora de calcular esta solución, puede ser, que las pequeñas divergencias del computo del ranging^o en cada uno de los nodos de referencia, hagan que para z no tengamos solución (raíz de un número negativo), tengamos una única solución, o 2 soluciones, una de las cuales puede descartarse por encontrarse bajo la superficie, o por un cuarto nodo de referencia. En muchas de las aplicaciones de interés para los sistemas Impulse Radio UWB, sobre todo aquellas enfocadas a redes de sensores, disponer de un mapeado 2D es más que suficiente.

4.2.2 Multilateración

La multilateración es la generalización del método de trilateración, para N referencias, siendo $N = 3$ el caso de trilateración. Está técnica es ampliamente conocida y usada en procesos de enrutamiento, navegación, GPS, etc...

Se basa en la intersección de las N esferas resultantes de la estimación del ranging entre un dispositivo y cada una de las referencias. Para la obtención de la posición se toma como base la minimización del error cometido entre la distancia medida por ranging y la distancia resultante de la estimación de la posición. Definiendo el error como:

$$e_i = r_{ik} - \widehat{r}_{ik} \quad (4-34)$$

Donde r_{ik} representa la distancia medida por ranging entre el nodo de referencia i -ésimo y el dispositivo objetivo a localizar k -ésimo y la estimación $\widehat{r}_{ik}$:

$$\widehat{r}_{ik} = \sqrt{(\widehat{x}_k - x_i)^2 + (\widehat{y}_k - y_i)^2 + (\widehat{z}_k - z_i)^2} \quad (4-35)$$

por tanto

$$e_i = r_{ik} - \sqrt{(\widehat{x}_k - x_i)^2 + (\widehat{y}_k - y_i)^2 + (\widehat{z}_k - z_i)^2} \quad (4-36)$$

Y lo ideal en este caso sería que la estimación fuera perfecta, y por tanto el error 0, de donde se obtiene la condición $e_i = 0$, de donde se puede extraer el siguiente sistema lineal [Kuruoglu, 2009]:

$$\begin{aligned} 2 \begin{bmatrix} x_N - x_1 & y_N - y_1 & z_N - z_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N - x_{N-1} & y_N - y_{N-1} & z_N - z_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{x}_k \\ \widehat{y}_k \\ \widehat{z}_k \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} (r_{1k}^2 - r_{Nk}^2) - (x_1^2 - x_N^2) - (y_1^2 - y_N^2) - (z_1^2 - z_N^2) \\ \vdots \\ (r_{N-1k}^2 - r_{Nk}^2) - (x_{N-1}^2 - x_N^2) - (y_{N-1}^2 - y_N^2) - (z_{N-1}^2 - z_N^2) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-37)$$

y operando en notación matricial queda:

$$A = 2 \begin{bmatrix} x_N - x_1 & y_N - y_1 & z_N - z_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N - x_{N-1} & y_N - y_{N-1} & z_N - z_{N-1} \end{bmatrix} \quad (4-38)$$

$$\hat{r} = \begin{bmatrix} \widehat{x}_k \\ \widehat{y}_k \\ \widehat{z}_k \end{bmatrix} \quad (4-39)$$

$$b = \begin{bmatrix} (r_{1k}^2 - r_{Nk}^2) - (x_1^2 - x_N^2) - (y_1^2 - y_N^2) - (z_1^2 - z_N^2) \\ \vdots \\ (r_{N-1k}^2 - r_{Nk}^2) - (x_{N-1}^2 - x_N^2) - (y_{N-1}^2 - y_N^2) - (z_{N-1}^2 - z_N^2) \end{bmatrix} \quad (4-40)$$

$$A\hat{r} = b \rightarrow A^T A\hat{r} = A^T b \rightarrow \hat{r} = (A^T A)^{-1} A^T b \quad (4-41)$$

Esta ecuación se puede resolver por aproximación por mínimos cuadrados, de forma que la mejor estimación de la posición como:

$$\hat{r} = (A^T A)^{-1} A^T b \quad (4-42)$$

La técnica de multilateración tiene un orden de complejidad $O(n^3)$ debido a los productos matriciales implicados, pero hay que tener en cuenta que n hace referencia a los nodos en las proximidades del dispositivo a localizar, y no a todos los nodos de referencia de la red.

En algunas ocasiones, puede suceder que la ecuación no tenga solución posible, pero esto solo ocurre en determinadas circunstancias, donde la falta de diversidad espacial pueda provocar situaciones anómalas.

Como medida de comprobación de la calidad de los resultados obtenidos, se puede establecer una figura de mérito que nos permita determinar la validez de los resultados obtenidos. Para ello se puede obtener el residuo entre las diferentes distancias medidas r_{ik} y la posición estimada $(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{z}_k)$ como:

$$Residuo_k = \frac{\sum_{i=1}^N \sqrt{(\hat{x}_k - x_i)^2 + (\hat{y}_k - y_i)^2 + (\hat{z}_k - z_i)^2} - r_{ik}}{N} \quad (4-43)$$

Un valor alto del residuo es resultado de un conjunto inconsistente de ecuaciones, y por tanto para valores en el mismo rango o valores superiores a la distancia medida, se debe descartar la posición estimada.

Existen además algoritmos de mejora de los resultados de la multilateración, que se basan en la obtención de una primera estimación de la posición por la resolución de la ecuaciones del sistema lineal, y posteriormente aplicar un proceso iterativo que tiene por objetivo la minimización del residuo resultante [Reza, 2000].

4.2.3 Algoritmo Min-Max

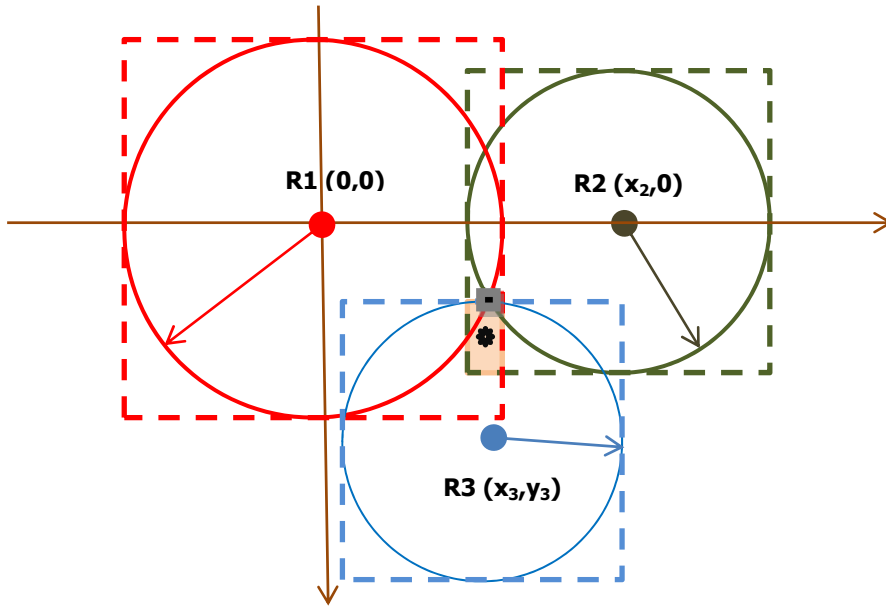


Figura 48 – Ejemplo 2D de aplicación del algoritmo Min-Max

Resolver la ecuación general de multilateración es bastante costoso desde un punto de vista computacional, debido a los productos matriciales involucrados. Es por ello, que se han desarrollado algoritmos alternativos variantes de la multilateración, que simplifican estas operaciones. El planteamiento del algoritmo min-max se fundamenta en construir un rectángulo en un sistema 2D, cubo en su equivalente 3D que establece los límites en los que puede operar un nodo de referencia para localización. Dicho rectángulo estará centrado en las coordenadas (x_i, y_i) , cubo en (x_i, y_i, z_i) , de cada referencia.

La posición estimada obtenida por este método, resulta de calcular el centro de la intersección del área delimitada por los 3 rectángulos/cubos. En la Figura 48 se muestra un ejemplo de la posición estimada en 2D tras la aplicación del algoritmo, que busca el centro del rectángulo fruto de la intersección de los 3 cubos de expansión (representados por las líneas discontinuas), centrados en cada nodo de referencia, con lado r_i .

Cada cubo de expansión de cada nodo i , se puede delimitar por medio de la suma y resta de la distancia estimada r_i , a las coordenadas del nodo de referencia (x_i, y_i, z_i) .

$$\begin{aligned} &[x_i - r_i, y_i - r_i, z_i - r_i], [x_i - r_i, y_i - r_i, z_i + r_i], [x_i - r_i, y_i + r_i, z_i - r_i], \\ &[x_i - r_i, y_i + r_i, z_i + r_i], [x_i + r_i, y_i - r_i, z_i - r_i], [x_i + r_i, y_i - r_i, z_i + r_i], \\ &[x_i + r_i, y_i + r_i, z_i - r_i], [x_i + r_i, y_i + r_i, z_i + r_i] \end{aligned} \quad (4-44)$$

4.2.4 Parámetros de Evaluación de los Resultados

Existen diferentes alternativas para evaluar el rendimiento de la estimación sobre la posición obtenida, siendo las más habituales [Reza, 2000]:

- Circular Error Probability (CEP)
- Geometric Dilution of Precision (GDOP)
- Mean Square Error (MSE)

El CEP se basa en las varianzas de la estimación de posición en la dirección x e y. Esto nos da una medida global de la exactitud del estimador de posición. GDOP es una medida del rendimiento del estimador dependiendo de la posición real del dispositivo con respecto a las referencias. El rendimiento de los resultados obtenidos por medio de un estimador, puede ser evaluado mediante la comparación del error cuadrático medio (MSE) con respecto a la cota inferior de Cramer-Rao (CRLB). CRLB es el límite teórico para la varianza de los resultados de cualquier estimador.

4.2.4.1 Circular Error Probability (CEP)

Si un estimador es insesgado, el CEP describe la dispersión de la estimación de posición en torno a la verdadera posición del nodo a localizar. El CEP se define como el radio de un círculo alrededor de la desviación de posición del estimador que contiene la mitad de las estimaciones generadas [Ostmann 1999], como se ilustra en la figura 2.4. PAC

El CEP con una precisión de 10%, tal y como se expone en [Reza, 2000] es:

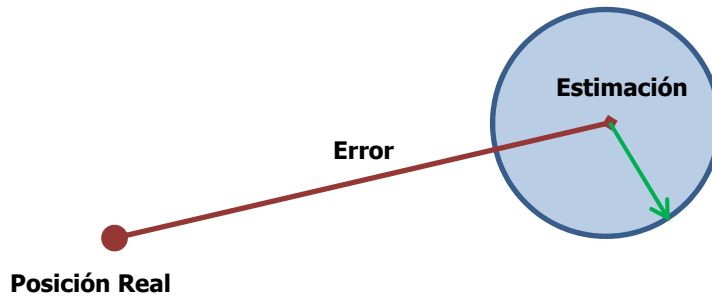


Figura 49 – Representación del CEP

$$CEP = 0.75 \cdot \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2} \quad (4-45)$$

siendo,

σ_i^2 = Varianza de la estimación de la posición en el eje i

4.2.4.2 Geometric Dilution of Precision (GDOP)

GDOP es la desviación estándar de las mediciones de distancia [Aatique 1997]. Matemáticamente, se define como la relación entre el error cuadrático medio (RMS) de posición y el error RMS del ranging:

$$GDOP = \frac{\sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2}}{\sigma_d} \quad (4-46)$$

De la ecuación anterior, es evidente que la GDOP es directamente proporcional al CEP, lo que significa que si la dispersión de la estimación de posición en torno a la verdadera posición de la EM es pequeña, la varianza de salida del estimador será pequeño también. Cuanto menor sea el error RMS del estimador de posición, mejor será el rendimiento del estimador.

4.2.4.3 Mean Square Error (MSE)

MSE es el cuadrado de la distancia entre la posición verdadera de un nodo móvil y la posición estimada del mismo. Matemáticamente se define como,

$$MSE = (x - \hat{x})^2 + (y - \hat{y})^2 + (z - \hat{z})^2 \quad (4-47)$$

$$RMS = \sqrt{MSE} = \sqrt{(x - \hat{x})^2 + (y - \hat{y})^2 + (z - \hat{z})^2} \quad (4-48)$$

donde, (x,y,z) es la verdadera posición del nodo a localizar.

4.3 Seguimiento (Tracking)

El paso siguiente a la estimación de la posición y localización de un dispositivo dentro de una red es su seguimiento, sobre todo si este es un dispositivo de naturaleza móvil que se va a encontrar en movimiento de forma habitual. En ese caso, no solo resulta interesante estimar su posición en un instante inicial, sino que conviene en la medida de lo posible conocer su futura posición, estimando la localización del mismo, en función de la información a priori de la que dispongamos, tal como ruta establecida, posiciones previas y rumbo, velocidad instantánea y aceleración. No entraba dentro de los objetivos de este trabajo un estudio detallado de las diferentes posibilidades, pero si que se ha planteado hacer una breve introducción a las alternativas últimamente aparecidas en el estado de la técnica.

4.3.1 Filtro de Kalman

Es un algoritmo de procesamiento de datos, desarrollado en la década de los 60 por Rudolf E. Kalman [Kalman, 1960], que sirve para poder obtener un estimador óptimo y recursivo de un sistema dinámico lineal. Óptimo porque minimiza un criterio determinado y porque incorpora toda la información que se le suministra para determinar el filtrado. Recursivo porque no precisa mantener los datos previos, lo que facilita su implementación en sistemas de procesamiento en tiempo real. Por último, algoritmo de procesamiento de datos, ya que es un filtro pensado para sistemas discretos. El objetivo del filtro de Kalman es estimar los estados de una manera óptima, de manera que se minimiza el índice del error cuadrático medio.

Este filtro ha sido empleado de forma extensa en diferentes ramas de la ciencia e ingeniería, como herramienta de análisis y predicción (desde economía a biología), y resulta muy adecuado para su uso dentro de sistemas de seguimiento del movimiento o tracking.

4.3.2 Filtro de Kalman extendido

Es una extensión del filtro de Kalman, desarrollado para cuando se trabaja con sistemas dinámicos no-lineales, que se basa en linealización en torno a la estimación realizada ($\hat{x}$, $\hat{y}$, $\hat{z}$).

4.3.3 Método de Montecarlo – Filtro de Partículas

Ampliamente usado en el tratamiento digital de imágenes en movimiento, esta técnica tiene por objetivo la estimación del estado de un sistema variante con el tiempo. La técnica del método de Montecarlo se fundamenta en un método estadístico numérico no determinístico, empleado desde finales de los años 40 para estimar la solución de expresiones y procesos matemáticos complejos, difícilmente resolubles de manera analítica. Una de sus variantes, empleadas en el seguimiento de movimiento, es la propuesta en 1993 por Gordon, Salmond y Smith [Gordon, 1993], sobre la base de la implementación de filtros bayesianos recursivos en forma de un filtro bootstrap, de forma que el filtro de partículas esta compuesto por una serie de muestras (partículas) y un conjunto de pesos asociados a dichas muestras. Cada partícula representa un posible estado del proceso. El procedimiento para la implementación de un filtro de partículas esta definido en 4 etapas, inicialización, actualización, estimación y predicción

4.3.4 MDS (MultiDimensional Scaling)

El multidimensional scaling (MDS) es una técnica que representa medidas de la disimilitud (similitud) entre pares de objetos, como distancias entre puntos en un espacio multidimensional de baja dimensión. Ampliamente usado en marketing y ciencias sociales y económicas, el MDS tiene como objetivo el modelado de las proximidades entre los datos de tal modo, que pueda representarlos lo más exactamente posible en un espacio de baja dimensión (generalmente 2 dimensiones), de forma que se permite la inspección visual de forma sencilla de los datos estimados [Macagano, 2006 y 2009].

Estás mismas técnicas se han explorado para la estimación del tracking de múltiples objetos en un sistema dinámico, donde, además, debido a la naturaleza de los algoritmos MDS, los errores particulares en la información de distancias exactas, o incluso la ausencia de dichos datos, tiene un impacto mínimo en la estimación del tracking.

Lo habitual en la implementación de las técnicas MDS ha sido emplear el proceso iterativo de Kruskal-Shepard implementado en el algoritmo ALSCAL (*Alternating Least Squares sCALing*), o bien algoritmos que buscaban optimizar (minimizar) el estrés, como es el algoritmo SMACOF (*Scaling by MAyorizing a COmplicated Function*), desarrollados originalmente por a De Leeuw [de Leeuw, 2009].

Otras técnicas recogidas en la bibliografía son las propuestas de Partición de Awerbuch, Bellman-Ford o Distance Contraction.

4.4 Conclusiones

En este capítulo se han presentado tanto las principales técnicas de posicionamiento propuestas aplicables con Impulse Radio Ultrawideband, como los algoritmos de localización para sistemas inalámbricos, necesarios para determinar la localización y realizar su seguimiento, de los diferentes nodos que conforman las redes de comunicaciones.

El objetivo principal buscaba la presentación de las diferentes opciones de implementación, que en todo caso, estarán limitadas por el tipo de hardware de los nodos y arquitectura de red e infraestructura disponible. Se han incluido y presentado las técnicas y algoritmos de posicionamiento que se consideran más convenientes en función de los parámetros disponibles, procedimientos de estimación de los errores de posición, así como requisitos necesarios para su implementación, poniendo especial énfasis en aquellos más apropiados para redes de sensores, donde existen multitud de posibles dispositivos a localizar y una serie de nodos de referencia, sobre los que se puede fijar la posición absoluta.

Si bien la temática incluida en este capítulo puede ser ampliamente desarrollada y evaluada, pudiendo dar lugar a múltiples trabajos de investigación paralelos, dentro de esta Tesis se ha planteado únicamente su estudio, análisis y presentación, para posteriores implementaciones con la información de ranging obtenida con el sistema de comunicaciones presentado en capítulos posteriores.

4.5 Referencias

- [Aatique, 1997] M. Aatique, "Evaluation of TDOA Technique for Position Location in CDMA System"; como *Master's Thesis at Virginia Polytechnic Institute and State University*, Septiembre 1997.
- [Bellusci, 2007] G. Bellusci, G. J. M. Janssen, J. Yan, y C. C. J. M. Tiberius, "A new approach to low complexity uwb indoor LOS range estimation", en *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008*. PIMRC Septiembre 2008, páginas: 1-6.
- [Canovic, 2007] S. Canovic, "Application of UWB Technology for Positioning, a Feasibility Study", como *Master Thesis de la Norwegian University of Science and Technology - Department of Electronics and Telecommunications*, Trondheim, Octubre 2007.
- [Dardari, 2007] D. Dardari, A. Giorgetti, y M. Z. Win, "Time-of-arrival estimation of uwb signals in the presence of narrowband and wideband interference", en *IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2007 (ICUWB2007)*, Septiembre 2007, páginas: 71-76.
- [Dardari, 2008] D. Dardari, C. Chong, y M. Z. Win, "Threshold-based time-of-arrival estimators in uwb dense multipath channels", en *IEEE Transactions on Communications*, Agosto 2008, Volumen: 56(8), páginas :1366-1378.
- [Dardari, 2009] D. Dardari, A. Conti, U. Ferner, A. Giorgetti, y M. Z. Win, "Ranging with ultra wideband width signals in multipath environments" *Proceedings of the IEEE*, Febrero 2009, Tomo 2, páginas :404-426.
- [de Leeuw, 2009] J. de Leeuw, J. y P. Mair, "Multidimensional scaling using majorization: SMACOF" en *R. Journal of Statistical Software*, 2009, Volumen: 31(3), páginas: 1-30.
- [Denis, 2003] B. Denis y J. Keignart, "Post-processing frame work for enhanced UWB channel modeling from band-limited measurements", en *Proceedings of IEEE UWBST Conference*, Reston, VA, Noviembre 2003, páginas: 260-264.
- [Denis, 2009] B. Denis, L. Ouvry, B. Uguen, y F. Tchoffo-Talom, "Advanced Bayesian filter in techniques for uwb tracking systems in indoor environments", en *IEEE International Conference on Ultra-Wideband 2005*, Septiembre 2005, página 6.
- [Falsi, 2006] C. Falsi, D. Dardari, L. Mucchi, y M. Z. Win, "Time of arrival estimation for uwb localizers in realistic environments", en *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Enero 2006, páginas: 152-152. ISSN1110-8657.
- [Gezici, 2005] S. Gezici, Z. Tian, G.B. Biannakis, H. Kobayashi, A.F. Molisch, H. V. Poor, Z. Sahinoglu "Localization via Ultra-Wideband Radios", en

- Technical Report 2005-07*, Mitsubishi Electric Research Laboratories, Inc., 2 Julio 2005
- [Gordon, 1993] N. J. Gordon, D. J. Salmond y A.F.M. Smith, "Novel approach to nonlinear/non-Gaussian Bayesian state estimation", en *IEEE Proceedings F on Radar and Signal Processing*, Volumen 140 (2), páginas: 107-113. DOI:10.1049 /ip-f-2.1993.0015.
- [Guvecand, 2005] I. Guvecand y Z. Sahinoglu, "Threshold-based TOA estimation for impulse radio UWB systems", en *Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICU05)*, Septiembre 2005, páginas: 420-425.
- [Guvec, 2008] I. Guvec, S. Gezici, y Z. Sahinoglu, "Ultra-wideband range estimation: Theoretical limits and practical algorithms", *IEEE International Conference on Ultra-Wideband 2008*, Septiembre 2008. IEEE, volume 3, páginas: 93-96.
- [Ha, 2003] W. C. Ha, "An accurate Ultra Wideband (UWB) ranging for precision asset location", en *Int. Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Noviembre 2003, Reston, Virginia, paginas: 389-393.
- [Hernandez, 2008] A. Hernandez, R.Badorrey, J.Choliz, I. Alastruey, y A.Valdovinos, "Accurate indoor wireless location with IR-UWB systems: A performance evaluation of joint receiver structures and TOA based mechanism", en *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Mayo 2008, Volumen 54, páginas: 381-389.
- [Kalman, 1960] Kalman, R. E., "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems", en *Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering*, 1960, Volumen 82, páginas: 35-45.
- [Keignart, 2006] J. Keignart, C. Abou Rjeily, N. Daniele, y C. Delaveaud, "UWB SIMO channel measurements and simulations", en *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Special Issue on Ultra-Wideband*, Abril 2006, Volumen: 54(4), páginas: 1812-1819.
- [Kuruoglu, 2009] G.S. Kuruoglu, M. Erol y S. Oktug, "Three Dimensional Localization in Wireless Sensor Networks using the Adapted Multi-Lateration Technique Considering Range Measurement Errors" en *IEEE Globecom Workshops 2009*, Diciembre 2009, Páginas: 1-9.
- [Leeand, 2002] J. Leeand y R. A. Scholtz, "Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link", en *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Diciembre 2002, Volumen: 20(9), páginas: 1677-1683.
- [Li, 2006] F. Li, W. Xie, J. Wang y S. Liu, "A new two-step ranging algorithm in NLOS environment for uwb systems", en *Asia-Pacific Conference on Communications, APCC'06*, Agosto 2006, páginas: 1-5,

- [Macagano, 2006] D. Macagnano y G. T. F. de Abreu, "Tracking Multiple Targets with Multidimensional Scaling," en *Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2006)*, Septiembre 2006.
- [Macagano, 2009] D. Macagnano y G. T. F. de Abreu, "Improved MDS-based Multi-target Tracking Algorithm" en *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2009)*, Budapest, Hungary, April 5-8, 2009.
- [Molish, 2006] A. F. Molisch, P. Orlik, Z. Sahinoglu, y J. Zhang, "UWB-based sensor networks and the IEEE 802.15.4a standard - A tutorial" en *Proceedings of the IEEE First International Conference on Communications and Networking China Com'06*, Octubre 2006, páginas: 1-6.
- [Ostmann, 1999] T. K. Ostmann, "Position Estimation in Cellular CDMA Phone Networks", como *Independent Study report submitted at Virginia Polytechnic Institute and State University*, Agosto 1999.
- [Pavani, 2009] T. Pavani, G. Costa, M. Mazzotti, D. Dardari, and A. Conti, "Experimental results on indoor localization techniques through wireless sensors network," en *Proc. IEEE Semiann. Veh. Technol. Conf., Melbourne, Australia*, Mayo 2006, vol. 2, páginas: 663-667.
- [Reza, 2000] R.I. Reza, "Data Fusion For Improved TOA/TDOA Position Determination in Wireless Systems", como *Master's Thesis at Virginia Polytechnic Institute and State University*, July 2000.
- [Uguen, 2012] B. Uguen, M. Laaraiedh, B. Denis, J. Keignart, J. Stephan, y Y. Lostanlen, "Extraction and characterization of location-dependent uwb radio features with practical implications for indoor positioning" en *IEEE European Wireless Conference 2012*, Abril 2012, Poznan, páginas: 1-10.
- [Where, 2008] ICT-217033-WHERE-Project "Deliverable 4.1: Measurements of location-dependent channel features", Octubre 2008.
- [Win, 1998] M.Z. Win and R.A. Scholtz, "Impulse Radio: How it works", en *IEEE Communications Letters*, Febrero 1998, Tomo 2(2), páginas: 36-38.
- [Yu, 2012] L. Yu, M. Laaraiedh, S. Avrillon, B. Uguen, J. Keignart, J. Stephan, "Performance Evaluation of Threshold-Based TOA Estimation Techniques Using IR-UWB Indoor Measurements", en *IEEE European Wireless Conference 2012*, Abril 2012, Poznan, páginas: 1-7.

5. Diseño e Implementación Hardware

5.1 Características y Prestaciones

A la hora de poder comprobar todas las técnicas, ideas e hipótesis formuladas a lo largo de este trabajo de investigación, se planteó el diseño y desarrollo de un sistema transmisor/receptor *Impulse Radio Ultrawideband* (IR-UWB), y de esta manera evaluar experimentalmente la viabilidad y posibilidades de implementación de esta tecnología.

Como punto de partida, hay que destacar que los parámetros de diseño se han establecido atendiendo a las siguientes premisas:

- 1) En el momento de comenzar este trabajo, no se había aprobado una regulación definitiva sobre UWB en Europa.
- 2) A su vez, la disponibilidad de componentes comerciales UWB era limitado, por lo que como lo que se pretendía era diseñar un sistema *proof-of-concept*, no se tuvieron en cuenta aspectos relativos a la obtención de altas prestaciones de comunicaciones, o de eficiencia de potencia.

El espectro seleccionado para la operación del sistema, ha quedado definitivamente fuera de la regulación aprobada, lo cual no es impedimento para probar el correcto funcionamiento de la tecnología, ya que puede ser adaptada la arquitectura, con la salvedad de la parte terminal del frontal de radiofrecuencia.

A la hora de hacer el diseño, se comenzó con un primer prototipo, dentro del marco de los proyectos ONDA, del programa PROFIT, y UCAN y PULSERS del VI Programa Marco Europeo, únicamente con funcionalidad de comunicaciones, con el diseño de un transmisor y un receptor Impulse Radio UWB.

En un segundo paso, se diseñó y desarrolló un prototipo que combinaba el transmisor y receptor en un mismo equipo, así como capacidades de comunicaciones, con las de estimación de la distancia (*ranging*).

Tabla 9 – Especificaciones de los Sistemas propuestos

	Comunicación UWB	Comunicación + <i>Ranging</i> UWB
Tipo de señal	<i>Impulse Radio</i>	<i>Impulse Radio</i>
Frecuencia	2.5 to 4 GHz	3 to 5 GHz
Ancho de banda	1.5 GHz	2 GHz
Tasa Binaria	13 Mbps (pico), 1 Mbps (media)	13 Mbps (pico), 1 Mbps (media)
Modulación	OOK	OOK
Precisión del Ranging	N/A	60 cm (5 cm con promediado)
Rango de cobertura	NLOS < 10 m, LOS < 20 m	NLOS < 12 m, LOS < 30 m
Densidad Espectral de Potencia Radiada Density	- 25 dBm/MHz	- 25 dBm/MHz
Tipo de conexión	<i>Single ended</i>	<i>Single ended</i>
Consumo (W)	1.75 W	1.25 W

Ambos sistemas están basados en señales Impulse Radio (radio por impulsos o ráfagas de radiofrecuencia), y que utiliza para transmitir la información una modulación On-Off Keying (OOK), aunque es fácilmente adaptable para ser usado con una modulación por amplitud de los pulsos (*Pulse Amplitude Modulation* o PAM).

Como punto de partida del diseño, se planteó el estudio detallado y pormenorizado de aquellos bloques propios y característicos de un sistema *Impulse Radio Ultrawideband*, que no se encuentran presentes en un sistema de comunicaciones tradicionales, o que no se requieren para obtener una resolución temporal precisa en la estimación de la distancia por técnicas de tiempo de vuelo de la señal. Entre ellos, se estudiaron de forma muy particular las diferentes opciones posibles para el subsistema de generación de pulsos UWB, el de recepción y detección de señales de naturaleza impulsiva UWB, y el de sincronización por medio de líneas de retardo.

5.2 Generador de Pulsos

Existen diferentes opciones para poder implementar un generador de impulsos UWB, desde aquellos que usan dispositivos logicos CMOS o BiCMOS SiGe de alta velocidad, a las arquitecturas basadas en el *Step Recovery Diode* (SRD).

5.2.1 Lógica Digital de Alta Velocidad

Durante el desarrollo del proyecto UCAN, debido a la disponibilidad de la tecnología de $0,25\ \mu\text{m}$ SiGe: C HBT BiCMOS o $0,18\ \mu\text{m}$ en CMOS, que permitían una velocidad de reloj máximo de 20 GHz, se planteó el diseño de un circuito generador de pulsos UWB controlado (CPG), en base a los siguientes bloques:

1. Línea de retardo
2. Interruptor de alta velocidad
3. Red de adaptación

Siguiendo la disposición y configuración mostrada en la Figura 50.

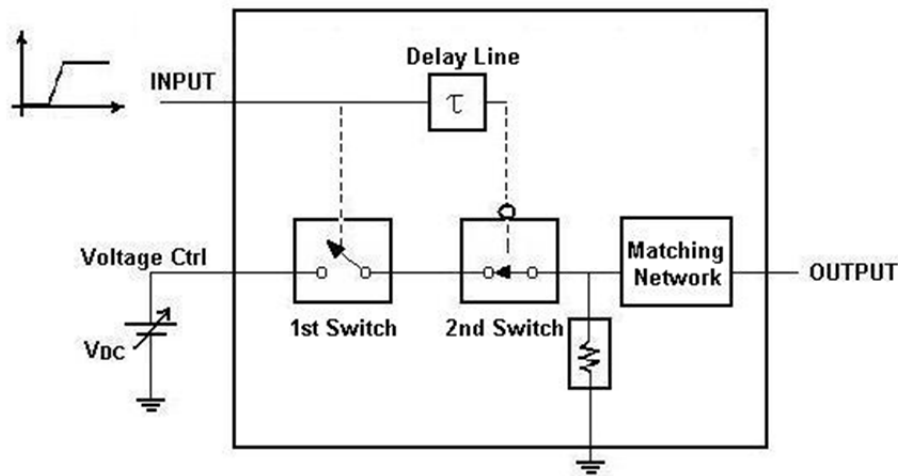


Figura 50 – Propuesta inicial de generador digital de pulsos UWB

La idea en la que está basado este circuito, es en una lógica de interruptores (*switches*) de alta velocidad y bajas capacidades parásitas, que permitan la rápida conmutación entre el estado abierto y cerrado de los 2 interruptores. La duración temporal, o ancho temporal del pulso viene definido de esta manera, por el tiempo que requiere el tránsito de la señal por la línea de retardo, mientras que la amplitud de salida se controla directamente por el voltaje de entrada *Ctrl*, simplificando en gran medida el mecanismo de control de potencia.

La función de la caja llamada “*matching network*”, red de adaptación es la de adaptar la impedancia del circuito de antena, (debido a que el control de potencia se aplica directamente en el generador de pulsos), y también podría ser utilizado para proporcionar una forma de pulso en particular (como un monociclo gaussiano), o bien filtrado de la señal generada.

Se puede mejorar este circuito con un simple cambio de la línea de retardo para un registro conmutador rápido, a fin de proporcionar un control de amplitud de pulso, tal y como se expone en la Figura 51.

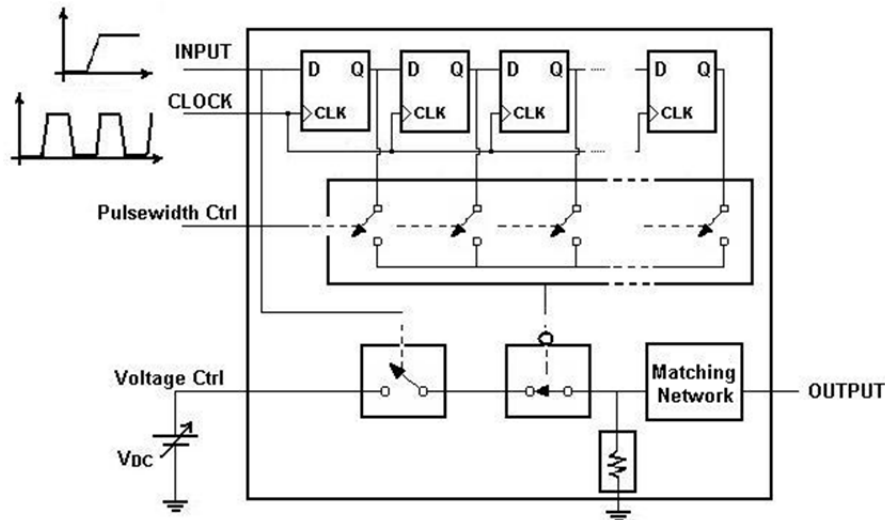


Figura 51 – Propuesta mejorada del generador digital de pulsos UWB

La entrada tiene que ser una señal digital con un tiempo de subida rápido, el reloj debía tener una frecuencia que permitiese el correcto funcionamiento del registro de desplazamiento, y *Pulsewidth Ctrl*, un control digital para seleccionar por medio de un circuito multiplexor, la salida del registro de desplazamiento que cierra el segundo interruptor, de forma que a mayor valor del control, mayor es la anchura temporal del pulso.

A partir de estas ideas, planteadas y estudiadas dentro del marco del proyecto UCAN, 2 de los socios del proyecto, CEA-LETI y ST Microelectronics, implementaron una arquitectura optimizada y mejorada del mismo, que dio lugar a uno de los primeros generadores de pulsos UWB enteramente digitales [Smairni, 2004].

La Figura 52 representa el esquema de funcionamiento del generador de pulsos digital desarrollado por STMicroelectronics, en el que se implementó una versión más avanzada de los diseños propuestos dentro del proyecto UCAN, de forma que ya no solo permitía el control de la amplitud temporal del pulso generador, sino incluso la forma de onda, o su posición exacta temporal, permitiendo realizar un sistema de control de modulación PPM sobre el propio esquemático del generador.

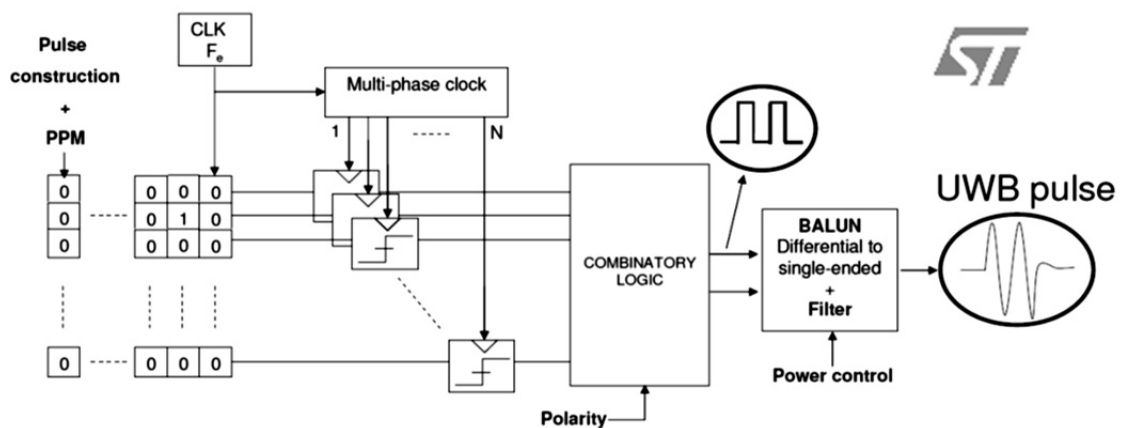


Figura 52 – Implementación digital de un generador de pulsos IR-UWB de STM

En este caso, tal y como muestra el esquemático de la Figura 52, la línea de retardo queda implementada por medio de un reloj multifase, que permite la conformación del pulso UWB en función del código PPM deseado. Este diseño se desarrolló finalmente en un circuito integrado en tecnología HCMOS 0.13 μm .

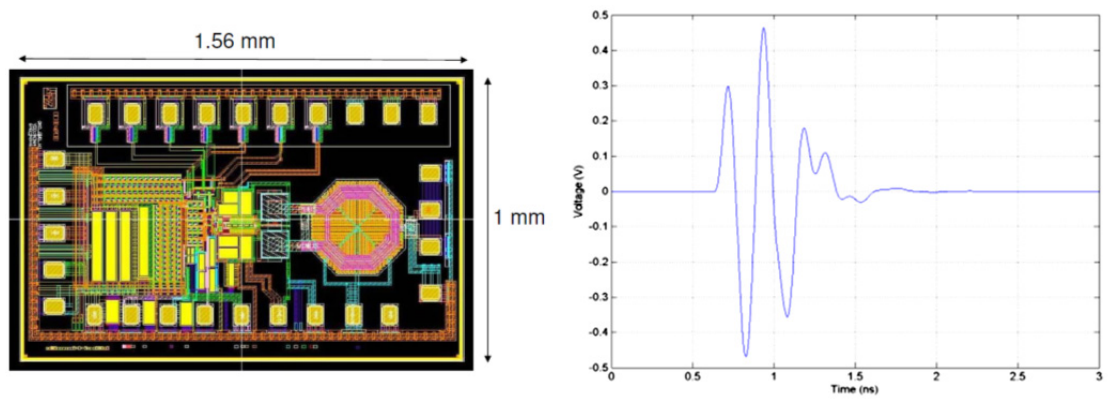


Figura 53 – Generador de pulsos digital a) Implementación b) Pulso generado

Este diseño, expuesto en la Figura 53, permitió la realización de un generador de pulsos UWB, con lógica digital de alta velocidad y un consumo de potencia inferior a 50 mW, siendo la tensión de alimentación de 1.2 V.

5.2.2 Generador basado en SRD

Debido al interés de disponer de una solución comercial, con la que poder hacer un desarrollo de prototipos sin depender de circuitos experimentales, de los cuales no podíamos disponer más que en limitadas cantidades, se optó por el estudio de las alternativas basadas en un generador de pulsos a *Step Recovery Diode* (SRD), que cumplieran perfectamente con el requisito de simplicidad en la implementación en placas de evaluación (*breadboard*) como componente discreto, así como un alto grado de madurez como producto en el mercado de radiofrecuencia, por ejemplo en generadores de armónicos o mezcladores de radiofrecuencia [Hall, 1964].

Además, la señal generada a partir de un circuito basado en SRD, resulta con un espectro de banda ultra ancha, pero desplazado en frecuencia y con componente de DC, si bien, como se tratará más adelante en este apartado, es relativamente sencillo reubicarlo en la banda de interés por medio de diferentes técnicas:

1. Generando pulsos muy estrechos, con gran ancho de banda, y filtrándolos posteriormente en la banda de interés.
2. Haciendo una conversión de frecuencia ascendente, por medio de un VCO, mezclador y filtro.

En ambos casos, uno de los aspectos fundamentales a tener en cuenta del diseño, es el bajo consumo. En el caso de filtrar la señal generada conviene en la medida de lo posible, generar los pulsos con una densidad espectral de potencia lo más centrada en la banda de interés [Shpak, 1999]. En el caso de realizar conversión de frecuencia, es recomendable hacer uso de un conmutador para el arranque del VCO, de forma que solo se active cuando se vaya a realizar la mezcla.

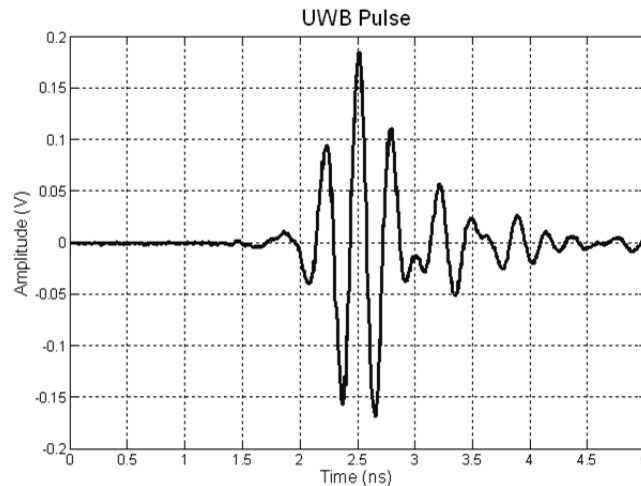


Figura 54 – Forma de onda UWB transmitida

Para el desarrollo del trabajo descrito en esta tesis, se han diseñado y desarrollado ambas soluciones, si bien en ambos casos, se ha tomado un generador de pulsos basado en SRD como punto de partida.

Los diodos Step Recovery (SRD) son muy adecuados y empleados para la generación de pulsos con tiempos de subida (*rise time*) extremadamente rápidos, de aplicación en generadores de pulsos, de frecuencias combinadas (*frequency comb generation*), multiplicadores de armónicos, y muestreadores o samplers, debido a su adecuado comportamiento como conmutadores o interruptores (switches) de control de carga [Lee, 2001a,b,c; Lesha, 1995].

Físicamente, un diodo SRD es un dispositivo formado por una unión p-i-n con una región intrínseca, i, muy fina. El perfil de impurezas disminuye gradualmente según nos acercamos a los límites de las regiones p y n con la zona i. El circuito equivalente es el mostrado en la Figura 55, donde el diodo se comporta como una capacidad no lineal de dos estados en función de la polarización aplicada:

- Una capacidad muy grande (idealmente infinita) bajo polarización directa, debido a un almacenamiento de carga;
- Una pequeña capacidad (la capacidad de deplexión de la unión) bajo polarización inversa,

Lo que se aprovecha del comportamiento del diodo, es que el tiempo de conmutación entre ambos estados es muy pequeño, idealmente, cero. Esta propiedad de los diodos SRD de almacenar la carga y cambiar su estado de impedancia rápidamente, es la que se aprovecha para generar formas de onda con tiempos de transición sumamente rápidos [Moll 1969].

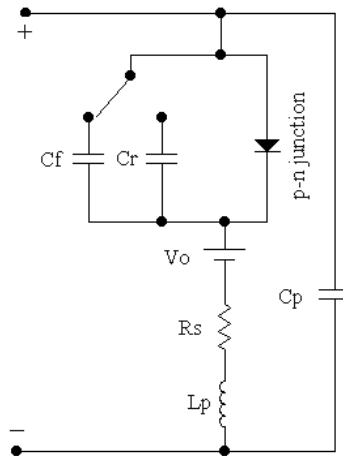


Figura 55 – Circuito Equivalente del diodo SRD

Las características del diodo que hay que considerar a la hora de poder modelar y diseñar un generador de pulsos, basándose en circuito a diodo SRD son [Lauritzen, 1991]:

- la capacidad de la unión, C_j ,
- el voltaje mínimo de ruptura, V_b ,
- el tiempo mínimo de vida de los portadores, τ_{eff} ,
- el tiempo máximo de transición, T_t ,
- el valor máximo de la resistencia serie R_s .

A partir de las cuales, se pueden calcular los siguientes parámetros:

T_t - Turn-off (*Turn-off transition time*): Es el parámetro más importante a la hora de diseñar un generador de pulsos, ya que es el factor que limita la anchura de pulso obtenido cuanto más pequeño sea este valor, más rápida es la transición del diodo entre ambos estados de impedancia. Los valores típicos oscilan en el rango de los 20 a 600 ps.

T_{sd} (*Storage Delay Time*): $2.2RC_{j-average}$ Directamente relacionado con el tiempo de vida efectivo de los portadores (*Effective carrier lifetime*), tiempo de vida de los portadores minoritarios (*minority carrier lifetime*) o simplemente tiempo de vida (*lifetime*), τ_{eff} , y que guarda relación con la amplitud del pulso generado, ya que a mayor valor de este parámetro, más tiempo conduce el diodo en inversa, y por tanto, más amplitud puede acumular con señales de entrada que tienen tiempo de subida finito (rise time). Los valores típicos para τ_{eff} , oscilan entre los 6 y 150 ns. Por contrapartida, los diodos con tiempos de vida de portadores más elevados, tienen también T_t elevados, de forma que aumentar la amplitud de la señal implica aumentar también la anchura del pulso, y por tanto reducir su ancho de banda.

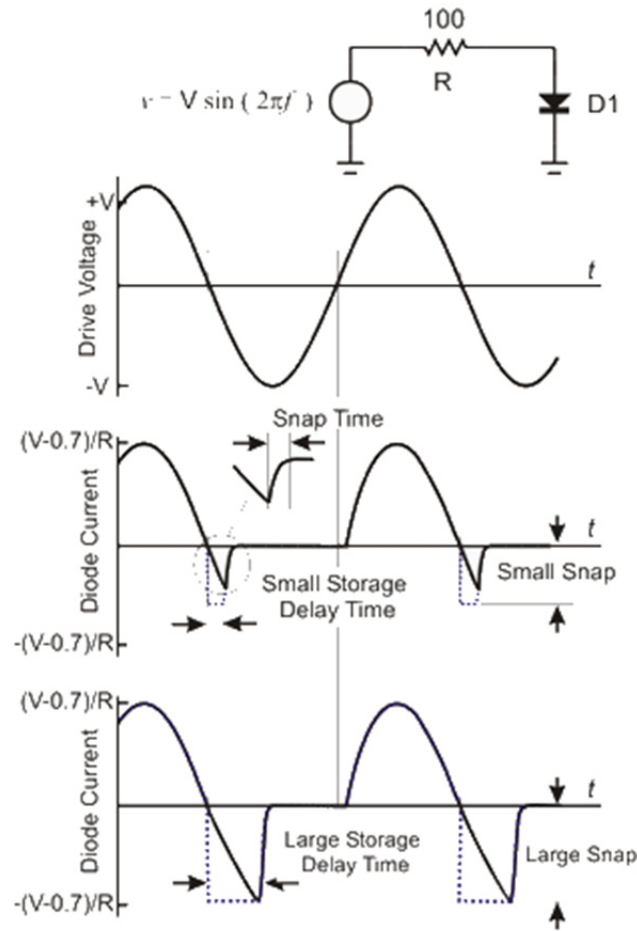


Figura 56 – Relación entre Tsd y amplitud de la señal en inversa

V_b (Reverse breakdown voltage): Guarda relación directa con la energía acumulada durante la transición, ya que cuando el tiempo de conmutación en inversa se reduce, la energía total en la transición decrece, siendo en ese caso necesario aumentar la tensión de conmutación.

C_j (Junction capacitance): Vinculada al tiempo de transición, es empleada para estimar el tiempo de conmutación dada una resistencia de carga externa, R .

$$T_t \approx 2.2RC_{j-average} = 2.2R\left(\frac{C_{j0}}{2}\right)$$

Esta capacidad depende de la tensión aplicada al diodo. Tiene un valor constante para tensiones negativas, hasta unos -0.5 ó $-2V$, donde la capacidad comienza a aumentar de valor. Los valores típicos oscilan entre 0.2 y $14pF$.

Para poder diseñar un generador de pulsos adecuado a nuestros intereses, se empleó el modelo de diodo propuesto por Zhang [Zhang, 1995]

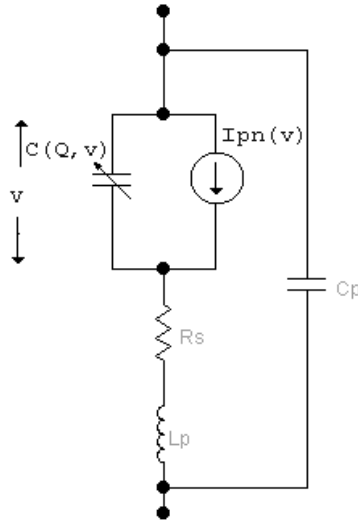


Figura 57 – Circuito equivalente de un diodo SRD

Donde la intensidad que va a circular por el diodo, es fruto de 2 contribuciones:

- la correspondiente a la unión $p-n$, que actúa como una fuente de intensidad,
- la correspondiente a la capacidad variable no lineal.

$$i = I_{pn}(v) + \frac{dQ(v)}{dt} \quad (5-1)$$

En donde:

$$Q = \begin{cases} C_{REV} \cdot v & v \leq 0 \\ \frac{C_{FWD} - C_{REV}}{2\phi} \left(v + \frac{C_{REV}\phi}{C_{FWD} - C_{REV}} \right)^2 - \frac{C_{REV}^2}{2(C_{FWD} - C_{REV})} \phi & 0 < v < \phi \\ C_{FWD} \cdot v + \frac{C_{FWD} - C_{REV}}{2} \phi & v \geq \phi \end{cases} \quad (5-2)$$

$$I_{pn}(v) = I_s e^{\left(\frac{v}{V_T} - 1\right)} \quad (5-3)$$

$$V_T = \frac{nKT}{q} \quad (5-4)$$

El factor que limita la conmutación de C_{FWD} a C_{REV} , es la rapidez con la cual la carga puede ser extraída de la región intrínseca del diodo. Cuando el SRD se encuentra polarizado en directa, la unión pn actúa como una resistencia dinámica o no lineal (R_f). La relación entre C_{FWD} , R_f y τ_{eff} (tiempo de vida de los portadores minoritarios del SRD) puede ser descrita mediante la expresión

$$\tau_{eff} = R_f C_{FWD} \quad (5-5)$$

De esta forma, se puede aprovechar el tiempo de transición extremadamente rápido del SRD, que se produce en el instante que la carga almacenada en el diodo desaparece completamente al ser polarizado en inversa, y de forma abrupta deja de permitir el paso de la corriente. Fruto de este comportamiento, el SRD conduce bajo

polarización directa y durante un corto periodo de tiempo en el que se le polariza inversamente, T_{sd} (tiempo de retardo de almacenamiento), para seguidamente, producirse una rápida transición en el proceso de apagado o turn-off del SRD, T_t . En este caso basta con inyectar al diodo una señal de excitación, que permita de forma continua pasar de estado en polarización directa a indirecta, bien con un periodo fijo, obteniendo de esta manera un *Pulse Repetition Frequency* (PRF) fijo, o con periodo controlable por la lógica digital, permitiendo configurar un PRF variable, o modulaciones por posición del pulso (PPM). La Figura 58 muestra el diagrama básico de diseño de un circuito de generación de pulsos UWB basado en SRD.

La salida del circuito es un monopolpulso gaussiano, con un nivel de rizado (ringing) mínimo (inferior al 20% de la tensión de pico máximo), debido a la componente de DC con el que se polariza el amplificador de RF.

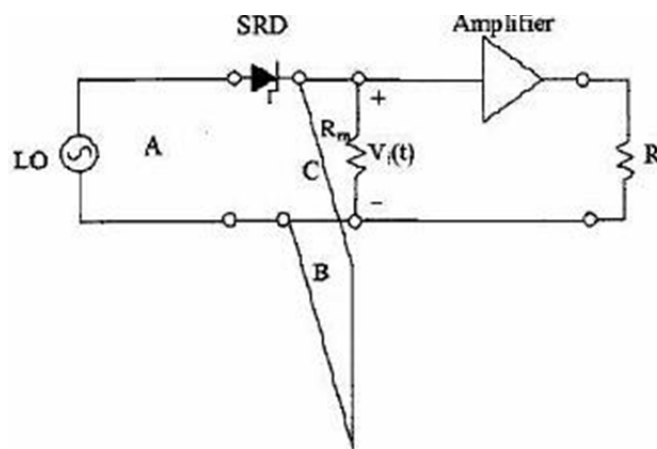


Figura 58 – Propuesta de generador de pulsos a SRD

Con esta arquitectura se han conseguido hasta pulsos de 450 ps, insuficiente para alcanzar el ancho de banda y frecuencias de operación del sistema deseados, pero que pueden ser obtenidos por medio de SRD de mejores prestaciones. La otra desventaja que presenta el uso de diodos SRD en circuitos generadores de pulsos UWB, es que el tiempo de recuperación del diodo limita la frecuencia de repetición de pulsos (PRF) máxima, si bien en aplicaciones de low data rate, como las englobadas en este trabajo, no es algo crítico.

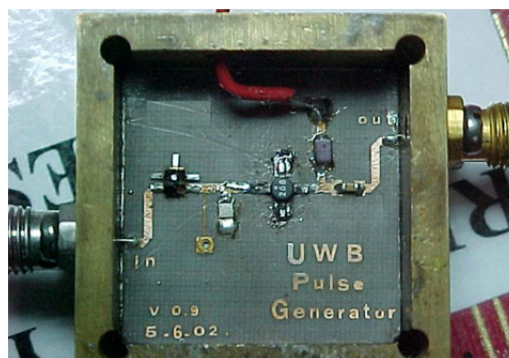


Figura 59 – Prototipo del generador de Pulsos

A partir del primer prototipo desarrollado, mostrado en la Figura 59 [Muñoz, 2002], se comprobó la viabilidad de esta arquitectura de diseño para el desarrollo de una plataforma de evaluación de tecnologías IR-UWB, de forma sencilla y económica, sin tener que recurrir a un diseño MMIC, evitando los costes de fabricación y riesgos asociados. La señal generada, tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia, fruto de la simulación del sistema en la herramienta *Advanced Design System*® (ADS), se representa en la Figura 60.

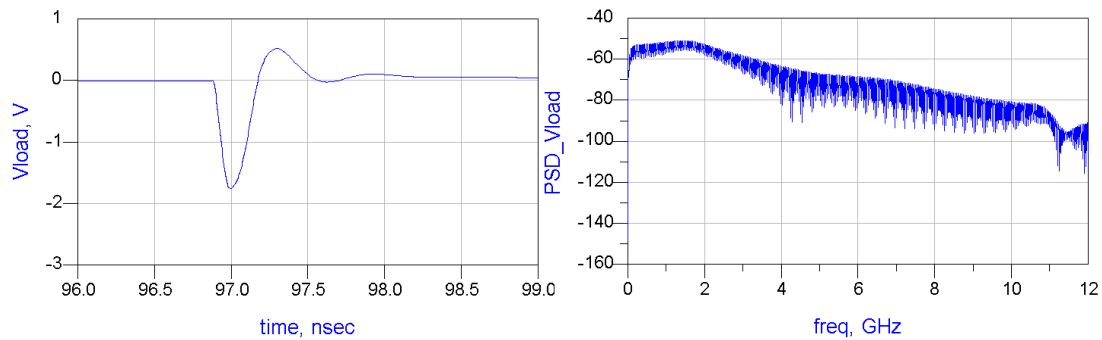


Figura 60 – (a) Señal de salida del generador de pulsos (b) Espectro de la señal

La señal de excitación, que permite la generación de dichos pulsos a la salida, tiene que ser en todo caso una señal que fuerce al diodo a permanecer un tiempo mínimo en estado de conducción, y posteriormente en inversa. Esta señal puede ser una señal sinusoidal, tal y como se muestra en la Figura 61.

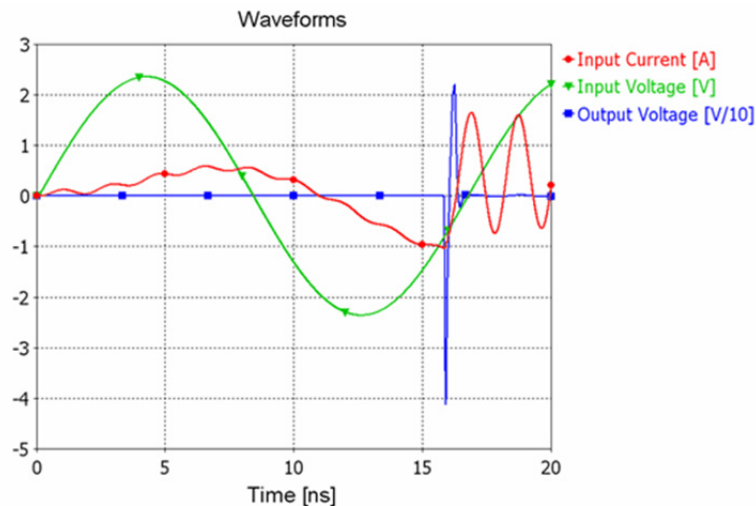


Figura 61 – Señal de excitación y señal de salida del generador de pulsos

Pero no solo resulta interesante conocer cual es la señal de salida generada, sino el efecto que sobre ella ejerce las antenas, que están limitadas en ancho de banda y que actúan como un filtro. Para ello se realizaron unas pruebas preliminares, con una bancada de medida sin ningún tipo de amplificador en recepción, tal y como se muestra en la Figura 62, en la que se situaron las antenas a muy corta distancia, que permitiese evaluar de forma preliminar dicho fenómeno.



Figura 62 – Bancada de medida en laboratorio para pruebas radiadas

Las señales transmitidas y recibidas, fueron medidas por medio de un analizador de transiciones HP-70820A, de Agilent Technologies, instrumento de medida que posibilita la captura de la característica temporal de los pulsos de alta frecuencia. Permite la medida de respuestas a estímulos en el rango de DC a 40GHz, obteniendo y mostrando sobre un monitor integrado las señales en el dominio del tiempo. Al tratarse de un instrumento no actual, el interfaz para poder obtener los datos de salida es limitado, por lo que la impresión de las figuras por GPIB, resulta una de las mejores opciones de representación, tal y como muestra la Figura 63.

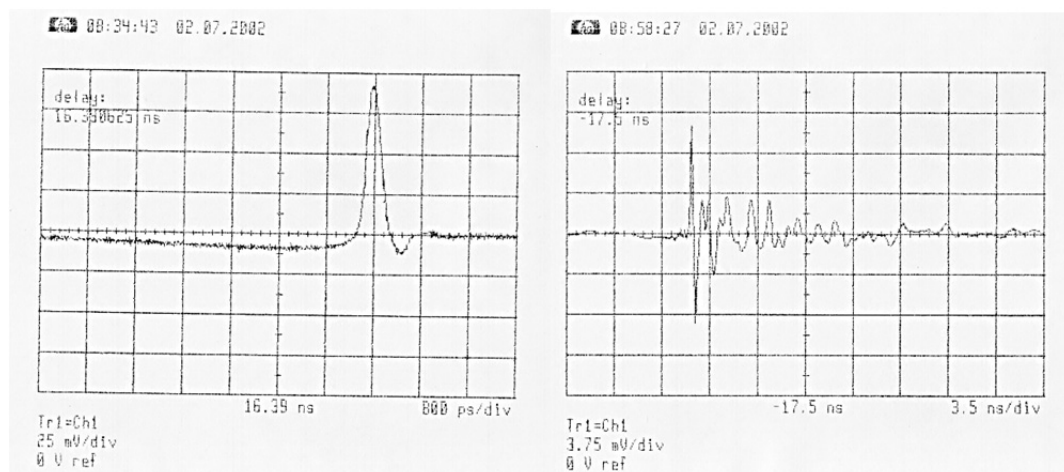


Figura 63 – (a) Pulso generado (b) Pulso recibido tras enlace entre antenas

5.3 Detector de Pulsos

El sistema más eficiente para la detección de pulsos UWB, y demodulación de la información transportada, está basado en el uso de correladores, que actúan como filtros adaptados [Kisenwether, 1992; Ho, 2002], permitiendo una comparación entre la forma de onda recibida y la esperada, que se almacena en una memoria, o se reproduce de pulsos llegados en los instantes anteriores [Chao, 2003]. Sin embargo, la implementación de correladores no es una tarea fácil, ni tecnológicamente eficiente. Un correlador puede implementarse tanto de forma digital como analógica, pero el simple hecho de que haya que reproducir una copia del pulso radio esperado, hace que de forma inmediata se piense en una implementación digital, siendo en este caso el alto consumo de los conversores de alta velocidad y gran ancho de banda, el factor limitante. Dentro del proyecto UCAN, se planteó el diseño de un correlador plenamente digital, por medio de la tecnología BiCMOS SiGe de Motorola (posteriormente Freescale), diseño que fue abandonado ante los resultados de las múltiples simulaciones, que mostraban correladores de 8 bits con consumos superiores a las decenas de Vatios, muy por encima de las especificaciones iniciales. Posteriormente, investigadores de CEA-LETI, miembros también del consorcio, continuaron con esta idea, y desarrollaron un correlador de 1 bit, que sí que permitía su implementación con consumos razonables de potencia y disipación térmica.

Sin embargo, a fin de poder hacer un desarrollo más sencillo que permitiese una implementación válida y operativa dentro del ámbito de los trabajos de esta investigación, se barajaron varias alternativas más sencillas, orientadas a soluciones de bajo consumo y bajo coste, destacando entre todas ellas, las siguientes alternativas, estudiadas y desarrolladas en diferentes proyectos asociados a esta investigación. Todas ellas se caracterizan por operar como detectores de pulso basados en detectores de umbral de tensión [Robbins, 1972].

5.3.1 Circuito *Pulse Peak Hold*

El primero está basado en un diodo Schottky zero-bias, operando como un *peak-pulse hold* [Norton, 1994; Fujita, 1991], seguido de un circuito acondicionador de señal (*pulse stretcher*), capaz de entregar a su salida pulsos de duración en el orden de 10 a 40 ns, en función de los valores de la red RC empleada.

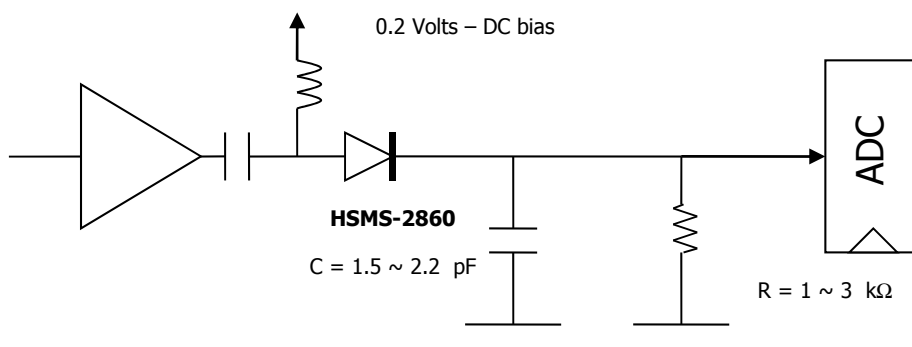


Figura 64 – Diseño básico de circuito de peak-hold

La Figura 64 representa el esquemático básico del circuito tipo *peak-hold*, basado en que al entrar el pulso UWB al circuito, la corriente circule a través del diodo Schottky, que previamente habrá sido polarizado en un punto estable cercano a la tensión umbral o de codo, y se produzca la carga del condensador a la salida.

Un diseño mucho más detallado se muestra en la Figura 65.

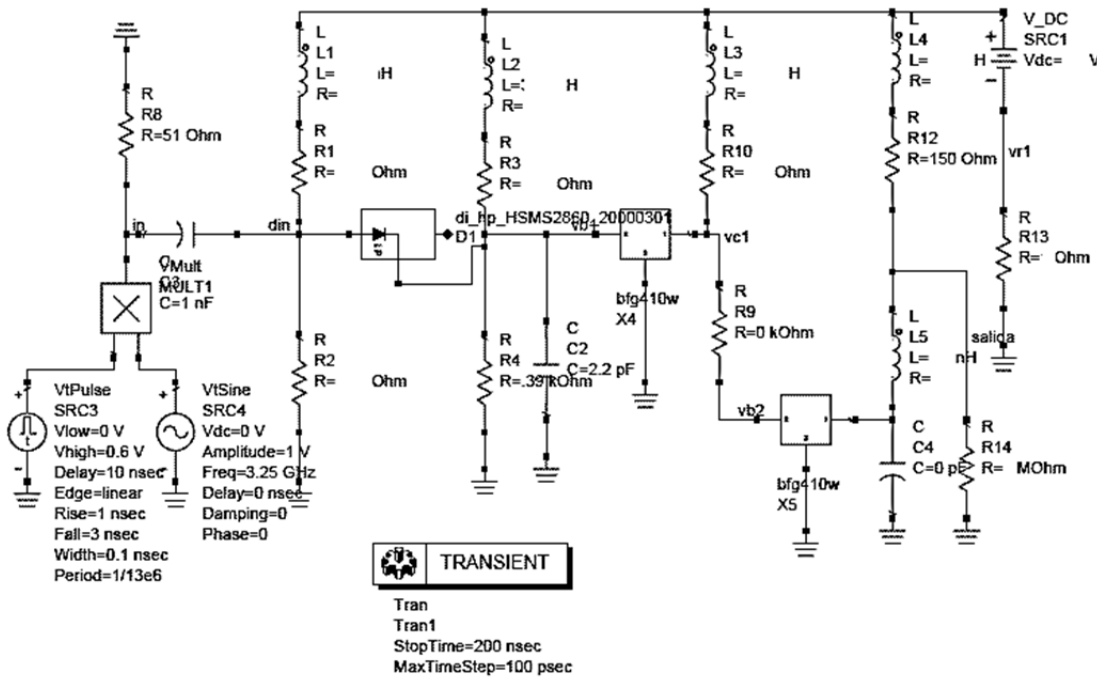


Figura 65 – Esquemático del circuito de *peak-hold*

Esta opción fue implementada, tal y como se muestra en la Figura 65, con éxito en el demostrador final del proyecto UCAN, pero descartada en posteriores implementaciones por su escasa eficiencia, ya que simplemente con el uso de un segundo diodo Schottky, formando un doblador de tensión, se consiguen fácilmente mejoras cercanas a las 6 dB. En la parte superior de la fotografía de la Figura 69 se puede ver esta implementación.

5.3.2 Estimador de energía (Integrador) desbalanceado

Una versión mejorada del diseño anterior se basa en emplear un circuito doblador de tensión, también haciendo uso de diodos Schottky de baja tensión, seguido por un amplificador de ganancia de voltaje variable (controlada por un potenciómetro variable), una red de adaptación de pre-integrador (en cargado de filtrar la componente de DC existente en la señal, y una última etapa con el módulo integrador.

Inicialmente se partió de un diseño con únicamente tres etapas, el detector de envolvente, un restador y el integrador. El objetivo del restador era cortar el desplazamiento por nivel de continua debido a la polarización de los diodos del doblador, pero incluso se comprobó que también a la salida de dicha etapa se obtenía

un nivel de continua dependiente de la potencia de la señal UWB a la entrada, y por lo tanto, el circuito evolucionó hacia una segunda y optimizada versión, tal y como se explica en el apartado siguiente.

5.3.2.1 Diseño Inicial

El diseño de partida de la solución a implementar es el representado en la Figura 66.

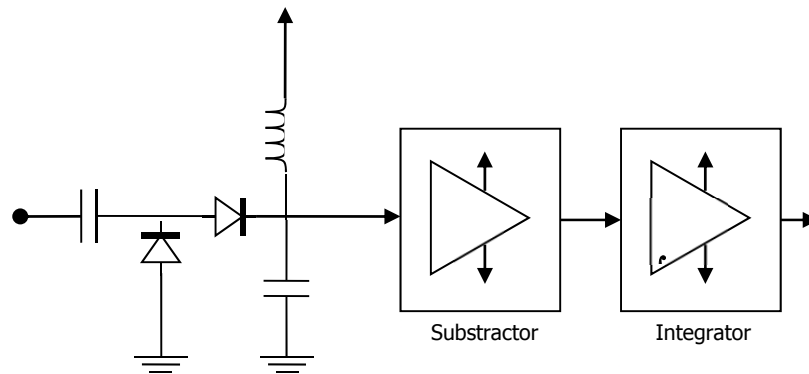


Figura 66 – Integrador Inicial

La primera etapa, un detector de envolvente del pulso se basa en una arquitectura de doblador de tensión, diseñado con dos diodos Schottky, el primero conectado a tierra y el segundo en serie entre la entrada a la salida, encargado de inyectar la carga a un condensador, tal y como se expone en la Figura 67.

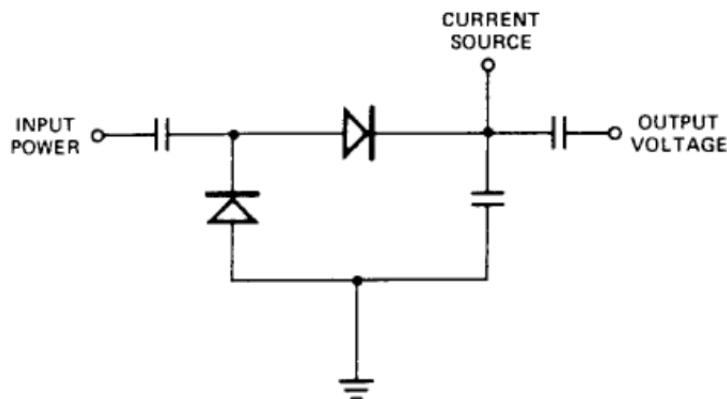


Figura 67 – Dobrador de tensión a diodos Schottky

El doblador de tensión es una combinación de un circuito de *clamping* y un detector. El funcionamiento y naturaleza de los circuitos *clamping* a diodo, están ampliamente detallados en la nota de aplicación de Hewlett Packard (Agilent Technologies) AN942 [HP, 1973]. La onda de entrada, simétrica en torno a 0V (sin componente de DC), pasa a tener un nivel de continua (elevando su nivel de tensión medio), y con su nuevo mínimo en torno a 0V. En el caso de una señal sinusoidal a la entrada, de amplitud V_p , la señal a la salida del circuito de *clamping*, tiene un nivel medio V_p , sobre el que se superpone la señal sinusoidal de amplitud V_p . A continuación, por medio del diodo detector en serie, la señal, que ahora tiene un nivel de pico $2V_p$, se rectifica, y gracias al condensador de carga, se mantiene el nivel de

tensión a la salida (en función de la impedancia de la red que se conecta a este circuito, por mayor o menor espacio de tiempo). La tensión detectada es entonces el voltaje pico a pico de la onda sinusoidal, el doble de la amplitud de pico detectada por un solo diodo, por lo que se conoce como circuito doblador de tensión, tal y como se muestra en la Figura 68.

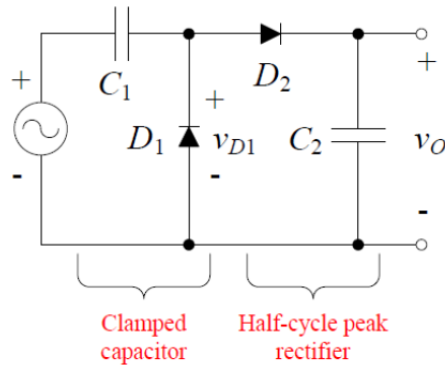


Figura 68 – Esquemático del doblador de tensión

La implementación de dicho circuito se expone en la Figura 69.

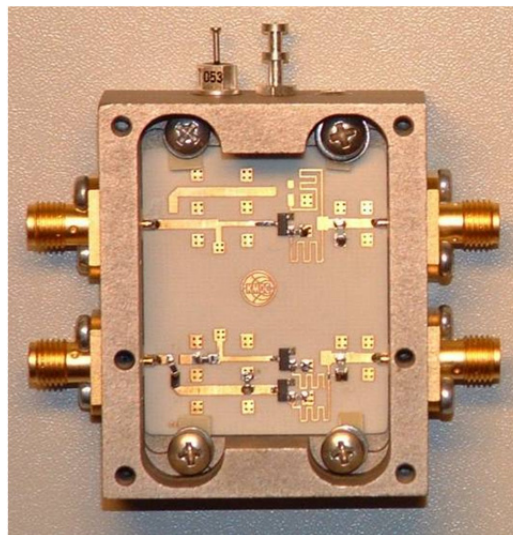


Figura 69 – Prototipo inicial del detector de envolvente sencillo (arriba) y doble (abajo)

La señal de salida tiene relación directa con el doble de la envolvente de la señal de entrada, representado en la Figura 70.

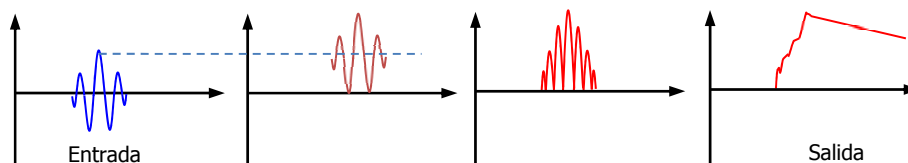


Figura 70 – Funcionamiento del doblador de tensión

Con el fin de mejorar el rendimiento del circuito conviene polarizar los diodos, y así obtener una mejor sensibilidad a la señal de entrada [Yamauchi, 2003]. El tipo de diodos seleccionados para estas aplicaciones, necesitan unos 20 microamperios de

corriente de polarización, de forma que dicha corriente reduce la resistencia de unión, y la mayor parte de la tensión detectada se traslada directamente a la carga.

Un diodo detector puede ser considerado como una fuente de tensión en serie con la resistencia del diodo. El voltaje de salida se toma de una resistencia de carga en serie con el diodo, formando un divisor de tensión, siendo finalmente la tensión detectada dividida entre el diodo y la carga. La tensión de salida efectiva, tal y como se indica en [Avago, 2010] es:

$$V_{OUT} = \frac{V_{OC}R_L}{R_L + R_D} = \frac{V_{OC}}{1 + \frac{R_D}{R_L}} \quad (5-6)$$

donde:

V_{OC} = Tensión de entrada al detector

R_L = Resistencia de carga

R_D = Resistencia del diodo

Para obtener el mejor rendimiento de detección, la relación de la resistencia del diodo con respecto a la resistencia de carga debe ser pequeña, sin embargo cuanto mayor es la impedancia a la salida menor es la duración del proceso de carga en el condensador, por lo que este parámetro tiene que ser ajustado cuidadosamente. En muchos casos la resistencia de carga no puede exceder de 100 K Ω , a fin de mantener el tiempo de respuesta lo suficientemente pequeño como para manejar pulsos rápidos. La resistencia de unión del diodo puede ser calculada a partir de la ecuación del diodo:

$$I = I_s \left(e^{\frac{V}{0.027}} - 1 \right) \quad (5-7)$$

donde V es el voltaje a través de la unión e I_s es la corriente de saturación del diodo seleccionado. La derivada inversa es la resistencia de unión:

$$R_j = \frac{0.027}{I + I_s} \quad (5-8)$$

El circuito restador está diseñado en base a un amplificador operacional, y su funcionalidad es cortar la componente DC offset procedente de la corriente de polarización del detector a diodo. El primer diseño, parte de la arquitectura mostrada en la Figura 71:

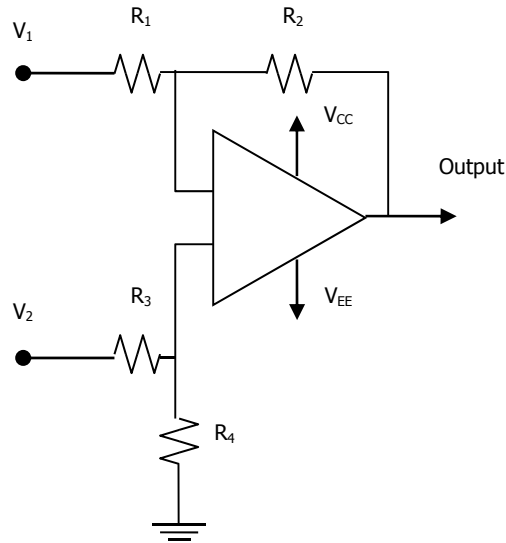


Figura 71 – Circuito restador basado en amplificador operacional

en donde:

$$V_{OUT} = V_2 \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (5-9)$$

Con el fin de diseñar un circuito integrador de energía sencillo y eficiente, se han considerado dos posibles alternativas. La primera es la de Howland o integrador Deboo, que se basa en la fuente de corriente Howland con una carga capacitiva. Desarrollado por medio de fuentes bipolares o unipolares, este circuito no inversor tiene tanto la entrada como la salida referenciada a tierra. Un primer análisis del esquemático nos permite identificar tres partes claramente diferenciadas: la resistencia de entrada, R ; el condensador integrador, C , y al lado derecho del circuito, el equivalente a una resistencia negativa conectado a tierra.

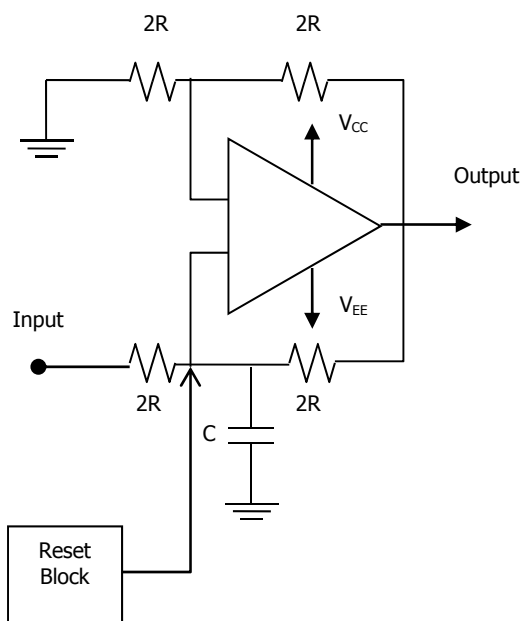


Figura 72 – Arquitectura de un integrador tipo Howland (Deboo)

Este circuito es un integrador no inversor y la señal de salida es directamente proporcional a la señal de entrada, estando en todo momento gobernada por la siguiente ecuación:

$$V_{OUT}(t) = \frac{1}{RC} \int V_{IN}(t) \cdot dt \quad (5-10)$$

El bloque de reset es capaz de descargar el condensador de carga (C) cuando se satura a un nivel cercano a V_{CC} . Puede ser implementado con un interruptor que cortocircuite el condensador a tierra. La conmutación se controla por medio de una señal de control procedente del sistema de banda base.

La segunda alternativa para la aplicación del integrador se basa en el uso de un integrador no inversor tipo Miller, con un esquemático como el que se muestra en la Figura 73.

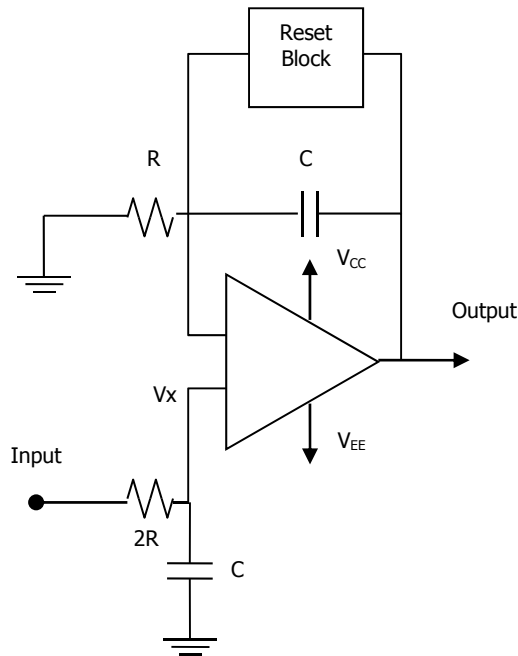


Figura 73 – Integrador no inversor tipo Miller

donde:

$$V_{OUT}(t) = V_X(t) \cdot \left[1 + \frac{1}{s \cdot RC} \right] \quad (5-11)$$

y

$$V_X(t) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} \cdot V_{in}(t) = \frac{1}{1 + s \cdot RC} \cdot V_{in}(t) \quad (5-12)$$

por tanto:

$$V_{out}(t) = \frac{1}{1+s \cdot RC} \cdot V_{in}(t) \cdot \left[\frac{1+s \cdot RC}{s \cdot RC} \right] \quad (5-13)$$

$$Ar(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{s \cdot RC} = \frac{1}{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot RC} \quad (5-14)$$

5.3.2.2 Implementación

Los diodos Schottky empleados en este primer diseño se seleccionaron dentro de la serie HSMS-286X de Avagotech, caracterizados por necesitar una baja tensión de polarización (cercana a 0 V). Dentro de esta serie, la familia HSMS-286F de *Biased Detector diodes* fueron diseñados y optimizados para su uso desde 915MHz a 5.8GHz. Son ideales para aplicaciones de RFID o RF en general, como sistemas de detección de potencia, y empleados en varios arquitecturas de modulación.

Las características principales de estos diodos se recogen en la Tabla 10:

Tabla 10 – Características Principales de la serie de diodos HSMS-286F

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
VBR	4 V	RD@5mA	140hms
CT	0.3 pF	Vf@ 1 mA	350 mV

El restador y el integrador se implementaron por medio de un amplificador operacional THS4304 OPA. El THS4304 es un amplificador operacional de banda ancha, realimentado en tensión, diseñado para su uso en aplicaciones de alta velocidad de procesamiento de señales analógicas, y que permite su operación por medio de una única fuente de alimentación a 5V. Desarrollado en la tecnología de silicio-germanio BiCom3, el THS4304 ofrecía el mejor rendimiento en su clase con una sola fuente de 5V, evitando el uso de otros amplificadores de alta velocidad, que generalmente requieren de doble rail +/- 5 V.

La configuración escogida para el THS4304, basada en un lazo de realimentación en tensión, proporciona los siguientes beneficios:

- entradas balanceadas,
- bajo offset de tensión y corriente,
- baja deriva con el tiempo,
- ratios de protección altos en modo común y
- alta protección frente a la señal de alimentación.

Tabla 11 – Características Principales del THS4304

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Ancho de banda	4 V	Densidad espectral de ruido	2.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
<i>Slew Rate</i>	830 V/ms	Tensión de alimentación	3-5 V
Corriente de polarización	18 mA		

La Tabla 11 resume las principales características del amplificador operacional, que justifican su empleo en el diseño propuesto.

Para poder implementar el circuito de reset se ha empleado el swithc ADG721 de Analog Devices. El ADG721 es un circuito integrado que incluye un interruptor CMOS unipolar. Este interruptor está diseñado de forma que proporciona baja disipación de potencia, pero ofreciendo alta velocidad de conmutación, baja resistencia en paso, y bajos niveles de corrientes de fuga.

Una de sus principales ventajas frente a otros interruptores, es que funciona a partir de una única alimentación en tensión de entre 1,8 V a 5,5 V, lo que es ideal para su uso en dispositivos alimentados a batería. Las principales características y parámetros de operación del interruptor escogido se recogen en la Tabla 12.

Tabla 12 – Características Principales del ADG721

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Tipo	SPST	tON	14ns
Canales	2	tOFF	6ns
RON (Ohms)	40hms	Tensión de alimentación	+1.8 a +5V
Id, Is (ON)	10pA	Disipación de potencia (Max)	5 μ W
Ancho de banda	200MHz		

Cada componente integrado contiene dos interruptores (switches) independientes *single-pole/single-throw* (SPST), que actúan como interruptores normalmente abiertos. Cada interruptor conduce con idénticas prestaciones en cualquiera de los sentidos entre los terminales.

El esquemático que recoge el diseño implementado en este primer diseño se puede ver en la Figura 74, que hace uso de los componentes seleccionados y descritos anteriormente.

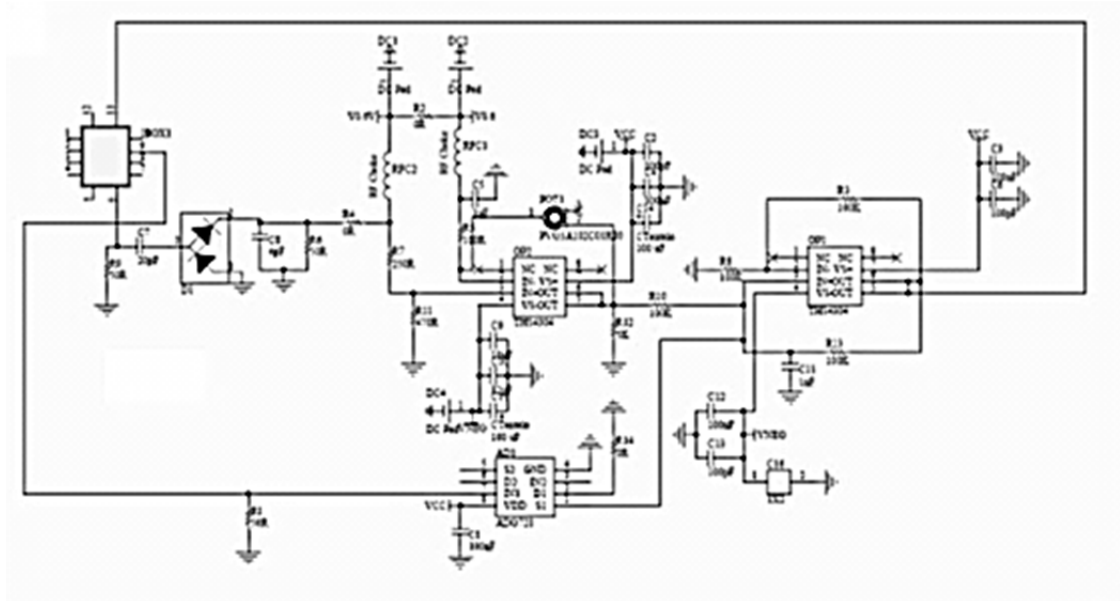


Figura 74 – Circuito Integrador (Primer diseño)

Mientras que su implementación en un PCB, se muestra en la Figura 75.

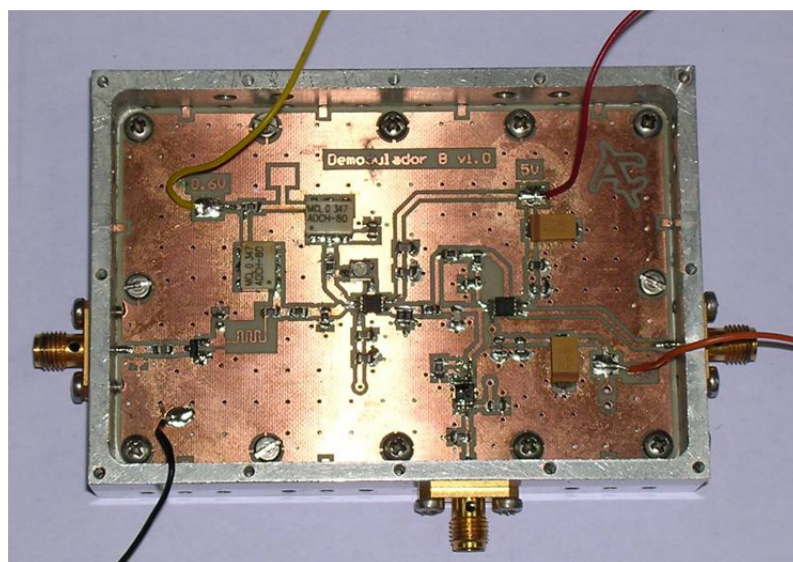


Figura 75 – Implementación en PCB del circuito Integrador (Primer diseño)

El sustrato empleado fue RO4003C (h = 20 milésimas de pulgada), que presentaba unas características y prestaciones muy adecuadas para el circuito a realizar.

5.3.2.3 Medidas

En primer lugar, se caracterizó el detector de envolvente basado en doblador de tensión, cuyos resultados se recogen en la Tabla 13, que muestra el rendimiento del detector frente a diferentes tensiones de polarización para dos amplitudes de pulso de entrada, de forma que se puede establecer la tensión de polarización más adecuada.

Tabla 13 – Rendimiento del detector para varios niveles de tensión de polarización

Entrada UWB [mVpico-pico]	Tensión de polarización [V]	Señal de salida [mV]	Perdidas de Conversión [dB]
250	-0.2	12	26.25
250	-0.25	16	23.75
250	-0.3	19	22.41
250	-0.35	18	22.73
250	-0.4	23	20.72
250	-0.45	23	20.72
250	-0.5	22	21.25
250	-0.55	18	23.05
250	-0.6	12	26.25
250	-0.65	--	N/A
250	-0.7	--	N/A
1000	-0.2	152	16.36
1000	-0.25	160	15.92
1000	-0.3	170	15.39
1000	-0.35	174	15.19
1000	-0.4	182	14.80
1000	-0.45	190	14.42
1000	-0.5	190	14.42
1000	-0.55	172	15.29
1000	-0.6	144	16.83
1000	-0.65	108	19.33
1000	-0.7	90	20.92

Valores que pueden ser representados de forma gráfica tal y como se recoge en la Figura 76.

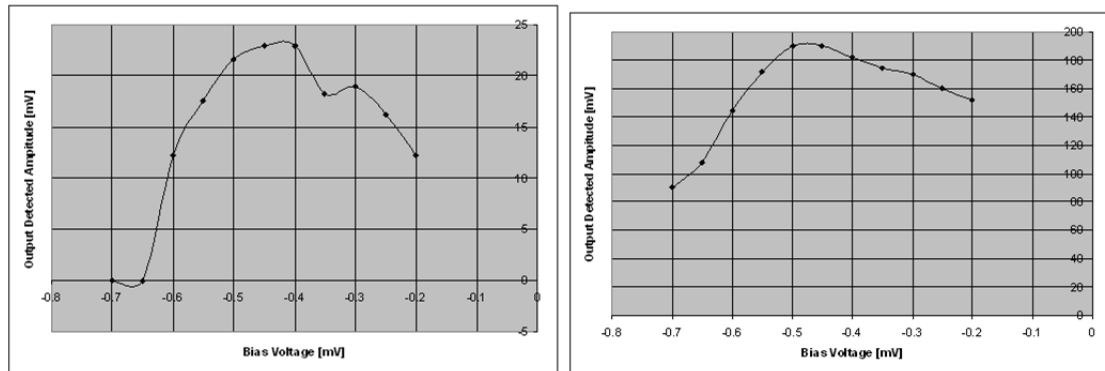


Figura 76 – Eficiencia del detector para señal de entrada de (a) 250 mVpp (b) 1000 mVpp

De lo que se deduce que el valor óptimo de la tensión de polarización de -0.45 V. En la Tabla 14 se expone la eficiencia del detector en función de la potencia de entrada.

Tabla 14 – Rendimiento del detector frente a diferentes señales de entrada

Entrada UWB [mV _{P-P}]	Señal detectada [mV]	Nivel DC a la salida [mV]	Pérdidas de Conversión [dB]
250	23	-460	20.72
270	26	-460	20.33
300	30	-460	20.00
400	45	-460	18.98
500	60	-470	18.42
600	80	-470	17.50
800	124	-470	16.19
1000	168	-470	15.49
1250	208	-470	15.58
1500	290	-500	14.27
1750	348	-500	14.03
2000	388	-500	14.24
2250	434	-500	14.29
2500	548	-500	13.18
2750	640	-500	12.66
2910	640	-500	13.15

Resultados que se presentan en formato gráfico en la Figura 77.

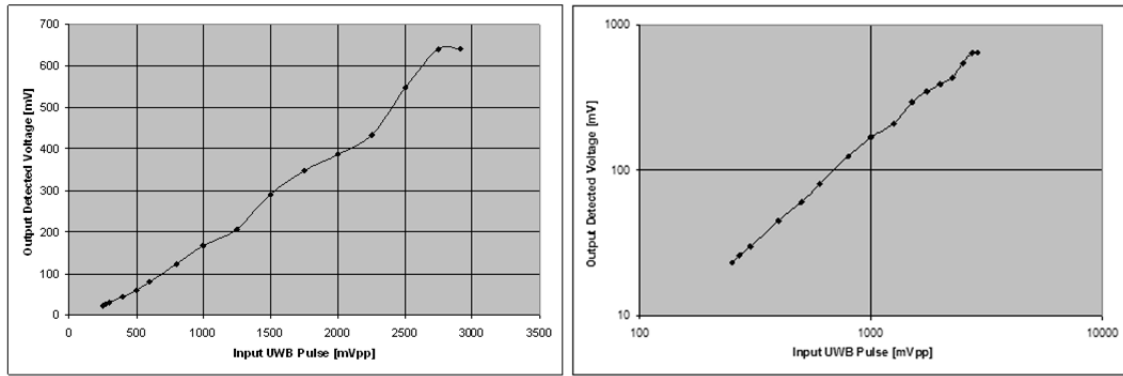


Figura 77 – Tensión de salida frente la amplitud de entrada (a) Lineal, (b) Logarítmica

Tal y como se aprecia en la Figura 77, por debajo de 250 mVp-p en la entrada, la señal de salida era demasiado débil y difícil de distinguir sobre el propio nivel de ruido en un osciloscopio de altas prestaciones. Por lo tanto, se impuso como rango de entrada operativo del detector de los pulsos, señales entre 250 mVp-p a 2750 mVp-p, proporcionando un rango dinámico del detector en torno a 20 dB.

La Tabla 15 corresponde a la salida de la etapa sustractor amplificador frente a la entrada de pulso UWB.

Tabla 15 – Evaluación de la etapa de salida del sustractor

Entrada UWB [mV _{P-P}]	Señal de salida amplificada [mV]	DC offset a la salida[mV]	Pérdidas de conversión [dB]
250	244	0	0.21
270	265	0	0.16
300	330	-10	-0.83
400	560	-10	-2.92
500	800	-15	-4.08
600	1100	-18	-5.26
800	1660	-20	-6.34
1000	2190	-25	-6.81
1250	2660	-30	-6.56
1500	3180	-35	-6.53
1750	3600	-40	-6.27
2000	3740	-50	-5.44
2250	3880	-50	-4.73
2500	3900	-55	-3.86
2750	3940	-70	-3.12
2910	3940	-70	-2.63

Con su correspondiente representación gráfica en la Figura 78.

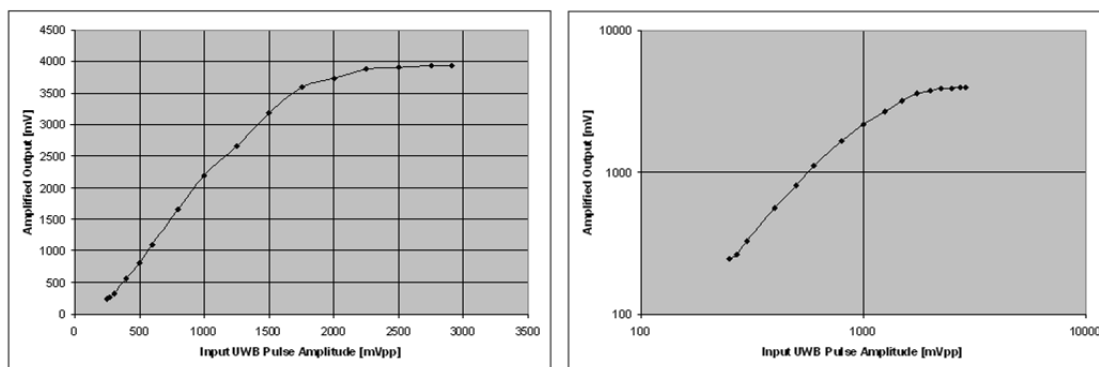


Figura 78 – Tensión de salida frente la amplitud de entrada (a) Lineal, (b) Logarítmica

Como se puede observar el amplificador entra en saturación para señales a la entrada por encima de 2 Vp-p. Esto puede resolverse fácilmente con un control en la ganancia del amplificador, lo que podría ser implementado con un potenciómetro digital colocado en lugar de R2. Sin embargo, como se explica en el capítulo siguiente, el restador sería sustituido por un amplificador no inversor, y de nuevo la ganancia se varía a través de un potenciómetro digital.

No se han incluido gráficas de la salida del integrador, ya que el offset de DC en la salida del restador no permite mostrar claramente el funcionamiento del mismo, pues perturba todas las mediciones. Resultados más precisos sobre el rendimiento del integrador se muestran en el capítulo siguiente.

5.3.2.4 Diseño Mejorado

Tal y como se describe en el apartado anterior, el primer diseño implementado mostraba un problema de compensación de la Corriente Continua (CC) a la entrada del integrador, pudiéndose comprobar que el desplazamiento DC en la salida del restador era proporcional a la amplitud del pulso UWB en la entrada, por lo que, no es posible obtener una señal equilibrada completamente en continua a la salida del integrador (depende de la potencia de entrada). Esto implica que el integrador simplemente funciona en determinados niveles de entrada de alimentación, de forma que para volver a calibrar el integrador, se requiere variar el valor de R2 en el circuito del restador.

Para evitar este problema, se estimó necesario incluir un diodo adicional entre el restador y el integrador para, de esta manera, eliminar en gran medida la componente de continua. Sin embargo, tras plantear esta alternativa, dejaba de tener sentido la inclusión de un restador, que precisamente tenía por cometido eliminar la componente de continua. Dicho componente fue sustituido simplemente por un amplificador de envolvente del pulso, implementado con el mismo amplificador operacional, tal y como se muestra en la Figura 79.

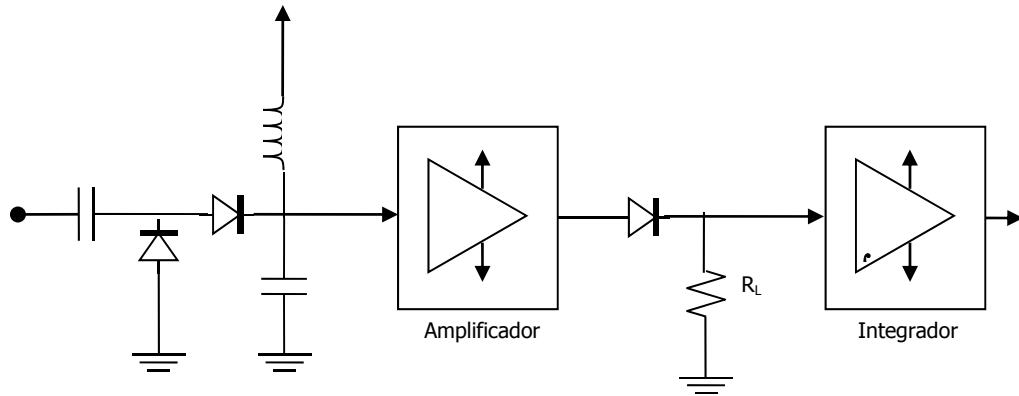


Figura 79 – Alternativa de diseño

Una vez aplicados estos cambios, se pudo comprobar que a la entrada del integrador ya no aparecía el offset de DC, y por lo tanto, los pulsos podían integrarse correctamente. En la Tabla 16 se muestra la salida del integrador para diferentes amplitudes de entrada de los pulsos UWB. Las mediciones se realizaron con un tren de pulsos regular con una frecuencia de repetición de pulsos (PRF) de a 12,5 MHz, y una señal de reset operando a una frecuencia de 2 MHz.

Tabla 16 – Resultados de salida del integrador

Entrada UWB [mV _{P-P}]	Salida del integrador [V]
250	0.00
270	0.00
300	0.15
400	0.44
500	0.46
600	0.98
800	1.40
1000	2.15
1250	2.60
1500	3.30
1750	4.00
2000	4.00
2250	4.00
2500	4.00
2750	4.00
2910	4.00

Estos resultados muestran una disminución en el rango dinámico de la operación, ya que la integración comienza desde amplitudes de la señal de entrada UWB en el entorno de 300 mVpp hasta 1750 mVpp, donde llega a saturarse. Sin embargo, esto no es del todo crítico en el ámbito de aplicación que buscábamos en este trabajo, ya que las medidas se han realizado con pulsos a 12,5 MHz, para emular el comportamiento del multicamino, cuando en realidad, serán de una PRF inferior, con el fin de poder tener un margen de incertidumbre amplio en la determinación de la distancia.

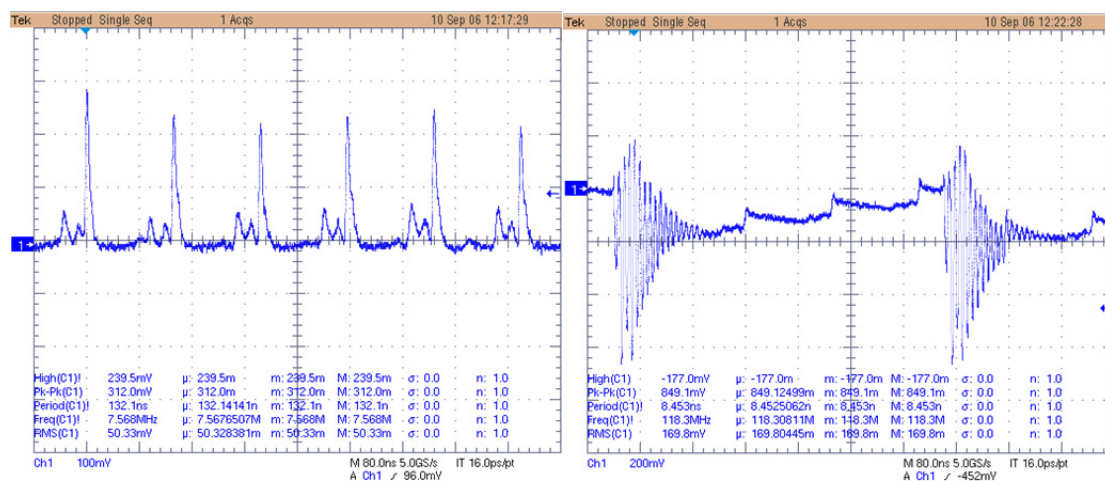


Figura 80 – (a) Pulsos detectados (b) Pulsos integrados @ 250 mVp-p de señal de entrada

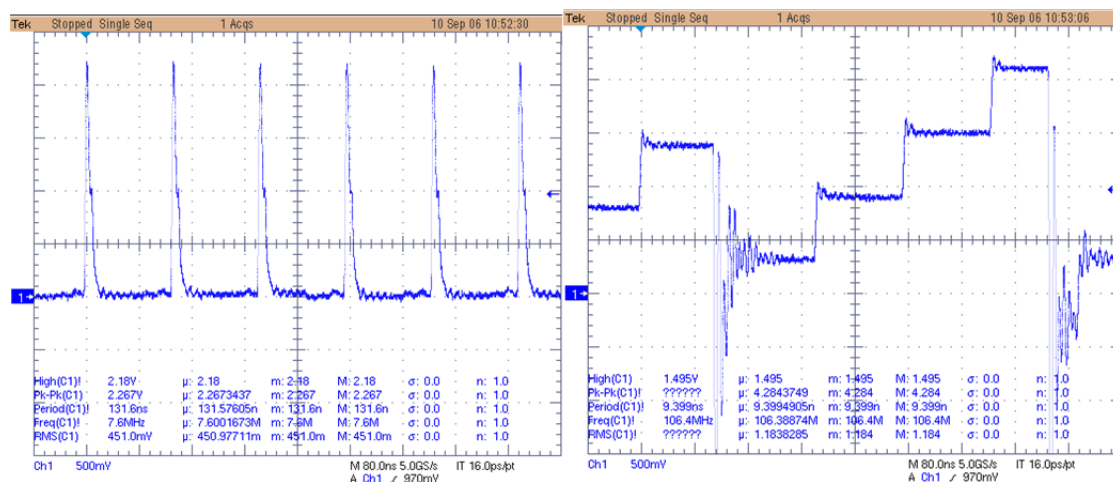


Figura 81 – (a) Pulsos detectados (b) Pulsos integrados (integrador no inversor) @ 1000mVp-p de señal de entrada

Los efectos transitorios de la señal de reset son fruto de la descarga de la red RC, que se pueden eliminar sincronizando la ventana de captura de la señal, de manera que se evite el muestreo de la salida del integrador durante un periodo de protección tras la señal de reset.

5.3.3 Estimador de energía (Integrador) balanceado

La segunda alternativa que se consideró en el diseño y desarrollo de un estimador de energía, estaba basada en el uso de un dispositivo cuadrático a diodos

(entrada diferencial con salida única), seguido directamente por un integrador de pulso. Esta versión no impone la necesidad de usar un amplificador operacional adicional ni diodos en serie, ya que la señal no presenta componente de corriente continua, pero el uso de un operacional podría mejorar fácilmente el rendimiento del sistema y el rango dinámico.

En un sistema Impulse Radio UWB, el dispositivo cuadrático debe proporcionar la envolvente del pulso recibido, a fin de poder tener únicamente tensiones positivas en la entrada de los integradores de energía. Si hay tensiones negativas en la entrada de los integradores, estas componentes restarán a la salida del integrador, por lo tanto para la detección de energía y potencia es requisito indispensable tener solo tensiones positivas. El funcionamiento de estos dispositivos se representa en la Figura 82.

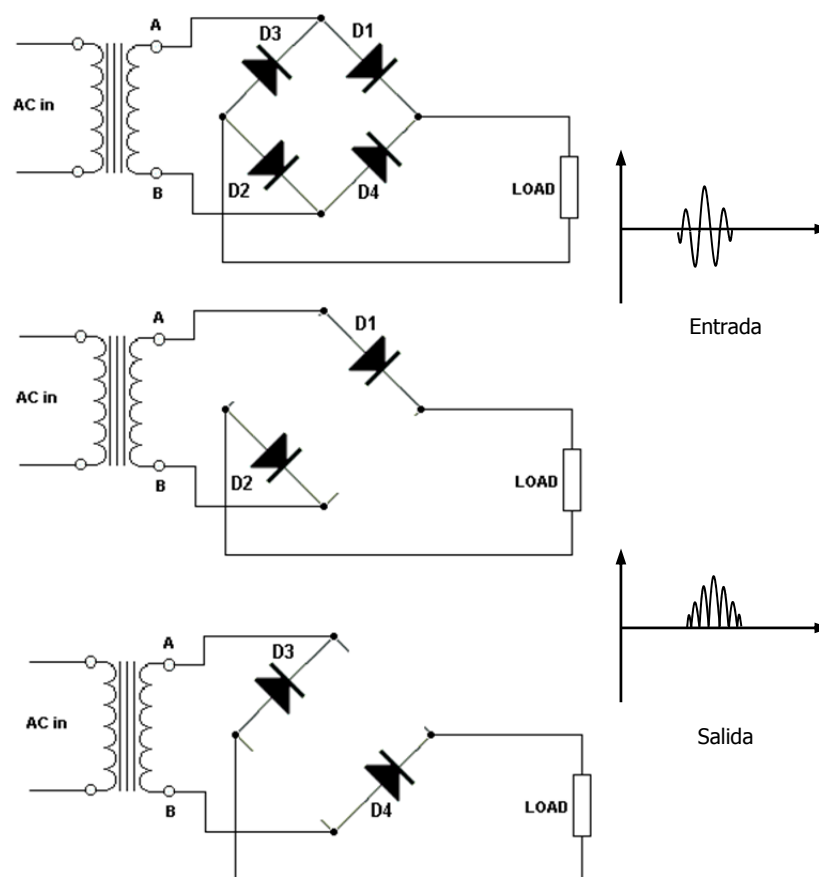


Figura 82 – Funcionamiento de un dispositivo de ley cuadrática

Por medio del puente de diodos, se consigue que en cada uno de los ciclos positivo y negativo de la señal de entrada, se asegure que al menos dos de los diodos permitan la conducción de la señal, de forma que a la salida, seamos capaces de obtener una forma de onda rectificada de la entrada. Para el diseño de estos circuitos, se suelen emplear habitualmente diodos Schottky, debido a sus buenas prestaciones en aplicaciones que requieren conmutación de alta velocidad. El diodo Schottky o diodo de barrera Schottky, que ya ha sido empleado en los circuitos detectores expuestos en capítulos anteriores, es un componente electrónico que se usa ampliamente para

aplicaciones de radio frecuencia (RF) como mezclador o diodo detector. A su vez, el diodo Schottky se puede utilizar también como rectificador, una vez más, debido a su bajo nivel de tensión para conducción en directa, de forma que presenta unas pérdidas mínimas de potencia en comparación con los diodos de unión PN. El uso que se planteó para los diodos Schottky en la aplicación MB-IR, estaba basado en un comportamiento como rectificador de alta velocidad en RF, esto es, como un dispositivo cuadrático capaz de entregar a la salida la señal rectificada de entrada. Para el diseño del rectificador se empleó el puente de diodos HSMS-2862.

El puente de diodos es alimentado por un balún UWB, que proporciona señales diferenciales (balanceadas 180 °) a sus salidas. Para ello se diseñó un balún de banda ancha, en su primera versión realizado por técnicas microstrip en la banda de 3 a 4 GHz, con un comportamiento en frecuencia representado por la Figura 83. Para posteriores versiones, el mercado ya ponía a nuestra disposición alternativas comerciales de banda ancha que permitieron implementar dicho balún por medio de un componente discreto.

- Frecuencia: 3-4 GHz
- Salidas:
 - 1) RF_IN + ϕ + [0°] (@3-4 GHz)
 - 2) RF_IN + ϕ + [174-184]° (@3-4 GHz)

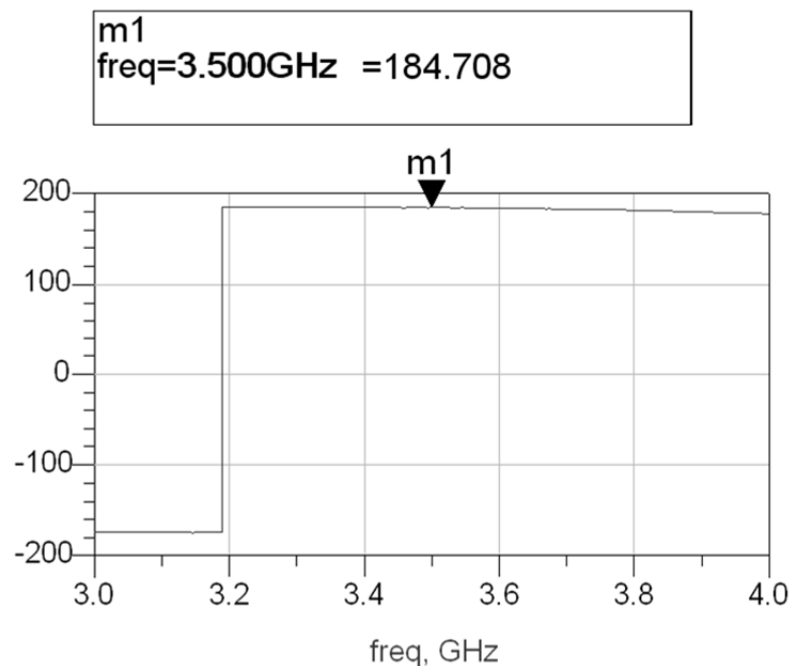


Figura 83 – Cambio de fase entre Salida1 y Salida2

En esta ocasión también se optó por emplear un integrador tipo Howland, una vez demostradas sus buenas prestaciones para este tipo de señales.

El esquemático que resume el diseño e implementación de esta topología balanceada, el diseño planteado puede verse en la Figura 84 y tras su implementación en la Figura 85.

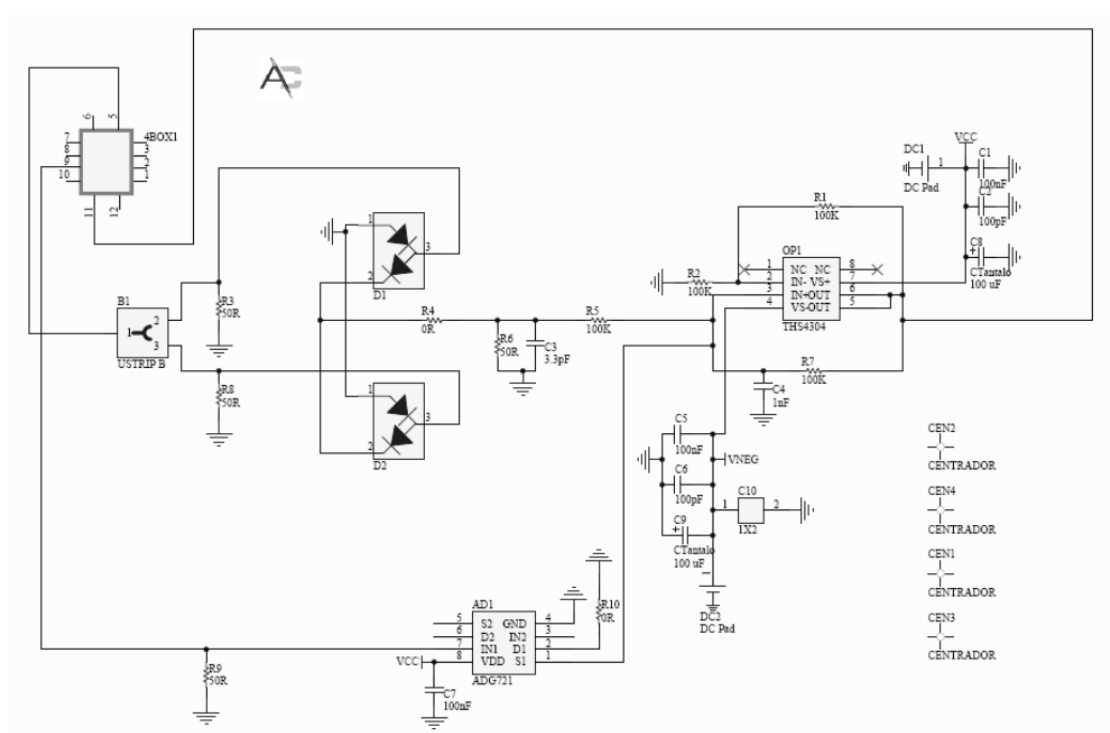


Figura 84 – Esquemático de la arquitectura basada en detector cuadrático

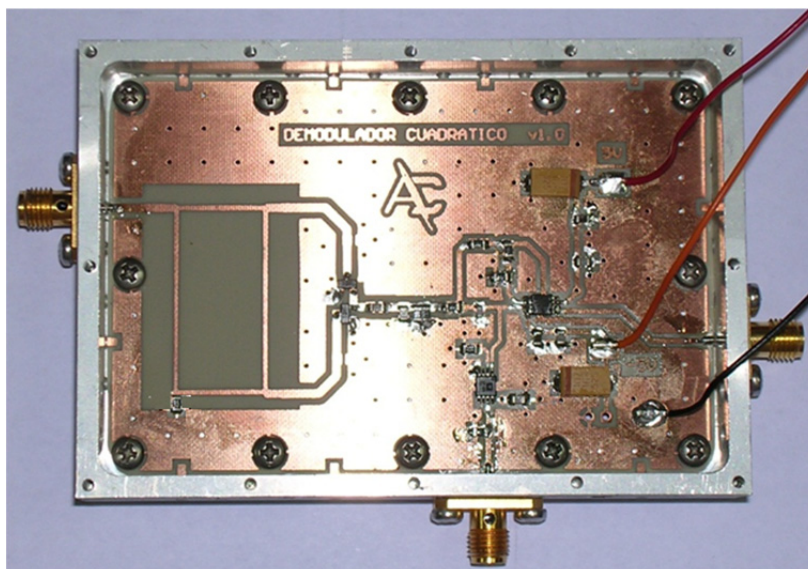


Figura 85 – PCB resultado de la integración del balún, detector cuadrático e integrador

5.3.3.1 Medidas

Los primeros resultados evaluados, corresponden al detector de envolvente. La Tabla 17 muestra el rendimiento obtenido por el detector frente al nivel de señal a la entrada.

Tabla 17 – Resultados del detector de pulsos por envolvente

Entrada UWB [mV _{P-P}]	Salida [mV]	DC offset a la salida [mV]	Pérdidas de conversión [dB]
250	0	0	N/A
270	0	0	N/A
300	0	0	N/A
400	0	0	N/A
500	17	-8	29.37
600	23	-8	28.33
800	64	-8	21.94
1000	111	-8	19.11
1250	149	-8	18.49
1500	230	-2	16.30
1750	292	-2	15.57
2000	362	0	14.86
2250	438	7	14.21
2500	506	15	13.87
2750	563	23	13.77
2910	611	27.2	13.55

Que se puede representar de forma gráfica tal y como se muestra en la Figura 86.

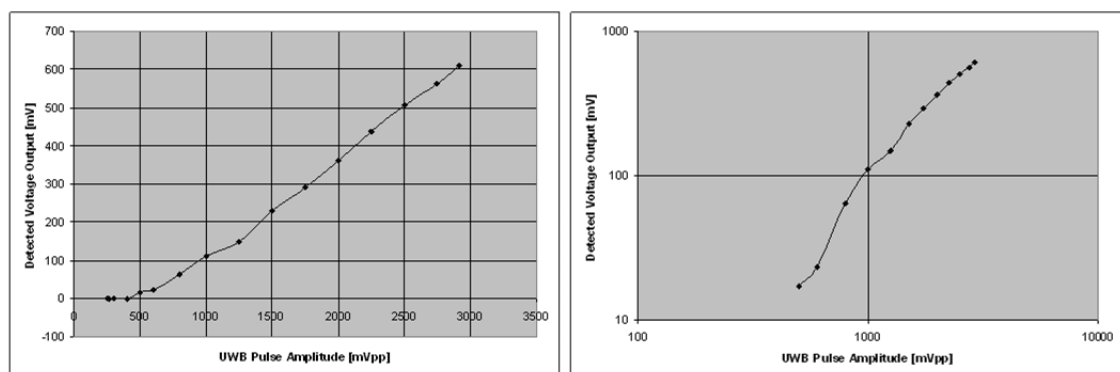


Figura 86 – Tensión de salida frente a amplitud del pulso de entrada (a) lineal (b) logarítmico

La Tabla 18 muestra el nivel de salida del integrador, obtenido para diferentes niveles de amplitud de la señal de entrada, y el nivel de continua obtenido en cada caso a la salida. Las medidas se han tomado partiendo de la referencia de un tren de pulsos con un PRF de 6.5 MHz, y una señal de reset a 2 MHz (3 pulsos integrados).

Tabla 18 – Resultados obtenidos para el integrador

Entrada UWB [mV _{P-P}]	Amplitud a la salida del Integrador[mV]	DC Offset a la salida[mV]
250	0	0
270	0	0
300	0	0
400	0	0
500	0	0
600	25	-25
800	60	-15
1000	80	-20
1250	160	0
1500	350	0
1750	480	10
2000	600	10
2250	800	15
2500	900	20
2750	1000	30
2910	1100	35

En la Figura 87 se puede observar el resultado de la integración de la señal (derecha), frente a un tren de pulsos como señal de entrada (izquierda)

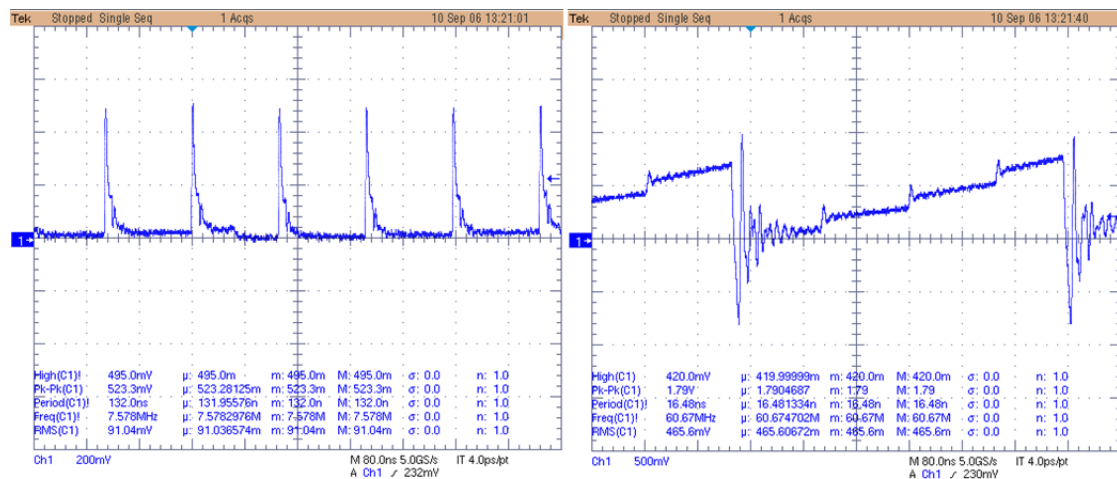


Figura 87 – (a) Pulsos detectados, (b) resultado de la integración @ 2500 mV_{P-P} de entrada

De los resultados presentados en este apartado, se pueden establecer las siguientes conclusiones:

- 1) Una etapa amplificadora intermedia entre el detector de envoltura del pulso y el integrador podría ayudar en la extensión de rango dinámico (a través de un sistema de control de ganancia variable, por medio por ejemplo, de un potenciómetro digital).
- 2) El doblador de tensión con arquitectura *single ended*, presenta una mejora en torno a 7,5 dB, con respecto a la solución de implementación balanceada, ya que como se puede apreciar en la salida visualizada en el osciloscopio, la sensibilidad en el primer caso es alrededor de 250 mVpp (a 23 mV de señal de salida - Tabla 14), mientras que en el segundo caso es de 600 mVpp (a 23 mV de tensión de salida - Tabla 17).
- 3) El integrador debe tener 0 DC offset en la entrada, de lo contrario el desplazamiento DC se integra también y perturba la señal de salida.
- 4) Hemos elegido el integrador Howland en lugar del integrador Miller, debido a la facilidad de descarga (reset) del proceso, si bien existen otras opciones disponibles para su implementación, pero que fueron descartadas por el aumento de complejidad en el hardware del circuito que implicaban.

5.3.4 Monoestable con flip-flop de alta velocidad

La segunda opción, está basada en el trabajo desarrollado por Rulikowski et al. [Rulikowski, 2005]. En el diseño planteado, la arquitectura se fundamenta en un flip-flop monoestable de alta velocidad, de forma que se establece una realimentación positiva rápida y con niveles de tensión que pueden ser adaptados a circuitos de lógica digital TTL o CMOS. De esta manera se consigue una señal a la salida del circuito con un tiempo de respuesta muy rápido en correspondencia a la presencia de un pulso UWB a la entrada. En la Figura 88 se expone el esquemático propuesto.

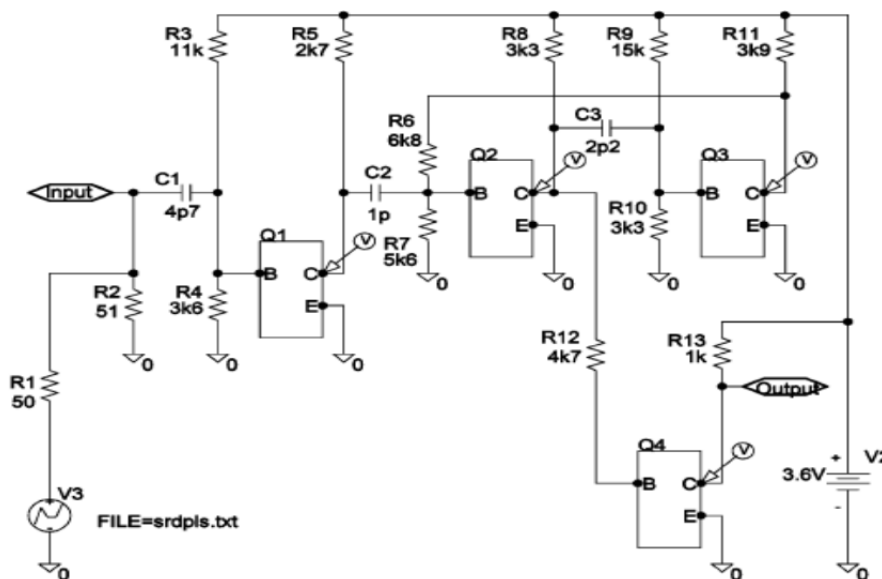


Figura 88 – Esquemático del monoestable de alta velocidad

La primera etapa del detector contiene al transistor Q1, que tiene por objetivo el generar, a partir de un pulso de forma arbitraria a la entrada, pero que sobrepase un determinado nivel de tensión umbral, un pulso de disparo con polarización negativa a la salida. Los transistores Q2 y Q3 forman un detector de pulsos monoestable que se dispara a raíz del pulso generado previamente por Q1. La última etapa, funciona como buffer de salida (Q4) para minimizar la influencia de la impedancia de carga del detector de pulsos monoestable. Tal y como se ha indicado, el detector sólo tiene en cuenta el nivel de la señal de entrada, en particular el nivel umbral mínimo que hace saltar el monoestable, independientemente de la forma del pulso introducido al circuito.

Con el fin de adaptar las impedancias necesarias en el circuito, y minimizar la posible reflexión de señal a la entrada, se coloca una resistencia de valor próximo a $50\ \Omega$ ($51\ \Omega$ en este caso). Por medio del ajuste de la tensión en el colector de Q1, se puede controlar el umbral disparo, de forma que sea ligeramente menor que la tensión de polarización del circuito. De esta manera, el transistor Q1 permanecerá ligeramente abierto, de manera que incluso un pequeño pulso positivo en la base pueda provocar un cambio sustancial en la corriente de colector, y dando lugar de esta manera al pulso de disparo que alimentará la etapa formada por Q2 y Q3. Las resistencias R3 y R4 determinan el punto de reposo de Q1.

El disparo alimenta al monoestable a través de una capacidad de desacoplo C2. El punto crítico del diseño de toda la arquitectura del detector es el monoestable, ya que en todo caso tiene que operar con señales muy cortas en el tiempo, facilitando procesos rápidos de detección. En principio, la relación entre el pulso de disparo y la señal de realimentación (a través de R6) debería ser lo más pequeña posible, y es gracias a esta realimentación que el monoestable puede dispararse con pulsos de disparo muy estrechos, sin importar el valor de la capacidad C3. De esta manera se puede lograr un ratio muy elevada entre las duraciones de los pulsos a la salida frente a los de la entrada (pulso de disparo).

Finalmente, el transistor Q4 se conecta al colector de Q2 para servir como un buffer amplificador. El transistor escogido fue el BFG410W, dadas sus adecuadas prestaciones en este tipo de aplicaciones, dada su elevada frecuencia de operación en transitorio (22 GHz).

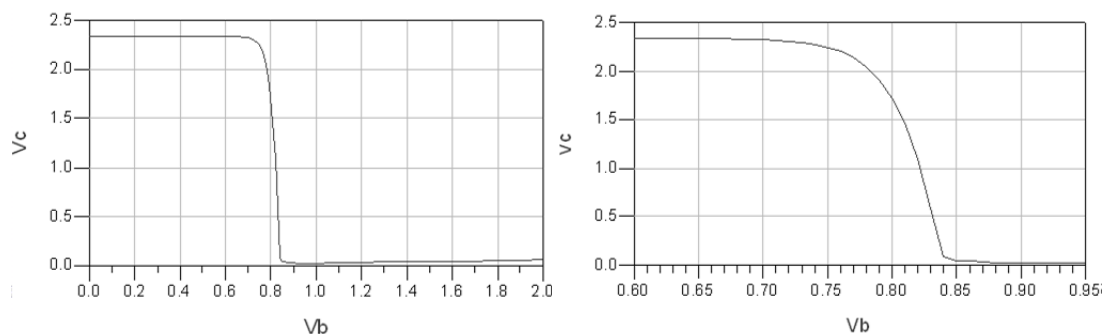


Figura 89 – (a) Curva del transistor BFG 410W (b) detalle en torno a 800 mV

En la Figura 89 se observa la variación de la tensión de colector en función de la tensión en la base.

Ambas tensiones están referidas al emisor, que está conectado a tierra. Como se puede apreciar, el paso de corte a saturación se produce casi instantáneamente en torno a los 800 mV.

A fin de poder conocer en detalle el funcionamiento del monoestable, se realizaron una serie de simulaciones con los modelos disponible del transistor en las configuraciones establecidas. Para ello se hizo uso del simulador ADS de Agilent. En la Figura 90 (a) se pueden ver las señales a la entrada del circuito y en la base y colector del transistor Q1, mientras que en la segunda gráfica (b) se aprecia que al llegar el pulso y saturarse el transistor Q1, la tensión en su colector descende hasta los 0 V, lo que hace que la tensión en la base del transistor Q2 también baje de modo que dicho transistor se corte.

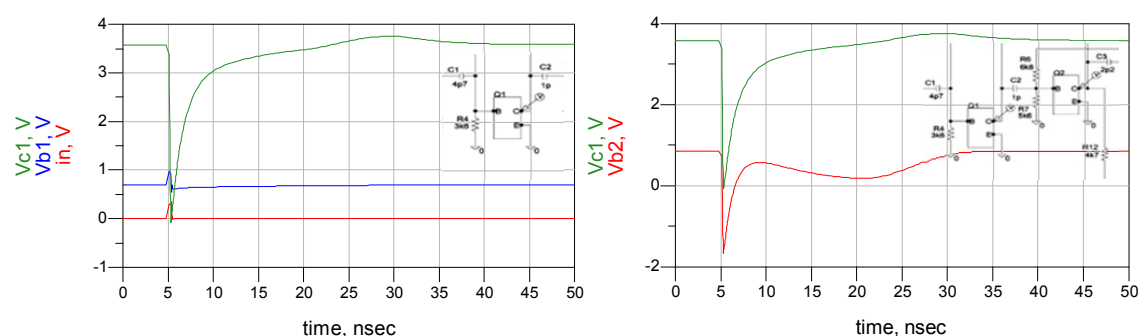


Figura 90 – (a) Saturación de Q1 con el pulso de entrada (b) Corte de Q2

Debido a la corta duración del pulso de entrada, prácticamente al llegar la tensión de colector del transistor a 0 V comienza de nuevo a subir, pues ha pasado a estar en corte. Al comenzar a subir esta tensión, también empieza a subir la tensión de base del transistor Q2.

Sin embargo, tal y como se aprecia en la Figura 91 (a) el transistor Q2 no llega a saturarse limitado en todo momento por Q3. La tensión de colector del transistor Q2 comienza a subir al cortarse, de forma que la tensión de base del transistor Q3 sube, haciendo que éste se sature.

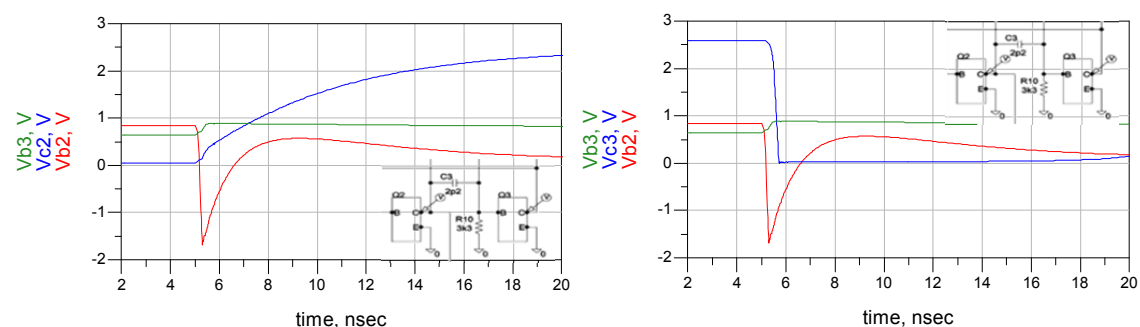


Figura 91 – Saturación de Q3. Vb2 & Vb3 frente a (a) Vc2 (b) Vc3

Debido a la realimentación existente entre el colector del transistor Q3 y la base de Q2, al saturarse Q3 (su tensión de colector baja hasta 0V), la tensión de base de Q2, que estaba subiendo, comienza a bajar otra vez antes de saturarse:

El transistor Q4, una vez que Q2 se ha cortado, se satura, bajando su tensión de colector (Figura 92):

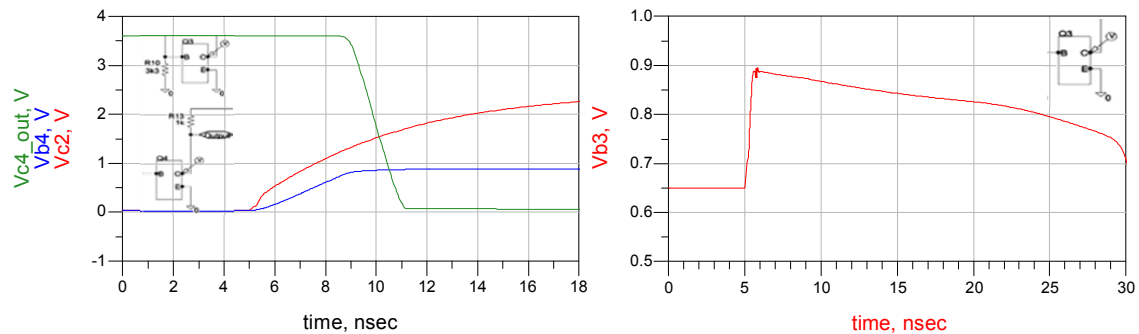


Figura 92 – (a) Saturación de Q4 y pulso de salida (b) Vuelta al estado de corte de Q3

Es en estas condiciones, cuando se establece un periodo de estabilidad simultánea en los cuatro transistores, de forma que los estados de las cuatro etapas permanece por un periodo de tiempo sin cambiar (controlable por medio de los valores de C3). Dicho periodo finaliza en el momento que Q3 abandona el estado de saturación, para volver a su estado inicial en corte, tal y como puede apreciarse en la Figura 92 (b). Se aprecia claramente cómo la tensión de base del transistor Q3 va disminuyendo lentamente, en relación directa con el valor del condensador C3, hasta su corte. De esta manera, al subir la tensión de colector de Q3 también sube la tensión de base del transistor Q2, tal y como se aprecia en la Figura 93 (a)

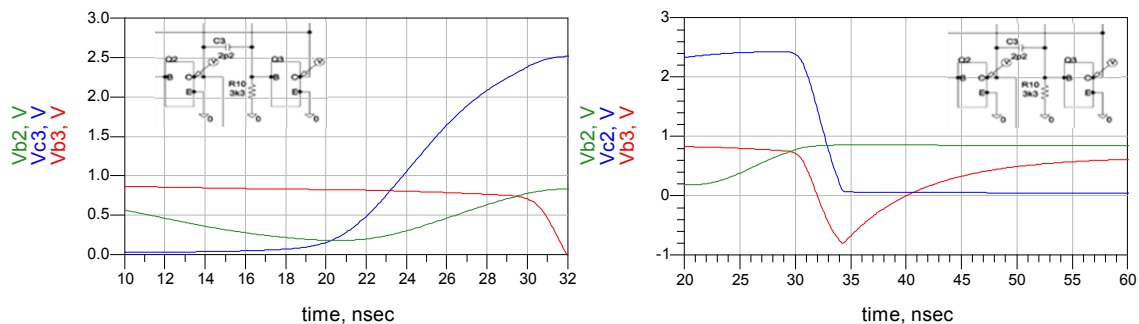


Figura 93 – (a) Saturación de Q2 debido a Q3 (b) Descenso de Vb3 debido a Q2

Esto lleva a la saturación de Q2, provocando que al disminuir su tensión de colector, la tensión de base del transistor Q3 se reduzca aún más, si bien no incluye en su estado debido a que ya estaba en corte, como se puede observar en la Figura 93 (b).

Una vez saturado completamente Q2, se produce en descenso en la tensión de base de Q4, provocando a su vez su saturación.

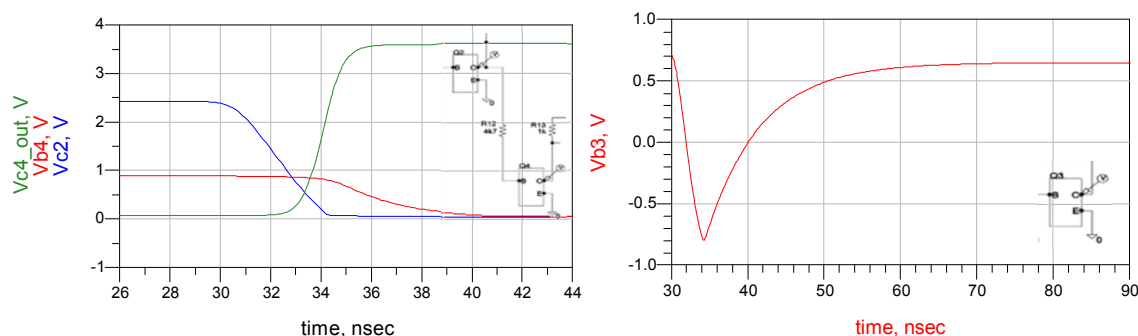


Figura 94 – (a) Saturación de Q4 y pulso de salida (b) Vuelta de Vb3 a su tensión original

Es en este momento cuando todos los transistores han vuelto a sus estados iniciales, aunque Q3 con una tensión de base menor que la original, de forma que ésta tiende a subir, hasta estabilizarse pasados unas decenas de nanosegundos, tal y como se aprecia en la Figura 94 (b).

Este circuito nos permite a partir de un pulso de muy corta duración a su entrada, generar un pulso invertido a la salida de una duración mucho mayor, que es detectable y puede ser procesado directamente por una etapa de electrónica digital. El funcionamiento del circuito monoestable puede observarse de manera resumida en la Figura 95

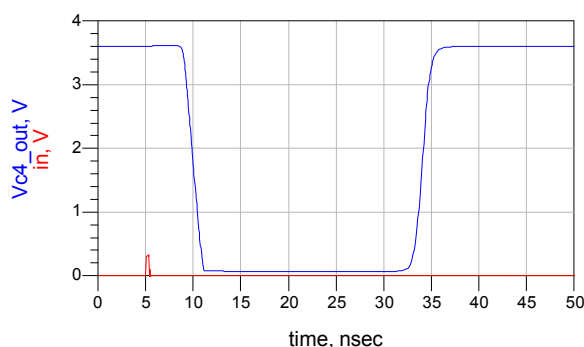


Figura 95 – Entrada y salida del circuito monoestable

A fin de comprender mejor los componentes que permiten el control y configuración de parámetros tales como duración del pulso a la salida, nivel umbral mínimo de detección, y frecuencia de repetición de pulsos máxima de operación, es necesario analizar la influencia de los 3 condensadores más relevantes de la arquitectura presentada:

- C1, entre la entrada del circuito y la base del transistor Q1.
- C2, entre el colector del transistor Q1 y la base de Q2.
- C3, entre el colector del transistor Q2 y la base de Q3.

En principio, la influencia del condensador C1 no es relevante ya que sólo se usa para el desacoplo de la DC de polarización del transistor, y por ello, tal y como se puede ver en la Figura 96, su valor únicamente influye a la curva de la tensión en la base del transistor Q1. Vemos que para un valor alto de C1, la tensión en la base de Q1 sigue con más exactitud a la señal de entrada.

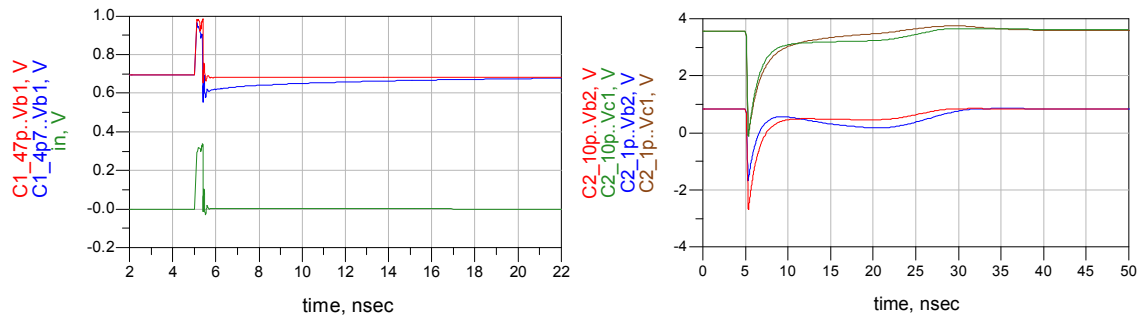


Figura 96 – (a) Vb1 vs. C1 (b) Vc1 y Vb2 vs. C2

Por otra parte, el valor de C2 influye directamente sobre la señal en colector del transistor Q1 y la base de Q2. Incrementando el valor de C2, se aprecia en la Figura 96 (b), que la bajada de tensión de base en Q2, es menos pronunciada, pero sin apenas influencia en el comportamiento del circuito. Influencia de C3

Si hacemos un análisis de sensibilidad de los tres condensadores presentes en el circuito, el que más afecta al comportamiento del circuito es C3, ya que de su valor, depende directamente la anchura temporal del pulso de salida, tal y como se aprecia en la Figura 97.

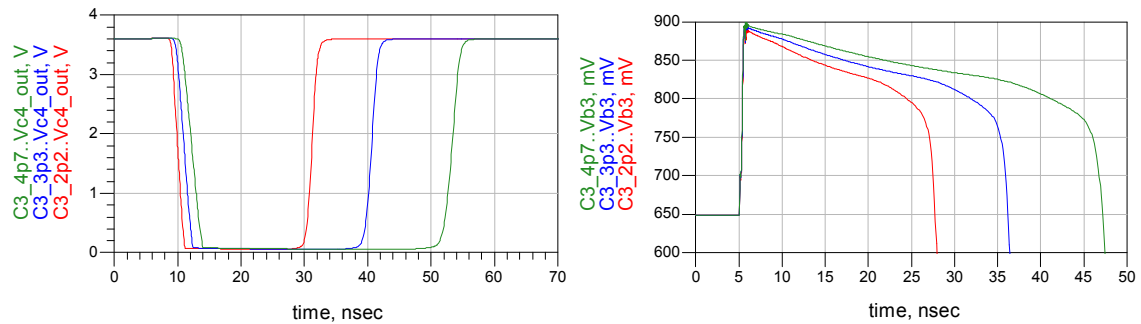


Figura 97 – (a) Pulso de salida vs. C3 (b) Tiempo de descarga de C3

Esto es debido a que cuanto mayor sea el valor del condensador más lentamente se descarga, y por lo tanto el transistor Q3 tarda más tiempo en cortarse, lo que hace que la duración del pulso sea mayor. Las señales presentes en cada una de las etapas del circuito, se muestran en la Figura 98.

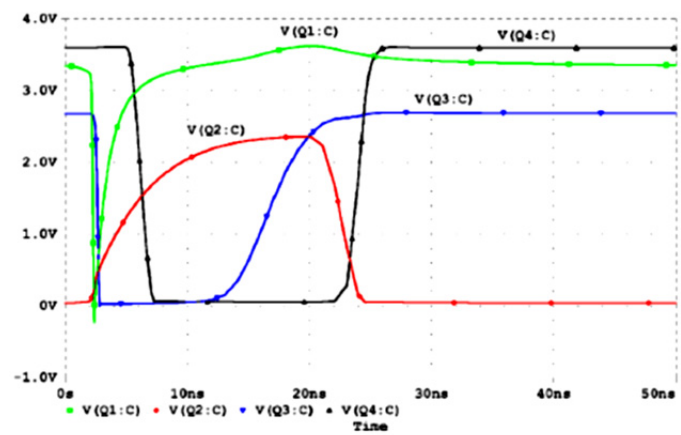


Figura 98 – Señales en cada una de las etapas del circuito monoestable

El umbral de la señal se puede ajustar variando el punto de polarización del primer transistor (alcanzando el 200 mV como nivel mínimo de detección), mientras que la duración del pulso puede ser regulado por medio del control de los valores de resistencias y condensadores en el circuito de retroalimentación del flip-flop. Con el fin de hacer coincidir la señal de salida con la señal requerida para el circuito de recuperación de reloj, incluido en el módulo de sincronización, el pulso de salida se ha ajustado a 40 ns.

Todos los detectores aquí resumidos y presentados, han sido diseñados para ser sensibles solamente a los niveles de tensión/corriente (o energía) del pulso de entrada, independientemente de su forma (afectado por muchos parámetros, tales como filtros, amplificadores no ecualizados, influencia del canal de propagación ...).

A su vez, se han estudiado por medio de simulaciones diferentes respuestas y posibilidades de configuración del circuito, con el fin de optimizar el comportamiento del circuito. Tal y como se puede apreciar en los resultados obtenidos, se ha conseguido un balance más que positivo entre los resultados de la simulación y las medidas realizadas.

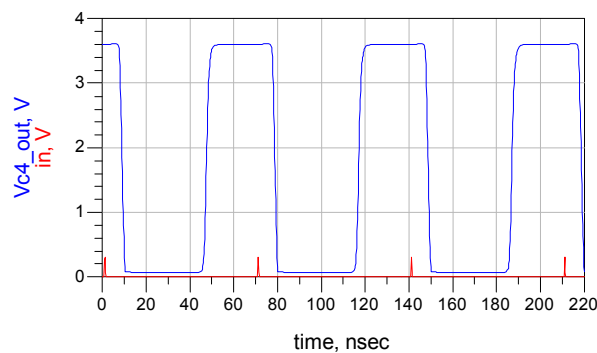


Figure 1 – Received IR-UWB signal vs. detected signal

Una vez finalizadas las simulaciones, se planteó el esquemático representado en la Figura 99 :

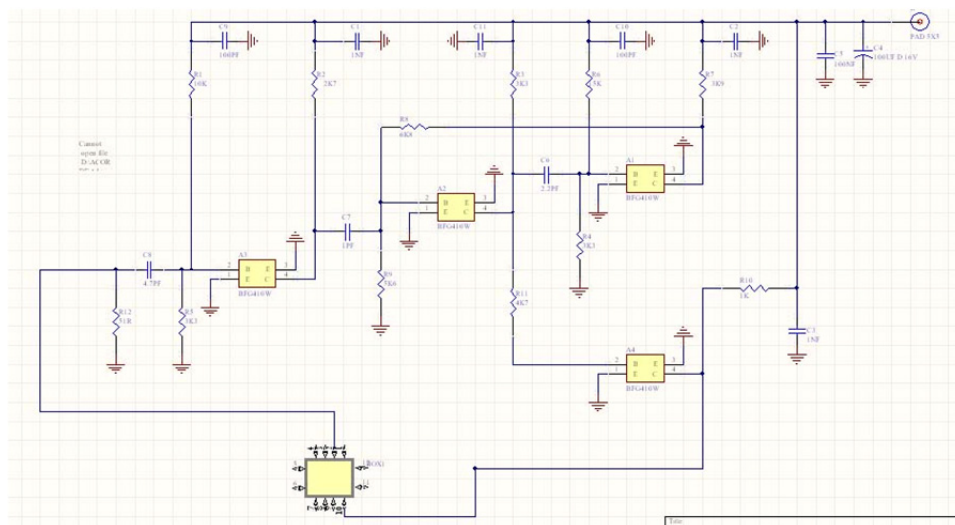


Figura 99 – Esquemático del Monoestable de alta velocidad

Además del circuito diseñado se incluyeron condensadores de desacoplo de la RF en las las líneas de alimentación, resultando el PCB mostrado siguiente fotografía (Figura 100).

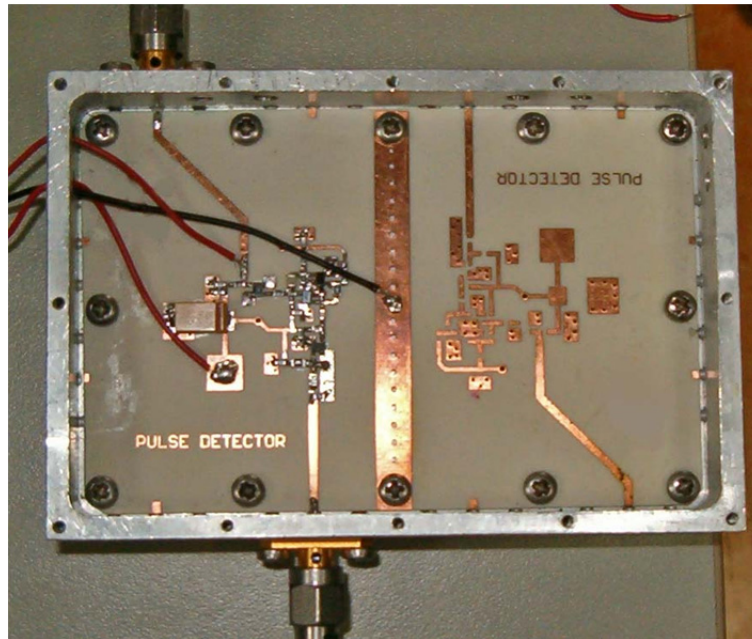


Figura 100 – Detector de pulsos basado en monoestable de alta velocidad

5.4 Línea de Retardo

A fin de poder conseguir una correcta sincronización entre la señal recibida y el reloj interno del subsistema receptor, es necesario disponer de una línea de retardo, que nos permita alinear en fase ambas señales. Tal y como se ha concebido la arquitectura, el punto clave de la misma consiste en conseguir transmitir el reloj del primer dispositivo, modulado sobre una señal Impulse Radio UWB, que se demodula y reconstruye en el dispositivo que actúa como receptor, y se sincroniza en fase con su propio reloj.

De esta manera conseguimos dos objetivos:

- 1) Poder, una vez sincronizados ambos relojes (por medio de un preámbulo de sincronización), demodular los datos OOK transmitidos (por medio del muestreo de la señal con el reloj sincronizado)
- 2) Poder transmitir una señal de respuesta del dispositivo a localizar al nodo de referencia, con el reloj de transmisión del dispositivo enganchado en fase al del nodo, de forma que la latencia de procesado en la respuesta, sea despreciable, y una vez estimada el retardo de ambos relojes, este corresponda directamente a 2 veces el tiempo de vuelo de la señal, y por tanto, se pueda estimar la distancia de forma directa.

La sincronización es por tanto un parámetro crítico para la recepción de las señales del IR, puesto que se requiere para la correlación de la señal, para la captura de

la energía, para la estimación del retardo, para la localización y posicionamiento, y por último para la modulación/demodulación de los datos.

Para poder hacer este proceso es necesario disponer de una línea de retardo que nos permita precisamente conseguir que ambos relojes se encuentren alineados en fase. Existen en la bibliografía una amplia variedad de arquitecturas sobre líneas de retardo, algunas de ellas basadas en diodos PIN, que permiten su operación hasta muy altas frecuencias, otras en CMOS, más orientadas a baja frecuencia, o incluso bancadas de retardos fijos, con un conjunto de switches, que permiten seleccionar y configurar retardos variables [MS, 2002], como por ejemplo la arquitectura sistema mostrada en la Figura 101.

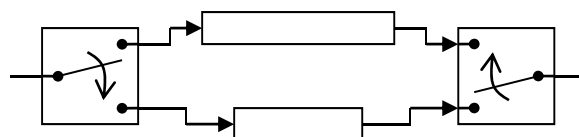


Figura 101 – Retardo variable por multiplexación de caminos

Sin embargo a la hora de buscar alternativas comerciales, nos encontramos con que o bien eran componentes muy caros, o el tiempo de respuesta para cambiar el retardo era muy lento, por lo que no era válido para los tiempos de preámbulos que se barajan para este tipo de comunicaciones.

Es por ello que se decidió investigar una alternativa, basada en una lógica con un detector de fase, componentes comerciales discretos, y bajo coste, que a posteriori, permitiese su implementación en tecnologías CMOS integradas. El propósito de esta arquitectura es permitir la sincronización fina en la gama del secundario-nanosegundo para los receptores de radio del pulso de UWB.

El diseño propuesto se ha desarrollado y se ha probado con señales hasta 80 MHz, con el fin de evaluar las prestaciones y correcto funcionamiento del circuito, aunque podría alcanzar frecuencias más altas, basándose en la misma arquitectura, y cambiando los componentes empleados. Para su evaluación se ha trabajado con señales On-Off Keying (OOK), Dis-Joint Pulse Position Modulation (DJ-PPM) y simple Direct Sequence-Spread Spectrum (DS-SS), integrando la línea de retardo en el frontal del receptor, intercalado entre el reloj del sistema y la unidad de muestreo/convertidor analógico digital. En un sistema de OOK IR, la modulación de la información sigue una implementación muy sencilla, representando la presencia de un pulso un “1” lógico, y la ausencia, un “0”. Siguiendo esta modulación, se relajan los requisitos en frecuencia de operación de la línea de retardo, ya que la frecuencia determinante en este caso pasa a ser la de repetición esperada de pulsos, que es constante y que es la que actúa sobre la línea de retardo, para conseguir el desfase adecuado de la señal hasta su enganche en fase.

La frecuencia de operación del sistema está, por tanto, directamente relacionada con la frecuencia de repetición de pulsos (PRF), y de esta manera con la tasa binaria que es capaz de alcanzar el transmisor. Un reloj de sistema a 20 MHz puede alcanzar tasas binarias de hasta 20 Mbps con una modulación OOK, y varias decenas de Mbps si se combina con modulaciones en amplitud.

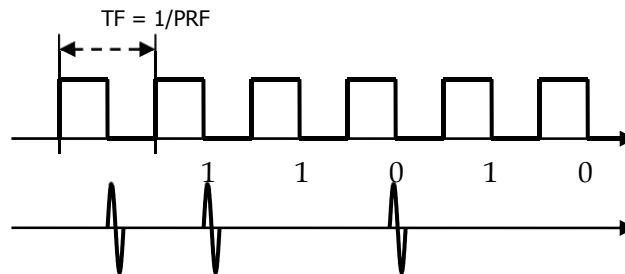


Figura 102 – Reloj y señal recibida en un sistema OOK IR-UWB

Trabajando con señales OOK, como las mostradas en la Figura 102, o señales DJ-PPM, donde el espaciado temporal nominal entre los pulsos es fija, y se puede controlar con una frecuencia de reloj “baja” (por ejemplo 20 MHz), los principales problemas de sincronización a nivel de trama (cuestión diferente es la estabilidad de los relojes, que suelen ir asociados a tiempos mayores que la duración de una trama), no suele estar asociada a la frecuencia de dichos relojes, sino a la diferencia de fase entre los mismos [Park, 1999].

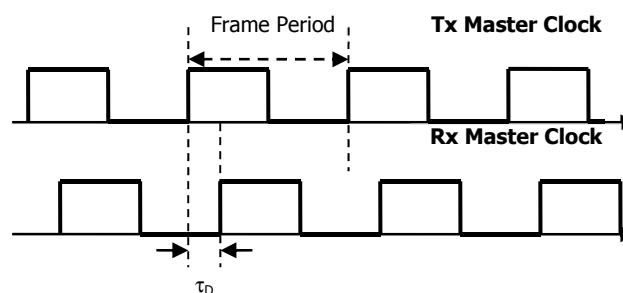


Figura 103 – Retardo o desfase entre relojes

Tal y como se puede apreciar en la Figura 103, el reloj del receptor puede tener un retardo inicial τ_D , dependiente del desfase intrínseco inicial entre los relojes del sistema transmisor y receptor, sumado al debido a los retardos de propagación de la señal por la lógica. Este retardo τ_D , es el que puede ser compensado en el receptor por medio de una línea de retardo variable.

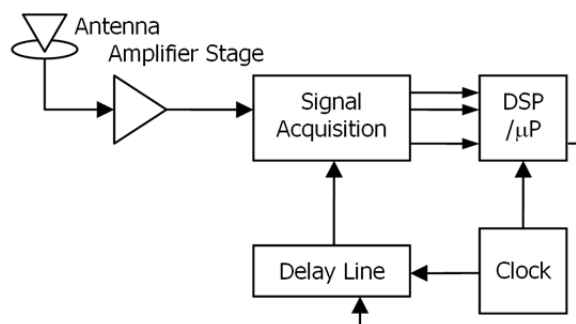


Figura 104 - Retardo entre 2 relojes desfasados

Con la línea de retardo variable debemos ser capaces de sincronizar los pulsos recibidos con el módulo de adquisición de señal y, de esta manera, procesar y demodular la información recibida. Adicionalmente, una vez sincronizada la señal de reloj en el receptor, es posible renviar un mensaje con la señal de reloj modulada, de forma que, en el lado del transmisor, sea posible obtener el retardo total (o desfase), entre ambas señales, que se corresponderá a 2 veces el tiempo empleado por la señal radio en recorrer la distancia entre el nodo de referencia y el dispositivo a localizar y, de esta manera, obtener de forma sencilla la distancia entre ambos.

Otras alternativas hacen uso de circuitos lógicos, como contadores o cadenas de puertas lógicas, que permiten reconstruir a la salida la misma señal que a la entrada, pero con un retardo variable del orden de nanosegundos. Desgraciadamente, muchos de esos componentes no son capaces de retrasar la señal por encima del ancho del pulso, trabajando correctamente hasta el 30-40% de la anchura del pulso de entrada.

También cabe destacar, que nuestro objetivo era diseñar una línea de retardo variable y programable, específicamente para señales de reloj, es decir, periódicas, y con *duty cycles* cercanos al 50% [Zilic, 2001]. Esto permitió la implementación del diseño que se muestra a continuación.

5.4.1 Diseño de la Línea de Retardo

La arquitectura que se ha propuesto es capaz de retrasar la señal más allá del ancho de pulso de entrada, facilitando la sincronización con un palabra de control programable, tal y como se muestra en la Figura 105.

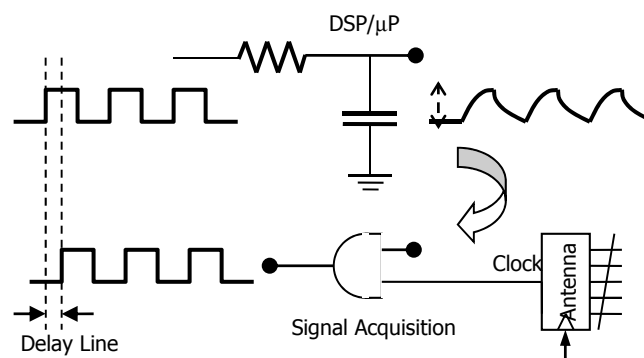


Figura 105 - Arquitectura básica del receptor IR-UWB

La idea de partida se basa en propagar la señal de reloj, e intercalar un circuito de retardo que permita obtener el desfase deseado. El circuito más sencillo capaz de conseguir retrasar en fase una señal es un sencillo filtro RC, seguido de un buffer capaz de reconstruir la señal. Cuando la señal de entrada, tiene un cambio de estado, el condensador empieza a cargarse/descargarse, y la tensión a la salida comienza lentamente a variar. La función que modela esta variación depende de que el proceso sea de carga o descarga, siguiendo en cada caso una de las siguientes ecuaciones:

$$V_C = V_T \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (5-15)$$

$$V_{DC} = V_T \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (5-16)$$

Ambos procesos se caracterizan por una ley exponencial, y además, la red RC funciona como un filtro paso bajo, de forma que suaviza la forma de onda de entrada, eliminando las componentes de alta frecuencia de la señal, que en una forma de onda cuadrada, se corresponden con las transiciones entre nivel alto y bajo. Para recuperar la forma de onda cuadrada, se puede hacer directamente por un buffer, con umbral programable, de forma que a partir de determinado nivel de tensión, sea capaz de sacar un 1 o 0 lógico a su salida. Precisamente este umbral programable, es el que permite jugar con el retardo total introducido por el filtro RC, permitiendo su control directo por el sistema.

Por tanto, el retardo total introducido a la señal de entrada, depende de 3 parámetros:

1. $\tau = R \cdot C$
2. El nivel umbral (tensión de referencia V_{REF}) del buffer/comparador
3. El retardo de propagación del buffer/comparador

Uno de ellos es fijo (el retardo de propagación de la puerta), y los otros dos variables, de forma que jugando bien con el valor de la resistencia o condensador, o con el nivel de umbral, se puede conseguir el objetivo de retrasar la señal. Para poder implementar estas opciones, las soluciones más sencillas pasaban por incluir un potenciómetro digital, o un conversor ADC para la tensión V_{REF} , siendo esta última opción, la que se implementó.

Sin embargo, siendo esta implementación válida como línea de retardo, no llega a cumplir al completo las especificaciones de nuestro diseño, ya que, como máximo, podrá proporcionarnos un retraso del 50 % del ciclo de reloj, debido a la dependencia exponencial del filtro RC.

Hay que añadir, por tanto, circuitería que nos permita alcanzar desfases del 100 % del ciclo de la señal, permitiendo la sincronización incluso en los casos más desfavorables. Para ello, se ha incluido un divisor de frecuencia a la entrada de la señal, de forma, que la señal a retrasar no sea propiamente la señal de reloj, sino una división de la misma, de mayor periodo, pero que está enganchada a esta en fase y frecuencia. Retrasando esta señal dividida, es posible retrasar incluso por encima del 100% la señal de entrada original, tal y como se muestra en la Figura 106

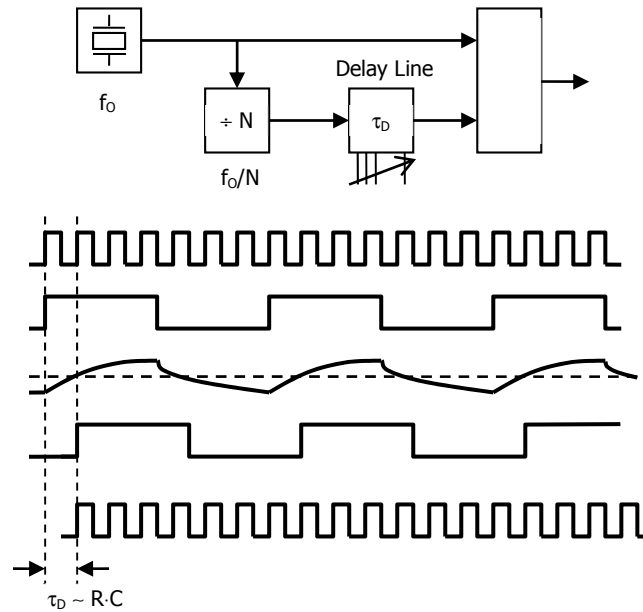


Figura 106 – Retardo de ciclo completo

Finalmente, ya solo nos quedaría reconstruir la señal de entrada, para lo cual hacemos uso de un PLL (Phase Locked Loop) compuesto de un detector de fase y un VCO, capaz de dar a su salida una señal de frecuencia f_0 (en lugar de la señal dividida de f_0/N), pero con fase controlable, en función de la tensión umbral del comparador [Johnson, 1988]. El detector de fase, compara las fases de las 2 señales, la de salida del VCO (dividida por N), y la retrasada proveniente del comparador, configurando un diseño como el mostrado en la Figura 107.

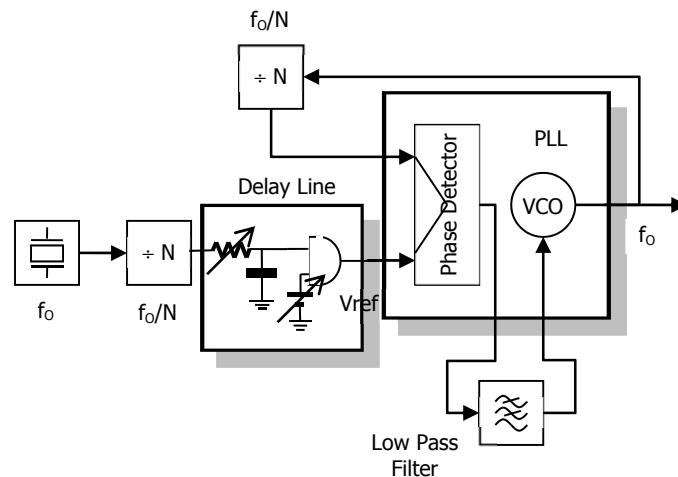


Figura 107 – Esquemático de la arquitectura

Los elementos que tenemos que fijar en esta arquitectura son, por tanto, los del filtro de lazo y los del circuito RC de desfase. La frecuencia de trabajo será de 13 MHz (debido al cristal de bajo coste y alta estabilidad que se escogió para los diseños del sistema). El valor $N=8$ resulta adecuado para conseguir el desfase del 100%. El PLL elegido fue el TLC2932A de Texas Instruments. Para el filtro RC, se seleccionó un

condensador de 100 pF y un potenciómetro ajustable manual de 5 K Ω . El retardo máximo aproximado que se podrá alcanzar con estos valores, será por tanto de $\tau = RC = 500$ ns, más que suficiente para una señal de 13 MHz, que tiene un periodo de 77 ns.

El filtro de lazo seleccionado fue el expuesto en la Figura 108, en donde los valores de R1, C1, R2 y C2 se ajustan de acuerdo a la recomendación descrita y detallada en la página 16 de la nota de aplicación slaa011b de Texas Instruments [TI, 1997] .

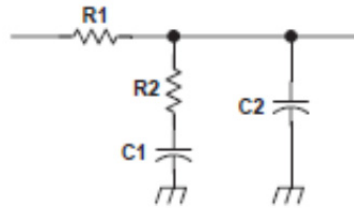


Figura 108 – Filtro de lazo tipo Lag-Lead del circuito PLL

5.4.2 Prototipo

Con el fin de realizar la validación del diseño realizado, y a modo de prototipo, se desarrolló un PCB de evaluación, basado en componentes comerciales (COTS), que permitió el *proof of concept*, de las ideas planteadas. Sobre la base de esta arquitectura, investigadores del proyecto Where plantearon el diseño del sistema completo en un circuito integrado en tecnología CMOS.

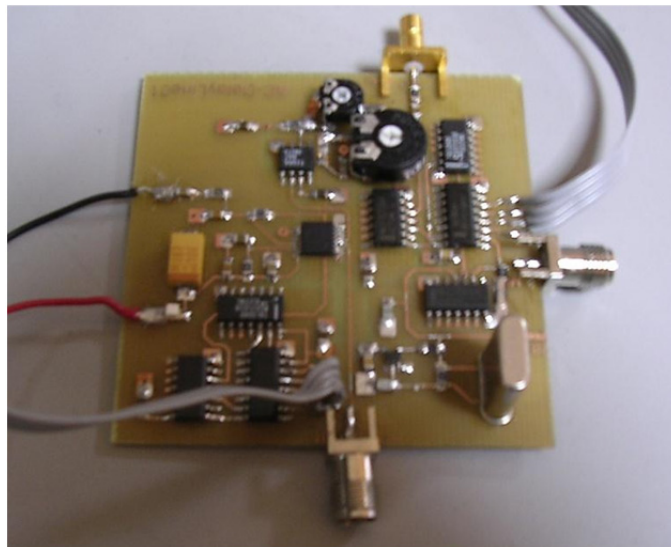


Figura 109 – Placa de pruebas del circuito de retardo

La Figura 109 muestra una imagen de la placa de prototipo de pruebas. El reloj original se ha implementado con un oscilador inversor polarizado, sintonizado a 13 MHz con un cristal de alta estabilidad, pero bajo coste. La salida del cristal, una vez estabilizada y amplificada por un buffer (circuito inversor), alimenta a un divisor de frecuencia, implementado por medio de contadores y flip flops, para ser luego

introducida a una red RC, que a su vez está conectada a la entrada de un circuito comparador, implementado por medio de un amplificador operacional.

La salida del comparador se conecta finalmente a una de las entradas de un circuito integrado que implementa el detector de fase (PLL de Texas Instruments), donde se compara con la señal dividida procedente de la salida del VCO [Gleeson, 1993].

Puesto que la señal del cristal está fijada a 13 MHz, la salida del VCO está por tanto también centrada a 13 MHz. La única diferencia entre ambas señales es una falta de alineación de fase (retardo), debido al retardo inducido por la latencia de las puertas lógicas (parte fija), más el retardo introducido por la red configurable RC (parte variable y controlable).

El circuito se ha medido y caracterizado haciendo uso de un osciloscopio de Alta Velocidad Digital de Lecroy LT364, con un ancho de banda analógico de 500 MHz, de forma que ha sido posible obtener resoluciones del orden del nanosegundo. Los resultados obtenidos mostraron un comportamiento adecuado de la línea de retardo, controlable en todo momento por medio del potenciómetro variable de la red RC, o incluso por el valor de la tensión de referencia del umbral del comparador.

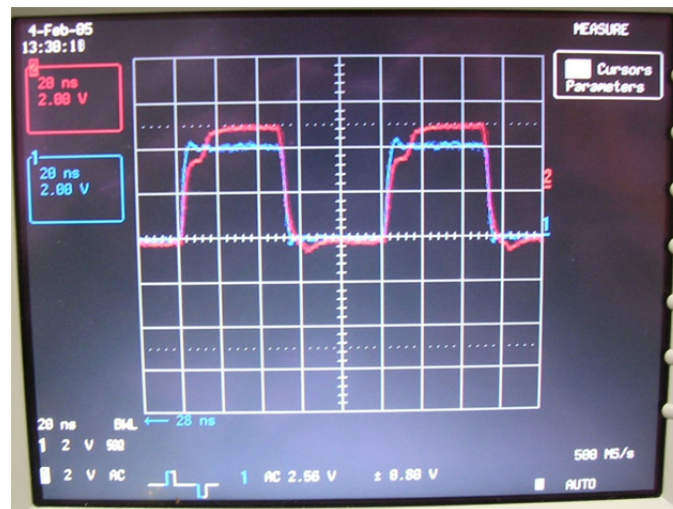


Figura 110 – Señales de entrada y salida del circuito con Retardo = 0

La Figura 110 muestra tanto la entrada (en azul) como la salida (en rojo) de las señales del circuito de línea de retardo. En este caso los valores del potenciómetro y referencia de tensión en el comparador (salida del DAC) se han ajustado con el fin de compensar los retardos introducidos por las puertas digitales y mostrar una señal sincrónica en la entrada y salida.

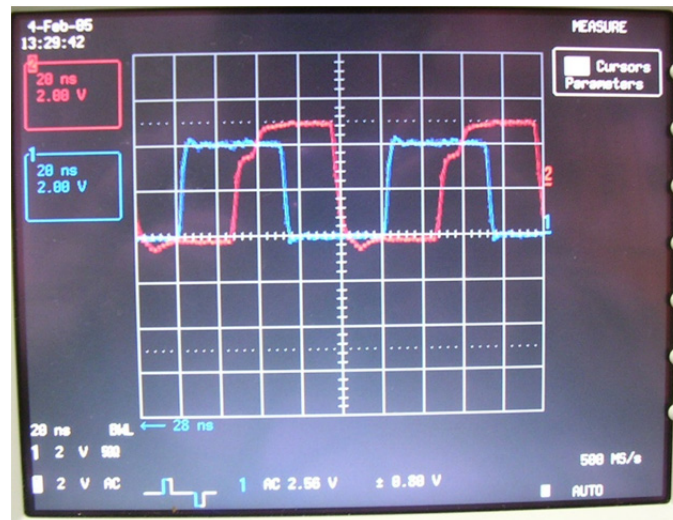


Figura 111 – Señales de entrada y salida del circuito con Retardo = 25 ns

La Figura 111 muestra el caso en el cual el potenciómetro de la red RC se ha ajustado con el fin de conseguir un retardo a la salida de 25 ns. Con el circuito planteado es posible conseguir retardos mayores incluso que un ciclo de la señal de reloj, permitiendo un control total de la sincronización del receptor con el fin de permitir un muestreo óptimo de la señal detectada, o la configuración del transceptor en modo respuesta inmediata a la señal de entrada.

De esta manera se ha podido comprobar que el diseño planteado para una línea de retardo variable, controlable digitalmente, es válido para formar parte del circuito de sincronización del receptor de Impulse Radio UWB. Además se hace uso de circuitos fácilmente implementables, sin gran complejidad de ajuste, obteniendo a su vez una precisión en la temporización lo suficientemente fina y de control variable. El núcleo de la arquitectura se basa en una red de retardo RC y un módulo de PLL compuesto de un VCO y un detector de fase. La placa de prueba desarrollada permitió el ajuste y estudio de posibles mejoras, entre otras la inclusión de un buffer de salida a la señal de reloj retrasada, que fueron posteriormente implementadas en los prototipos de los transceptores finales desarrollados.

5.5 Conclusiones

Como paso previo a una completa implementación de un sistema Impulse Radio Ultrawideband, se ha planteado el estudio, diseño, implementación y evaluación de los diferentes bloques clave, a la hora de abordar dicho objetivo. Tras un análisis inicial de los diferentes subsistemas que componen la arquitectura típica de los transmisores y receptores IR-UWB, se han abordado en profundidad y detalle aquellos componentes que, por su naturaleza y principio de operación, caracterizan de una manera más relevante la implementación de una arquitectura de Impulse Radio, es decir, el circuito de generación de pulsos UWB, el circuito de recepción y demodulación, y el módulo de sincronización, basado en una línea de retardo variable y configurable. Si bien no son los únicos componentes necesarios para poder desarrollar el sistema de comunicaciones con capacidad de localización y posicionamiento, sí que son los que

difieren en mayor medida de las arquitecturas tradicionales de banda estrecha o banda ancha.

Para el subsistema de generación de pulsos UWB se plantearon 2 posibles alternativas, desde una arquitectura digital, y programable, a una analógica, de sencilla implementación y bajo costo. A la hora de estudiar las opciones del detector de pulsos, se trabajó en diversas líneas de implementación, desde circuitos de *peak-hold*, basados en recepción por detección de umbral de tensión y mantenimiento de la energía, sistemas de integración de la señal UWB recibida, tanto balanceados como desbalanceados, a arquitecturas de disparo por umbral de detección, basados en el desarrollo de lógica de control por medio del diseño de circuitos con transistores bipolares de alta velocidad.

En todos estos estudios, simulaciones, diseños e implementaciones, se ha buscado en todo momento la simplicidad para poder integrar los diferentes subsistemas, minimizando el coste final del dispositivo. El objetivo último era posibilitar un posterior desarrollo comercial del producto, así como las consideraciones necesarias de interface entre los componentes, que faciliten en la medida de lo posible la posterior combinación y agrupación de los mismos para permitir la fabricación integrada.

Los resultados obtenidos, han sido de gran utilidad, permitiendo en último caso, el diseño, implementación y evaluación, de los demostradores IR-UWB que se describen en el capítulo 6.

5.6 Referencias

- [Avago, 2010] Avago Technologies, Application Note 987, "Is Bias Current Necessary", 5953-4446EN - 14 de Agosto de 2010
- [Baker, 1990] Baker, R.J., "Step-recovery diodes sharpen pulses," en *Engineering Design News*, 1990
- [Chao, 2003] Y.L. Chao, y R.A. Scholtz, "Optimal and Suboptimal Receivers for Ultra-wideband Transmitted Reference Systems", en *IEEE Global Telecommunications Conference*, Diciembre 2003, páginas: 759-763.
- [Chui, 2003] C. Chui, R.A. Scholtz, "Optimizing Tracking Loops for UWB Monocycles", en *IEEE Global Telecommunications Conference*, Diciembre 2003, páginas: 425-430.
- [Fujita, 1991] T. Fujita, "Peak voltage holding circuit", como US Patent 4987323, 22 de Enero de 1991.
- [Gleeson, 1993] W.J. Gleeson, J.R. Young, "Digital Self-calibrating Delay Line and Frequency Multiplier" como International Patent WO 93/13598, 8 de Julio de 1993.
- [Hall, 1964] R.D. Hall, S.M. Krakauer, "Microwave Harmonic Generation and Nanosecond Pulse Generation with the Step-Recovery Diode" en *Hewlett-Packard Journal*, Diciembre 1964, Volumen 16 (4)
- [Ho, 2002] M. Ho, OR. Hillsboro, V.S. Somayazulu, J. Foerster y S. Roy, "A Differential Detector for an Ultra-wideband Communications System", en *IEEE 55th Vehicular Technology Conference (VTC)*, Primavera 2002, Volumen: 4, páginas: 1896-1900 vol.4
- [HP, 1973] Hewlett Packard, "Schottky Diodes for High Volume, Low Cost Applications", como Application Note 942, 1973, páginas 1-16
- [Johnson, 1988] M. Johnson, E. Hudson, "A variable Delay Line PLL for CPU-coprocessor synchronization", en *IEEE J. Solid-State Circuits*, Octubre 1988, Volumen 23 (5), páginas: 1218-1223.
- [Kisenwether, 1992] E.C. Kisenwether, "Ultrawideband (UWB) impulse signal detection and processing issues" en *Proceedings of the Tactical Communications: Technology in Transition* (Tactical Communications Conference), Abril 1992, Vol. 1 , páginas: 87-93
- [Lauritzen, 1991] P.O. Lauritzen, C.L. Ma, , "A Simple Diode Model with Reverse Recovery", en *IEEE Transactions on Power Electronics*, Abril 1991, Volumen: 6 (2), páginas: 188-191.
- [Lee, 2001a] J.S. Lee, C. Nguyen, "Uniplanar Picosecond Pulse Generator Using Sep-Recovery Diode" en *Electronics Letters*, Abril 2001,

Volumen 37 (8), páginas: 504-506.

- [Lee, 2001b] J.S. Lee, C. Nguyen, "Novel Low-Cost Ultra-Wideband, Ultra-Short-Pulse Transmitter with MESFET Impulse-Shaping Circuitry for Reduced Distortion an Improved Pulse Repetition Rate" en *IEEE Microw. Wireless Components Letters*, Mayo 2001, Vol. 11, No. 5., páginas: 208 - 210.
- [Lee, 2001c] J.S. Lee, C. Nguyen, T. Scullion, "New Uniplanar Subnanosecond Monocycle Pulse Generator and Transformer for Time-Domain Mocrowave Applications" en *IEEE Trans. Microwaves Theory Tech.*, Junio 2001, Volumen. 49 (6), páginas: 1126 - 1129.
- [Lesha, 1995] M.J. Lesha, F.J. Paoloni, F.J. "Generation of balanced subnanosecond pulses using step-recovery diodes", en *Electronics Letters*, Marzo 1995, Volumen: 31 (7) páginas: 510 - 511
- [Moll 1969] J.L. Moll, S.A. Hamilton, "Physical Modeling of the Step Recovery Diode for Pulse and Harmonic Generation Circuits", en *Proceedings of the IEEE*, 1969, Volumen: 57 (7), Páginas 1250-1259, Digital Object Identifier: 10.1109/PROC.1969.7229
- [MS, 2002] Maxim Semiconductor, "How Delay Lines Work", como App. Note 209, 30 de Agosto de 2002.
- [Muñoz, 2002] J.D. Muñoz, "Diseño, montaje y caracterización de un generador de pulsos gaussianos para aplicaciones UWB", Proyecto Final de Carrera de la Universidad de Cantabria, ETSITT, Julio 2002.
- [Norton, 1994] D.E. Norton, B. Colo, "Peak hold circuit with improved linearity", como US Patent 5315168, 24 de Mayo de 1994.
- [Park, 1999] J. Park, Y. Koo, W. Kim, "A Semi-Digital Delay Locked Loop for Clock Skew Minimization", *12th International Conference on VLSI Design - 'VLSI for the Information Appliance'* p.584, January 10 - 13, 1999 Goa, India
- [Robbins , 1972] K.W. Robbins, W. Mass, "Short base-band pulse receiver" como US Patent 3662316, 9 de Mayo de 1972.
- [Rulikowski , 2005] P. Rulikowski, V. Sokol, J. Barrett, "Low Power Consuming Pulse Detector", en *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICU 2005)*, Septiembre 2005.
- [Shpak , 1999] V.G. Shpak, M.R. Oulmascoulov, S.A. Shunailov, S.A. y M.L. Yalandin, "Active Former of Monocycle High-Voltage Subnanosecond Pulses" en *Pulsed Power Conference*, 1999. Digest of Technical Papers. 12th IEEE International, 1999, Volumen: 2, páginas: 1456- 1459

- [Smaini, 2004] L. Smaini, D. Helai, "RF Digital Transceiver for Impulse Radio Ultra Wide Band Communications" *ESSCIRC Workshop*, September 2004, Belgium, http://www.mumor.org/public/events/workshop_leuven/Smaini%20Leuven.pdf
- [TI, 1997] Texas Instruments Application Report "TLC2932 PLL Building Block w/ Analog Voltage-Controlled Oscillator (Rev. B)", disponible en <http://www.ti.com/lit/an/slaa011b/slaa011b.pdf>
- [Yamauchi, 2003] T. Yamauchi y H. Murata, "Peak hold circuit", como US Patent 6535033, 18 de Marzo de 2003.
- [Zhang, 1995] J. Zhang, A. Raisanen, "A New Model Of Step Recovery Diode for CAD", en *IEEE Microwave Symposium Digest*, 1995., IEEE MTT-S International, Mayo 1995, Volumen: 3, páginas: 1459-1462 vol.3
- [Zilic, 2001] Z. Zilic, "Phase- and Delay-Locked Loop Clock Control in Digital Systems" en *EETimes Design Analog* <http://www.eetimes.com/design/analog-design/4018090/Phase-and-Delay-Locked-Loop-Clock-Control-in-Digital-Systems>, Agosto 2001.

6. Demostrador IR-UWB

6.1 Introducción

Como parte fundamental de la investigación que ha dado lugar a esta Tesis Doctoral, y con el objetivo de poder realizar las validaciones y pruebas necesarias del sistema *Impulse Radio Ultrawideband* objeto de estudio, se planteó desde un principio el desarrollo e implementación de una plataforma demostradora de la tecnología (prototipo) [Pezzin, 2007; Dynalith, 2007; CCTC, 2012], con el que poder realizar una evaluación experimental, lo más realista posible, que permitiese la correcta evaluación de las prestaciones y capacidades de dichos sistemas, en los entornos y escenarios para los que se está proponiendo su futura explotación comercial.

Con el objetivo de minimizar los riesgos de implementación y evaluar de una forma más metódica y minuciosa los resultados obtenidos, a la vez que permitir un mejor ajuste y optimización de las diferentes partes que componen el sistema de comunicaciones con localización propuesto, se optó por 2 etapas claramente diferenciadas.

En una primera fase y al amparo de un proyecto financiado por el programa FIT del ministerio de Industria (Proyecto ONDA - FIT 330201-2004-3), se diseñó e implementó un primer demostrador de la tecnología IR-UWB, en el que se desarrollaron de forma independiente un equipo transmisor y otro receptor, con el objetivo de validar la implementación de un sistema de comunicaciones unidireccional que, aunque sin capacidad de estimación de distancias, nos permitiese la generación, amplificación, radiación, detección, sincronización y demodulación de las señales *Impulse Radio*, punto de partida para realizar la integración de los componentes estudiados y desarrollados en las etapas previas.

Haciendo uso de los resultados obtenidos en esta primera etapa, se continuó con una segunda fase, en la que se diseñó un nuevo demostrador, en este caso para su uso dentro del Proyecto “Where” del VI Programa Marco Europeo, integrando esta vez tanto el transmisor como el receptor en un mismo equipo, de forma que permitiese la implementación y evaluación de un sistema de comunicaciones IR_UWB *half-duplex*, junto con la estimación de las distancias entre los diferentes equipos de la red. [Alvarez, 2009]

6.2 Primer Prototipo – Transmisor y Receptor de Comunicaciones IR-UWB

El primer sistema diseñado se compone de un transmisor y un receptor, permitiendo comunicaciones unidireccionales, sirviendo como punto de partida para el sistema completo final. Para este primer prototipo, una vez estudiadas las distintas alternativas, se establecieron los siguientes parámetros de diseño del sistema UWB:

- Banda de trabajo del sistema: Banda de 2.5 – 4 GHz / Banda de 6 – 7.5 GHz.
- Ancho de banda: 1.5 GHz
- Tasa Binaria: 13 Mbps (tasa de pico) / 1 Mbps (media)
- Tamaño de trama transmitida: 1 KByte
- Tipo de Modulación: OOK
- Escenario de aplicación: Interiores
- Rango y cobertura: NLOS < 10 m, LOS < 20 m
- Densidad Espectral de potencia emitida: PSD = - 25 dBm/MHz
- Interfaz de comunicación con el host: USB

Cabe destacar, que el desarrollo del este prototipo fue parte fundamental de la contribución de la empresa ACORDE al proyecto ONDA, del programa FIT (330201-2004-3).

6.2.1 Diseño del Transmisor

En la Figura 112 se puede ver el diagrama de bloques del sistema transmisor diseñado:

- a) Módulo de Reloj y Sincronización
- b) Alimentación y Potencia
- c) Unidad de Procesado y Control
- d) Interfaz Radio-Procesado
- e) Interfaz de comunicaciones USB
- f) Generador de Pulsos y cadena de radiofrecuencia
- g) Antena

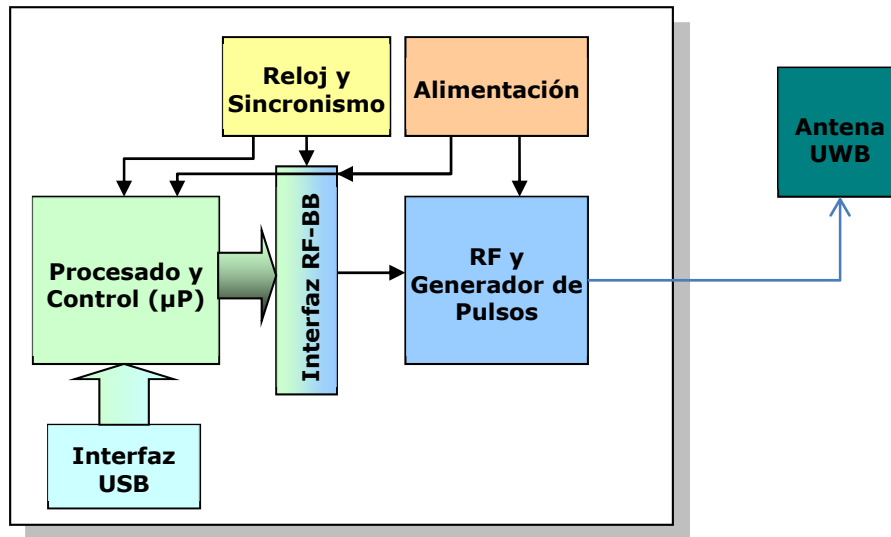


Figura 112 – Esquema de bloques del Transmisor UWB

Cada uno de los diferentes módulos y subsistemas empleados tienen sus funciones específicas, con el fin de asegurar las comunicaciones por medio de señales IR-UWB entre un equipo de transmisión y uno de recepción:

- El interfaz USB permite recoger los datos a transmitir desde un PC ó cualquier dispositivo con puerto USB, si bien puede ser sustituido por cualquier otro interfaz de comunicaciones (véase bus serie RS-232, SPI...),
- El módulo de procesado y control de los datos (microprocesador), encargado de componer las tramas de información UWB (con su cabecera, bit de start, y bytes de sincronización y datos), a partir de los datos enviados por el PC, y almacenarlas en una memoria FIFO, que establece una frontera a efectos de la sincronización del sistema. Una vez almacenada toda la trama a transmitir (de 1 Kbyte de tamaño), el micro activa la salida de datos de la FIFO, que va sacando palabras de 8 bits por un bus en paralelo, a una velocidad de $PRF/8$ ($PRF = \text{Pulse repetition frequency}$).
- En el interfaz RF-BB, los datos enviados en paralelo se pasan a datos serie por medio de un registro de desplazamiento, a una velocidad de reloj de PRF (en este caso 13 MHz).
- Dentro del subsistema del generador de pulsos y cadena de radiofrecuencia, se toma la salida amplificada del registro de desplazamiento, se pasa a través de un filtro de acondicionamiento de la señal, alimenta el generador de pulsos que conforma la señal a transmitir, para finalmente atravesar una serie de amplificadores y filtros de radiofrecuencia. La entrada del generador de pulsos es una señal banda base de 13 MHz, mientras que la salida es una señal de banda ultra ancha de 5 GHz de espectro, que posteriormente es filtrada para radiar solo 1.5 GHz, entre 2.5 y 4 GHz. Al ser una señal OOK, la presencia de un pulso indica un valor 1 lógico, mientras que la ausencia indica el 0.

6.2.2 Diseño del Receptor

El diseño del receptor se inició partiendo de las siguientes especificaciones:

- 1) Interfaz de comunicación con el host: USB
- 2) Ganancia de la cadena en recepción: 50 dB
- 3) Umbral mínimo de tensión en recepción: 300 mV
- 4) Tiempo medio de sincronización: 100 μ s
- 5) Banda de trabajo: 2.5 a 4 GHz

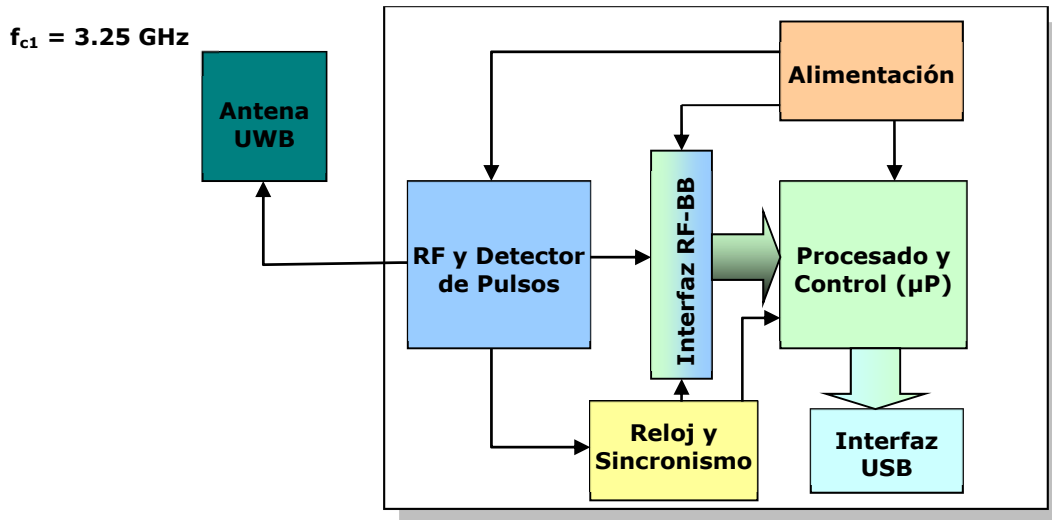


Figura 113 – Esquema de bloques del Receptor UWB

El diagrama de bloques del receptor diseñado estaba compuesto de los módulos y subsistemas representados en la Figura 113:

- h) Módulo de Reloj y Sincronización
- i) Alimentación y Potencia
- j) Unidad de Procesado y Control
- k) Interfaz Radio-Procesado
- l) Interfaz de comunicaciones USB
- m) Detector de Pulsos y cadena de radiofrecuencia
- n) Antena

El receptor se compone de un bloque de radiofrecuencia que amplifica y filtra la señal recibida (más de 50 dB de ganancia), seguido de un detector de umbral de tensión (*threshold detector*). La función de este *threshold detector* es convertir la señal de radiofrecuencia entre 2.5 y 4 GHz en una señal banda base de 13 MHz (recuperando la señal original). Esta señal de 13 MHz se utiliza para recuperar la sincronización con el reloj del receptor, y así poder muestrear los datos en el flanco adecuado. Una vez recuperado el reloj (sincronizando un VCO del receptor con un detector de fase, y filtro de lazo (PLL)) la señal de 13 MHz, se pasa de datos serie a paralelo con otro registro de desplazamiento, que nos da palabras de 8 bits en paralelo. Estas palabras son

almacenadas en una FIFO, que escribe los datos a una velocidad de $PRF/8$ (a partir del reloj recuperado). A continuación, el microprocesador se encarga de detectar la recepción de una trama, y de enviarla de nuevo a un PC a través del interfaz USB. La trama es entonces descompuesta en bytes de sincronización y datos, de forma que se puede recuperar la información transmitida.

6.2.3 Desarrollo de los Equipos Transmisor y Receptor

6.2.3.1 Transmisor

El transmisor está compuesto por tres PCBs diferentes. El primero contiene el interfaz USB, el microprocesador, y la FIFO que almacena los datos a transmitir. El segundo contiene el convertidor paralelo-serie, el reloj del sistema, el generador de pulsos, y un primer amplificador de RF, mientras que el último tiene un filtro que limita la señal en nuestra banda de trabajo (2.5 a 4 GHz), y un amplificador de RF. Las placas 1 y 2 forman un mismo módulo conectado por un conector de 20 pines, de forma que quedan superpuestas, tal y como se muestra en la Figura 114.

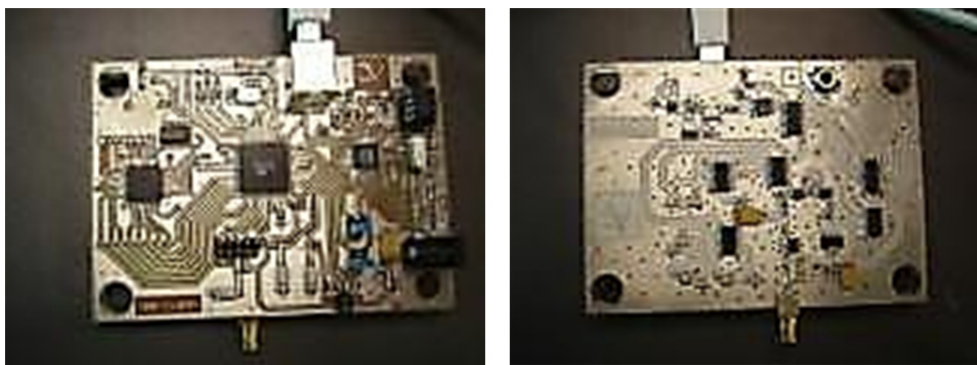


Figura 114 - Placas 1 y 2 del transmisor

A fin de proteger al equipo de cualquier posible daño por manipulación, a la vez que se evitaban emisiones espurias o posibles interferencias, se integró dentro de una carcasa de aluminio debidamente mecanizada y con acceso directo a los conectores, con el fin de poder realizar un rápido montaje del demostrador, tal y como se muestra en la Figura 115.



Figura 115 – Equipo Transmisor definitivo

6.2.3.2 Receptor

Para el desarrollo del receptor se optó por dividirlo en dos PCBs, el primero, que incluye frontal de RF conectado a una antena tipo dipolo, implementada por medio de 2 círculos conductores [Schantz, 2002; Visser, 2007], está compuesto por una cadena amplificadora de RF, basado en un LNA con 25 dB de ganancia, dos etapas amplificadoras adicionales, proporcionando 30 dB de ganancia adicional, y un filtro de 2,5 a 4 GHz.

A la salida de la cadena de RF se encuentra el segundo PCB, que incluye el detector de pulsos, capaz de realizar la recuperación de la señal IR-UWB, y a continuación el circuito de sincronismo y de recuperación de reloj, el recuperador de sincronismo, el convertor serie-paralelo, la FIFO, el microprocesador, y el interfaz USB, representado en el esquemático mostrado en la Figura 116.

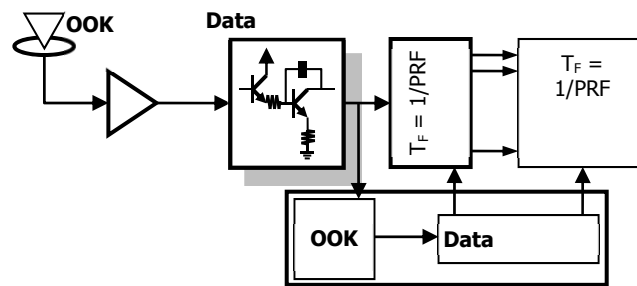


Figura 116 – Esquemático del receptor

La salida de la etapa de sincronización debe ser capaz de permitir el muestreo y demodulación de los datos entrantes. El sistema es controlado por un microprocesador, que activa una rutina cuando se produce una interrupción, provocada por la aparición de datos en el bus, y comienza a almacenar la trama demodulada en una FIFO, para su posterior decodificación. Estos componentes se pueden ver una vez implementados por medio de la fotografía de la Figura 117.

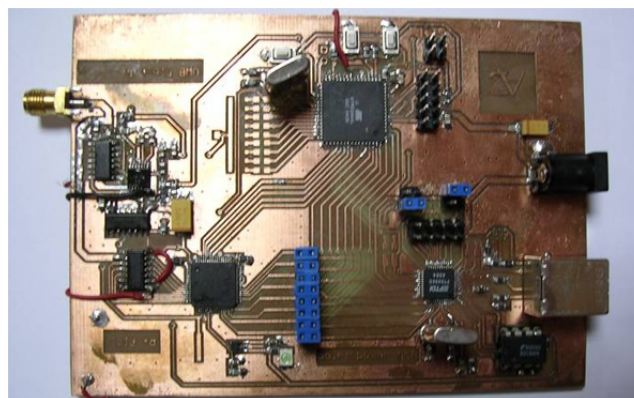


Figura 117 – Placa bandabase del receptor

La salida de datos en serie desde el detector de pulsos se convierte en una señal en paralelo con el fin de tener grupos de 8 bits (1 byte). Este proceso se realiza con un convertidor de serie a paralelo ejecutando en el reloj de referencia (f_{CLK}). Los datos se almacenan después en la FIFO, a una velocidad de escritura que se relaciona con una

referencia dividida del reloj recuperada ($f_{CLK}/8$). Posteriormente, los datos de la FIFO se van volcando al micro, y una vez identificada la cabecera de la trama y el byte de control de errores (FEC), se envían al equipo de recepción por medio del puerto USB.



Figura 118 – Equipo receptor definitivo

El receptor a su vez se integró en una carcasa protectora metálica, para su prueba y evaluación en laboratorio, tal y como se muestra en la Figura 118.

6.2.4 Ajustes y Pruebas del Prototipo

A fin de comprobar el correcto funcionamiento de los equipos UWB desarrollados, antes del ensayo de evaluación definitivo, se llevaron a cabo 2 procedimientos de test:

6.2.4.1 Pruebas con señal cableada

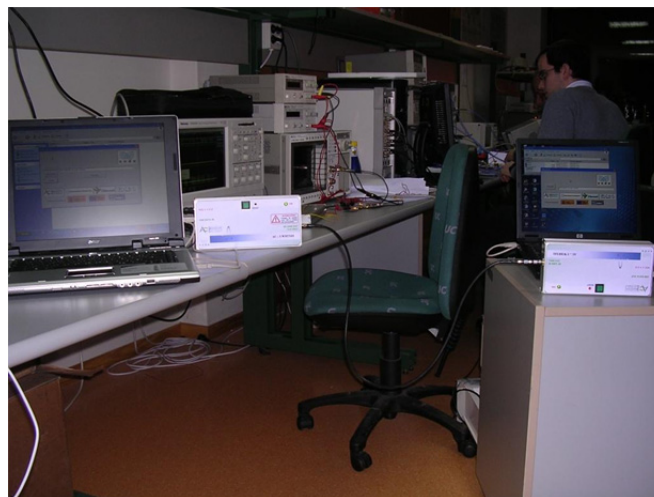


Figura 119 – Prueba con el enlace cableado

En primer lugar y a fin de comprobar el correcto funcionamiento de las aplicaciones y de la modulación y demodulación de las señales UWB, conectamos directamente la salida del transmisor, por medio de un cable coaxial SMA y 40 dB de atenuación (aproximadamente la atenuación esperada a una distancia media), al

receptor, como aparece en la Figura 119. En este caso, tras depurar el software de demodulación y la aplicación, el sistema funciono perfectamente, sin ningún error.

Estas pruebas se desarrollaron tanto en Santander (sede de ACORDE), como en Valencia (dentro de las instalaciones de la UPV y ONO), empleando para ello diferentes equipos de medida en el laboratorio. Para probar el detector de pulsos se empleó un analizador de transitorios de alta frecuencia (50 GHz), de la serie 70000 de Hewlett Packard, y un analizador de Comunicaciones Digitales (5 GHz), de la serie 83480A del mismo fabricante, pero, por desgracia, debido a su carga de 50 ohmios de entrada, no era adecuado para la medición de las señales de salida, que tienen una etapa preparada para entrar directamente en circuitos de alta impedancia. Por lo tanto, en lugar de estos equipos, se hizo uso de un osciloscopio digital de alta velocidad, con ancho de banda analógico de 350 MHz, y muestreo equivalente a 5 Gsps, de forme que fue posible obtener resoluciones en el rango del nanosegundo. Los resultados han mostrado un comportamiento perfecto del detector de pulsos, que respondió adecuadamente hasta frecuencias de repetición de pulsos (PRF) por encima de 20 MHz. Sin embargo, 20 MHz era el límite de nuestro circuito detector de fase, por lo que las pruebas se limitaron en esta frecuencia.

La salida del detector de pulsos, que es la salida de datos en serie, alimentaba la segunda placa con la lógica digital. En primer lugar la señal atravesaba un buffer, con el fin de limpiar la señal recuperada del reloj, evitando el rizado y efectos de disparo en los flancos. Para la caracterización de las señales intermedias y procesos de recuperación de reloj se estaba obligado a usar un analizador lógico, de forma que se pudieron caracterizar los diferentes buses de datos, así como señales de reloj. Para comprobar el proceso de sincronización, se empleó de nuevo el osciloscopio digital de 350 MHz, con suficiente memoria interna como para grabar largas tramas de señal, y que permitía comprobar a posteriori el rendimiento del proceso de sincronización. Por medio de este proceso de caracterización, se pudo llevar a cabo el proceso de optimización del algoritmo de control implementado en el micro, depurando el código hasta conseguir minimizar el tiempo de enganche en la sincronización.



Figura 120 – Proceso de sincronización en recepción
señal del detector de fase | datos recibidos | señal de reloj

Como se puede ver en la Figura 120, la cabecera de sincronización consta de una serie continua de pulsos (1's lógicos), de forma que se facilita el proceso de comparación entre la señal recibida y la señal de reloj del receptor, por medio del detector de fase, cuya salida realimenta al microcontrolador que fija la tensión de referencia en el circuito de retardo, permitiendo de esta manera su ajuste completo.



Figura 121 – Sincronización en recepción completada
señal del detector de fase | datos recibidos | señal de reloj

La Figura 121 muestra las mismas señales que la anterior, pero una vez ya se ha sincronizado el reloj con la señal recibida y los datos pueden ser muestreados y almacenados en la memoria FIFO para su posterior decodificación. Se aprecia claramente cómo la señal ya no es el tren de 1's presente en la cabecera de la trama, sino que ya son cadenas de 1's y 0's conteniendo información. En este caso, resulta claro cómo la salida del detector de fase está estabilizada en torno a un valor constante, con pequeños cambios que facilitan el continuo seguimiento de la señal recibida.

6.2.4.2 Pruebas con señal radiada

Acto seguido, se hizo la misma prueba con las antenas para comprobar el funcionamiento con el sistema inalámbrico. Tras corregir un pequeño problema con la adaptación entre la antena y el LNA (que hacía que el amplificador oscilase), el sistema ofreció los mismos resultados óptimos que con el sistema cableado.



Figura 122 – Prueba realizada con el enlace wireless (Tx y Rx)

Los resultados demostraron el correcto funcionamiento del sistema, con una cobertura de 0.5 metros a más de 15 metros de distancia con línea de vista (limitado por las dimensiones del laboratorio), y de al menos 5 metros sin línea de vista directa. Un momento de la realización de dichas pruebas, donde se puede apreciar el set-up diseñado se muestra en la Figura 122 (Santander), y Figura 123 (Valencia-UPV)



Figura 123 – Prueba con el enlace wireless (Tx y Rx) en Valencia

El espectro de la señal radiada, coincidía con el espectro originalmente planteado para las pruebas, si bien se aprecia en la Figura 124 una pequeña caída del nivel de la densidad espectral de potencia conforme aumenta la frecuencia, resultado de la forma espectral del pulso obtenido por medio del generador de señal UWB empleado.

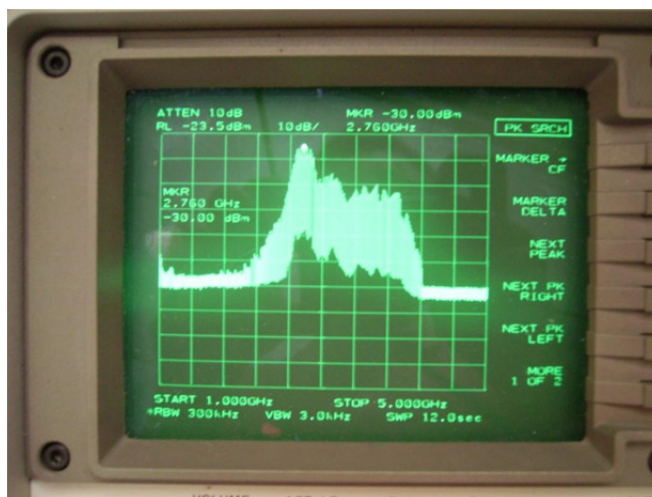


Figura 124 – Espectro UWB recibido (2.5 – 4 GHz) en la prueba en laboratorio

A la hora de comprobar la correcta recepción de los datos, se desarrolló una aplicación que permite dos modos de funcionamiento, el que soporta un envío de paquetes manual (por medio de un comando en la aplicación), o en modo periódico, de forma que cada 2 segundos se enviaba un mensaje. La Figura 125 y Figura 126 muestran la operación e interfaz de dicha aplicación.

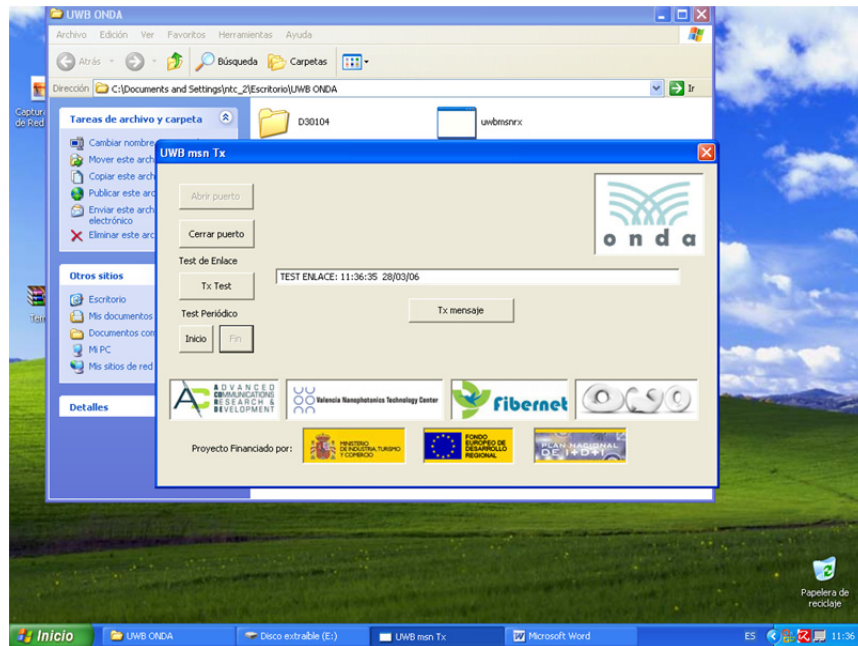


Figura 125 – Captura de la pantalla del transmisor en modo manual

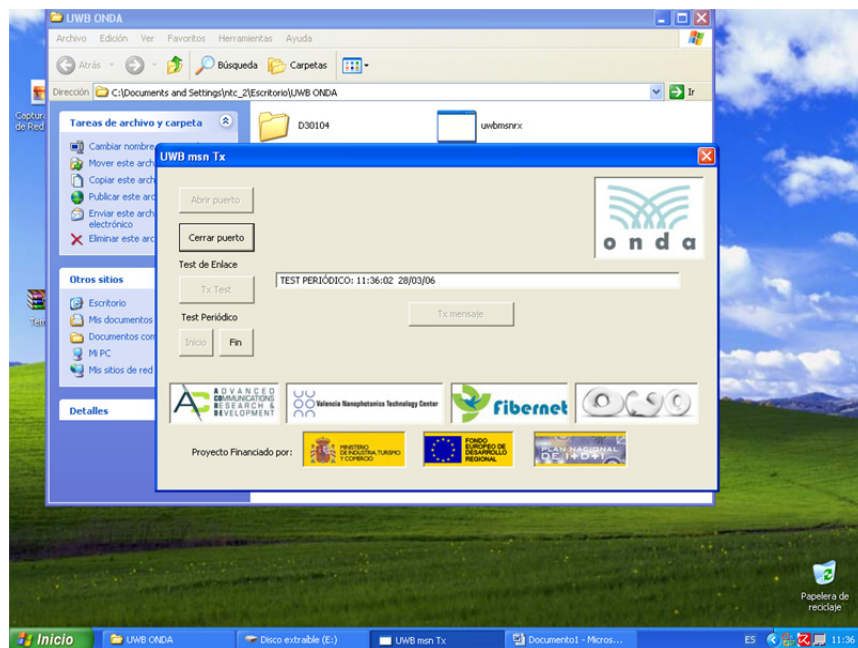


Figura 126 – Captura de la pantalla del transmisor en modo periódico

Por medio de este primer demostrador, ha sido posible probar los conceptos desarrollados en la etapa previa de diseño y prueba de los bloques funcionales, permitiendo la implementación de un sistema de comunicaciones unidireccional Impulse Radio UWB, de bajo coste y consumo, empleando modulación OOK, así como la detección de los pulsos UWB, su correcta sincronización y decodificación de los datos [Alvarez, 2005].

6.3 Segundo Prototipo – Transceptor con capacidad de ranging IR-UWB

El primer sistema demostrador o prototipo, sirvió para demostrar la correcta integración e interoperabilidad de los diferentes componentes clave del sistema, pero solo permitía la comunicación unidireccional, y no implementaba ninguna opción de estimación de distancias o *ranging*, base para poder luego implementar cualquier algoritmo de localización y posicionamiento. Es por ello, que para el segundo prototipo, se plantearon 3 cambios fundamentales en la arquitectura con el fin de proporcionar características adicionales de la plataforma:

- Adaptar el módulo de sincronización, a fin de permitir implementar la función de *ranging* mediante una gestión avanzada de las interrupciones en el microcontrolador.
- Integrar las funcionalidades de recepción y transmisión en un mismo sistema, y con una única antena, incluyendo un *switch* a la salida de RF, de forma que nos permita realizar la conmutación entre ambas operativas.
- Cambiar la banda de operación del sistema, de 2.5-4 GHz a la de 3-5 GHz, con el fin de cumplir con la normativa.

Las principales características de ambas versiones de la plataforma, mostrando sus semejanzas y diferencias, se resumen en la Tabla 19.

Tabla 19 – Comparativa entre los 2 prototipos desarrollados

	Comunicaciones UWB	Comunicaciones y Ranging UWB
Señal UWB	Impulse Radio	Impulse Radio
Banda de frecuencias	2.5 - 4 GHz	3 - 5 GHz
Ancho de Banda	1.5 GHz	2 GHz
Tasa binaria	13 Mbps (pico), 1 Mbps (media)	13 Mbps (pico), 1 Mbps (media)
Modulación	OOK	OOK
Precisión de Ranging	N/A	60 cm (5 cm con post-proceso)
Rango de cobertura	NLOS < 10 m, LOS < 20 m	NLOS < 12 m, LOS < 30 m
Densidad Espectral de potencia radiada	- 25 dBm/MHz	- 25 dBm/MHz
Interfaz de Antena	<i>Single ended</i>	<i>Single ended</i>
Consumo de potencia	1.75 W	1.25 W

6.3.1 Descripción de la Plataforma Hardware

Al contrario que en el primer prototipo realizado, donde se desarrollaron separadamente un transmisor y receptor, en esta nueva versión, se integraron en el mismo hardware, dando lugar a un transceptor con todas las funcionalidades de transmisión recepción, permitiendo el empleo de este sistema en cualquier nodo de la red. Ambos subsistemas están situados de forma paralela y hacen uso de los mismos recursos de procesado y de banda base (memoria FIFO de doble bus)

Para el transmisor, se han tenido en cuenta las siguientes especificaciones:

- Interfaz de host (por la estación base): USB
- Tipo de modulación: OOK
- Tamaño del paquete: 1 Kbyte
- Tasa binaria: 1 Mbps (debido a la limitación USB)
- Densidad Espectral de Potencia (aprox.): -25 dBm / MHz
- Ancho de banda operativo: de 3 a 5 GHz

Mientras que los requisitos principales para el receptor fueron:

- Interfaz de host (por la estación base): USB
- Ganancia de la cadena Rx: > 50 dB
- Umbral de la tensión para la detección de pulso: 300 mV
- Tiempo de sincronización: <100 mS
- Ancho de banda: de 3 a 5 GHz

Todos estos requisitos dieron lugar a una arquitectura que se representa en el siguiente diagrama de bloques de la Figura 127.

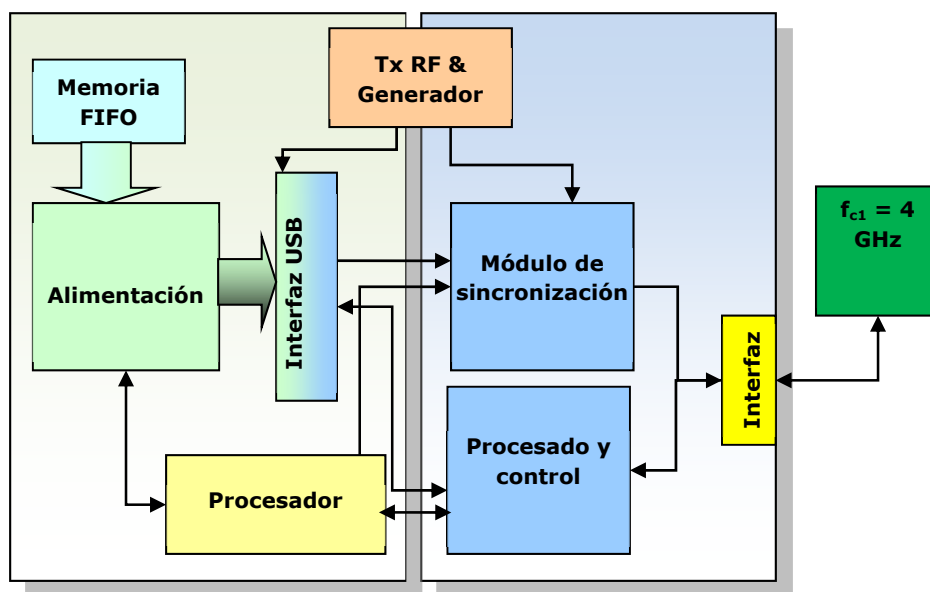


Figura 127 – Diagrama de bloques del transceptor

tal y como se muestra en la Figura 128, dicho esquemático se puede mapear directamente sobre los módulos y placas desarrolladas.

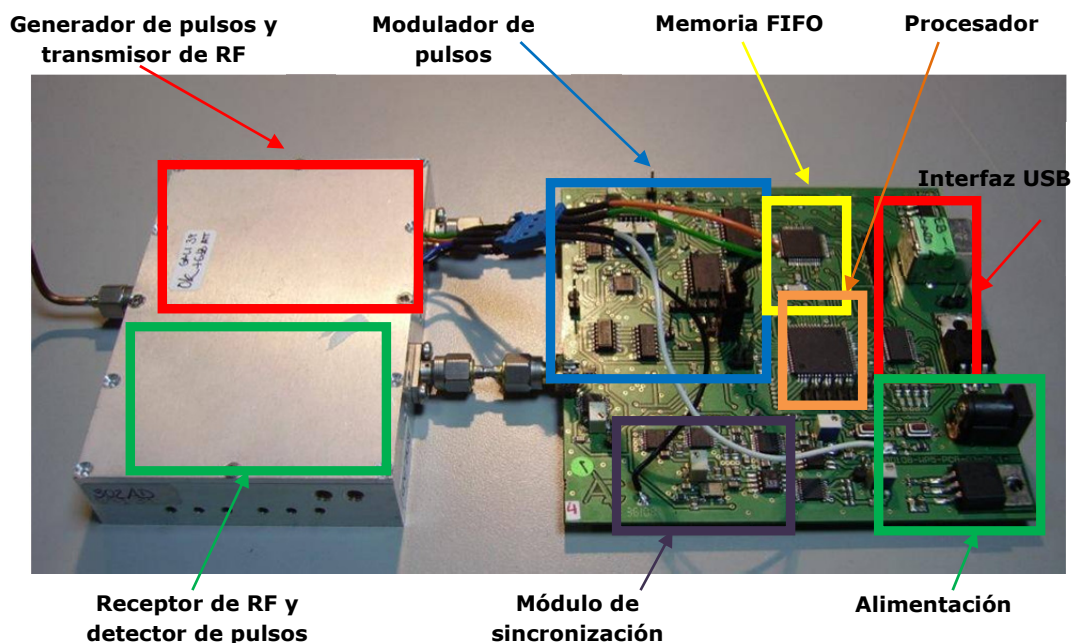


Figura 128 – Descripción y localización de los subsistemas del transceptor

6.3.1.1 Arquitectura

La nueva plataforma está dividida en 2 subsistemas principales, la parte de radiofrecuencia, donde se genera, filtra, amplifica, y se recibe la señal UWB (entre 3 y 5 GHz), y la unidad de procesamiento, que se encarga de la señal banda base, del cálculo del *ranging* entre 2 estaciones, y la demodulación de los datos transmitidos. Toda la plataforma está basada en un sistema COTS (*Commercial-off-the-shelf*).

El subsistema de radiofrecuencia está separado en 2 grandes bloques, el primero, que contiene el circuito transmisor, incluye un amplificador de banda base, el generador de pulsos, filtros de transmisión, y etapas de amplificación en la banda de interés, y el segundo bloque, que contiene la cadena receptora, con varias etapas de amplificación y filtrado, el detector de pulsos, y un circuito de inversión de polaridad en los pulsos recibidos. Ambas cadenas se combinan y multiplexan en tiempo (no es un sistema full sino *half-duplex*), por medio de un conmutador (*switch*) de RF, colocado justo en la cabecera de entrada/salida de antena.

Este subsistema se conecta tanto a la antena, para dar lugar a la conexión inalámbrica, como al subsistema de procesamiento de señal. Este segundo subsistema contiene el módulo de sincronización, la memoria FIFO de almacenamiento de datos de transmisión/recepción, y el microcontrolador del sistema, un ATmega, encargado de la transmisión/modulación, y recepción/demodulación, control del sistema, e interfaz con el bus serie de salida de datos al PC.

La plataforma, mostrada en la fotografía de la Figura 129, está equipada con un interfaz USB capaz de soportar un enlace de hasta 1 Mbps, mientras que en el enlace inalámbrico, transmite una señal filtrada entre 3 y 5 GHz, con una tasa de hasta 13 Mpps (*Megapulses per second*).

Para alimentar el equipo, se requiere de una fuente de continua de 7.5 V, consumiendo un pico máximo de corriente de 260 mA, y una corriente promedio de 166 mA, permitiendo este consumo su alimentación a baterías, tal y como se muestra en la Figura 129. Internamente el sistema gestiona varios reguladores y conversores DC-DC, que alimentan diferentes circuitos a 5, 3.6 y 3 V. El consumo total de potencia es de 1.25 W (media), llegando en los picos de funcionamiento (transmisión) a 1.95 W.



Figura 129 – Prototipo final IR-UWB ensamblado, alimentado a baterías

6.3.1.2 Interfaces

Se dividen en grupos, por una parte el interface entre la aplicación de usuario y por otra, el interface de comunicaciones inalámbrica.

Cableada:

- Interfaz USB 1.0 (estándar)
- Velocidad de datos: 1 Mbps

Inalámbrica:

- Estándar: Propietario
- Frecuencia central: 4 GHz
- Ancho de banda: 2 GHz @ -6dB PSD
- Velocidad de datos: valor máximo nominal de 13 Mbps
- Modulación: OOK
- Potencia media de transmisión: 2 dBm (valor máximo)
- Sensibilidad del receptor: -68 dBm

6.3.2 Protocolo de Comunicación y Ranging

En base al demostrador hardware desarrollado, se planteó la implementación de una aplicación de control simple pero funcional, que permitiese mostrar el cálculo de distancias entre dos dispositivos, a la vez que la transmisión de datos (texto o ficheros) entre 2 nodos.



Figura 130 – Plataforma de evaluación IR-UWB

La plataforma diseñada está constituida por dos tipos distintos de elementos: la estación base y la estación móvil, representados en la Figura 130.

- Estación Base: Este dispositivo se encuentra conectado a un PC y es el encargado de realizar los cálculos correspondientes para estimar la distancia entre una estación base y una estación móvil.
- Estación Móvil: Dispositivo móvil que una vez que recibe una trama de estimación de distancias responde automáticamente para que la estación base pueda realizar los cálculos correspondientes.

6.3.2.1 Modos de funcionamiento

Con el único fin de evaluar las prestaciones de dicha plataforma, se consideró adecuado plantear 2 modos de funcionamiento:

- a) **Ranging:** Cada vez que se quiere obtener la distancia entre dos dispositivos, se ha de mandar una trama de Range-Request desde la estación base al dispositivo móvil. De esta forma, tal y como muestra la Figura 131, dicho dispositivo generará automáticamente una confirmación del *ranging* para que la estación base pueda calcular la distancia y pasarla a la capa de aplicación.

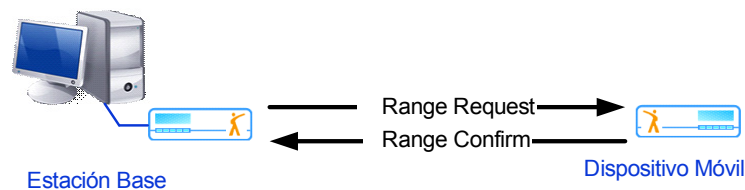


Figura 131 – Datagramas de ranging

- b) **Datos:** A fin de simplificar el protocolo únicamente se ha definido una trama de datos.

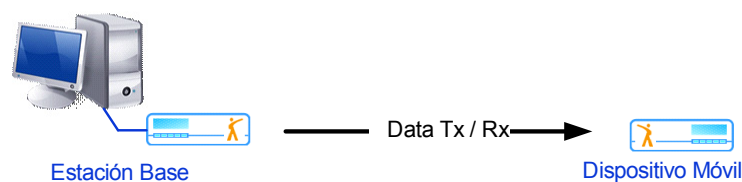


Figura 132 – Datagramas de datos

6.3.2.2 Aplicación

Se diseñó y programó una sencilla aplicación, con el objetivo de realizar el cálculo de distancias entre una estación base y una estación móvil.

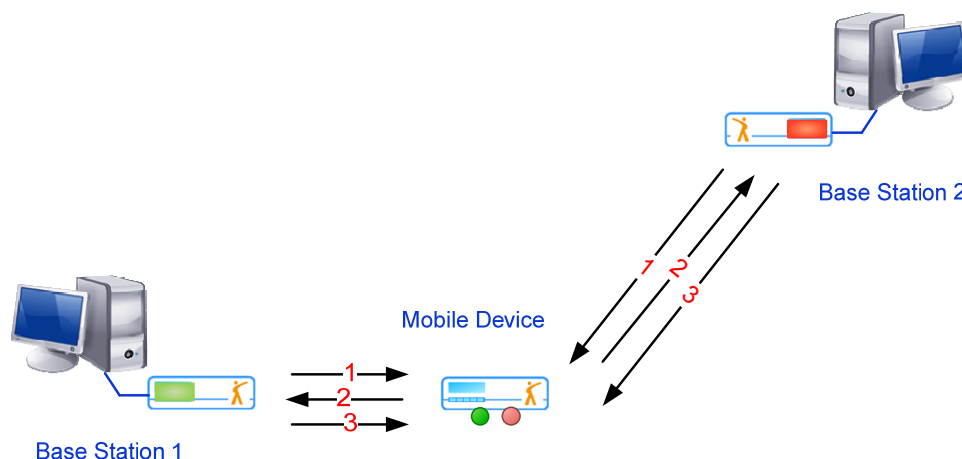


Figura 133 – Escenario de la demostración de medida de distancias

La plataforma hardware para esta aplicación constará de dos Estaciones Base que pueden estar conectadas a un mismo ordenador o a 2 ordenadores diferentes y una estación móvil con dos LEDs que indicarán que Estación Base está más próxima. Ambas estaciones base estarán identificadas con el color de cada uno de los LEDs, como se representa en la Figura 133

6.3.2.3 Flujo de Datos

6.3.2.3.1 Versión 1

La Figura 134 muestra el diagrama de flujo necesario para solicitar la distancia desde una estación base a la estación móvil.

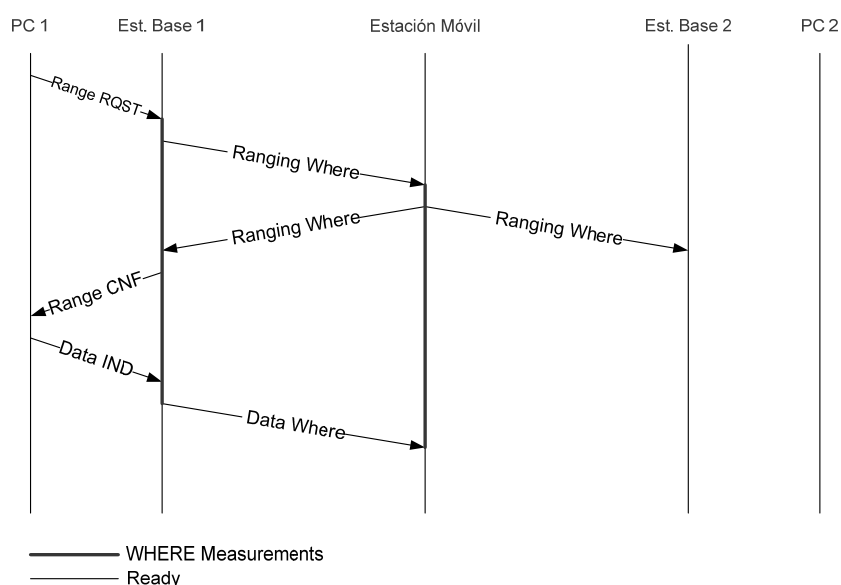


Figura 134 – Flujo de los datagramas en la aplicación (versión 1)

Las tramas que se mandan entre la estación base y móvil tienen que ser procesadas de manera muy rápida, minimizando y fijando en un valor concreto y conocido la latencia, para que la distancia calculada sea lo más precisa posible. De esta manera el nodo móvil tiene que responder lo más rápido posible. Se han definido estados en las plataformas en las que únicamente al entrar en el estado “*WHERE Measurements*” se generan y se procesan las tramas utilizadas para el cálculo de la distancia.

Cada medida que se presenta en la aplicación es el resultado de obtener la media de una serie de muestras (descartando los valores de los extremos) que han realizado previamente.

6.3.2.3.2 Versión 2(Revisión)

Con el fin de reducir la sobrecarga de información, se desarrolló una nueva versión del software, que suprimía por parte de la aplicación el envío de datos, de forma que era la propia estación base (PHY) la que manda la distancia calculada tanto a la aplicación como al dispositivo móvil.

Con estos cambios el escenario de la aplicación no se modificará, simplemente cambiará el flujo de datos tal y como se muestra en la Figura 135.

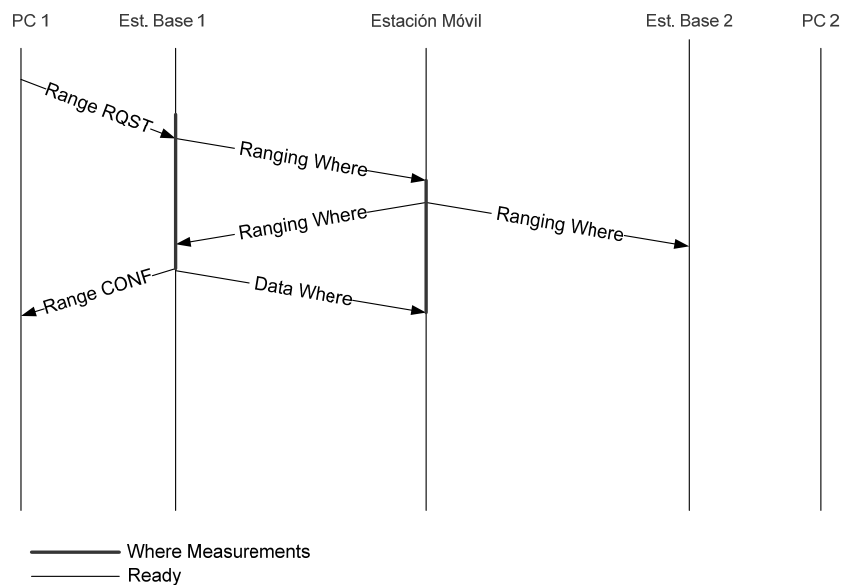


Figura 135 – Flujo de los datagramas en la aplicación (versión 2)

6.3.2.4 Direcccionamiento

En esta aplicación sólo las estaciones base estarán conectadas a un ordenador. Debido a que habrá más de una estación base, para poder diferenciarlas se escribirá en la memoria de cada dispositivo un identificador de cada una. El texto que se escribirá será:

- BS0
- BS1

- BS2
- ...

Este dato se leerá inicialmente al conectar la placa a un PC y se mostrará en pantalla para indicar al usuario la estación base conectada. Para escribir estos identificadores sobre las estaciones base se puede hacer uso del programa MProg disponible en la página web del fabricante del chip de comunicación, FTDI®.

6.3.2.5 Interfaz Gráfica (GUI)

Para el escenario definido anteriormente se ha desarrollado una aplicación específica, en la que se puede conectar una estación base, ver la distancia a un dispositivo móvil, almacenar datos recogidos para un posterior procesamiento, y los parámetros de configuración de los equipos, siendo el interfaz el mostrado en la Figura 136.

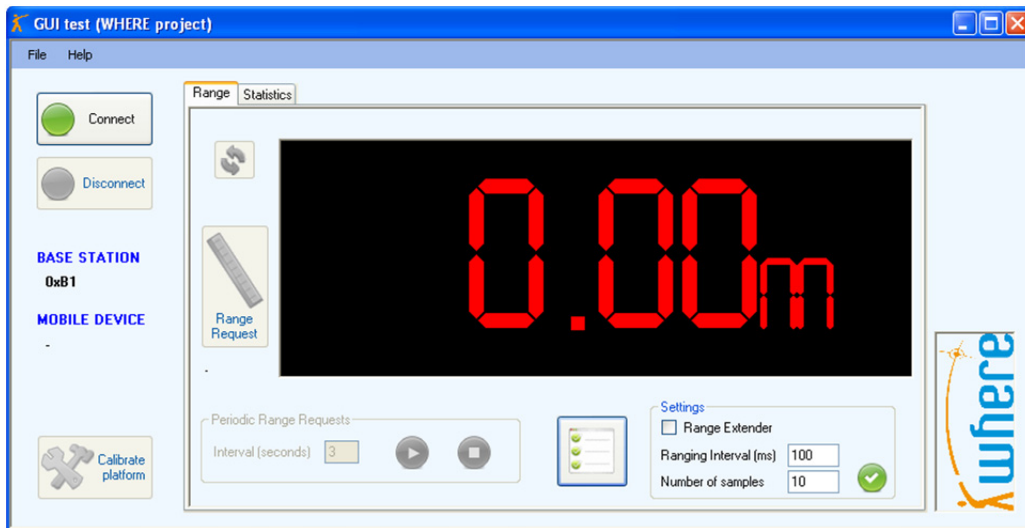


Figura 136 – GUI – primera versión (una estación base)

En una segunda versión de la aplicación se da la posibilidad de conectar dos estaciones base y poder gestionarlas desde la misma interfaz, como se muestra en la Figura 137. Esta aplicación tenía por objetivo permitir la implementación de un sencillo algoritmo de roaming de las estaciones móviles, en función de la distancia a las estaciones base o de referencia.

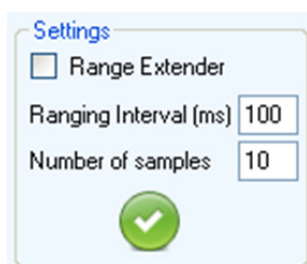
La aplicación desarrollada ha tenido por objetivo en todo momento la sencillez, de forma que resulte claro el modo de configuración, operación y obtención de resultados. Tan solo consta de una ventana donde se pueden gestionar todos los parámetros disponibles y se muestra la distancia de cada estación base al dispositivo móvil.



Figura 137 – GUI – segunda versión (dos estaciones base)

Una vez que se conectan las distintas estaciones base a la aplicación, éstas aparecen visibles en una lista, en la parte izquierda de la aplicación. El usuario debe decidir cual conectar a uno u otro *display*.

Una vez que ambas estaciones bases estén conectadas se pueden realizar ya las medidas que se deseen. La distancia que se muestra en el display es el resultado de obtener una serie de muestras (número definido por el usuario), ordenarlas y desestimar el 20% de las mismas (10% de las medidas de menor distancia y 10% de las medidas de mayor valor obtenidas). Los parámetros definidos por el usuario son:



- Range Extender: casilla que se debe activar para distancias superiores a 11 metros. Teniendo en cuenta la descripción de las primitivas, este valor hace referencia al rango.
- Número de muestras que se solicitan antes de presentar la distancia por pantalla.
- Intervalo: cada cuanto se solicitan estas muestras.

Una vez configurados estos parámetros el usuario puede calibrar la plataforma, es decir, calcular un offset medio con una serie de distancias fijas (2, 3 y 4 metros). Esta acción es totalmente opcional, no es necesario realizarla para poder comenzar con el proceso de medida. El proceso y los resultados obtenidos se muestran en la Figura 138.

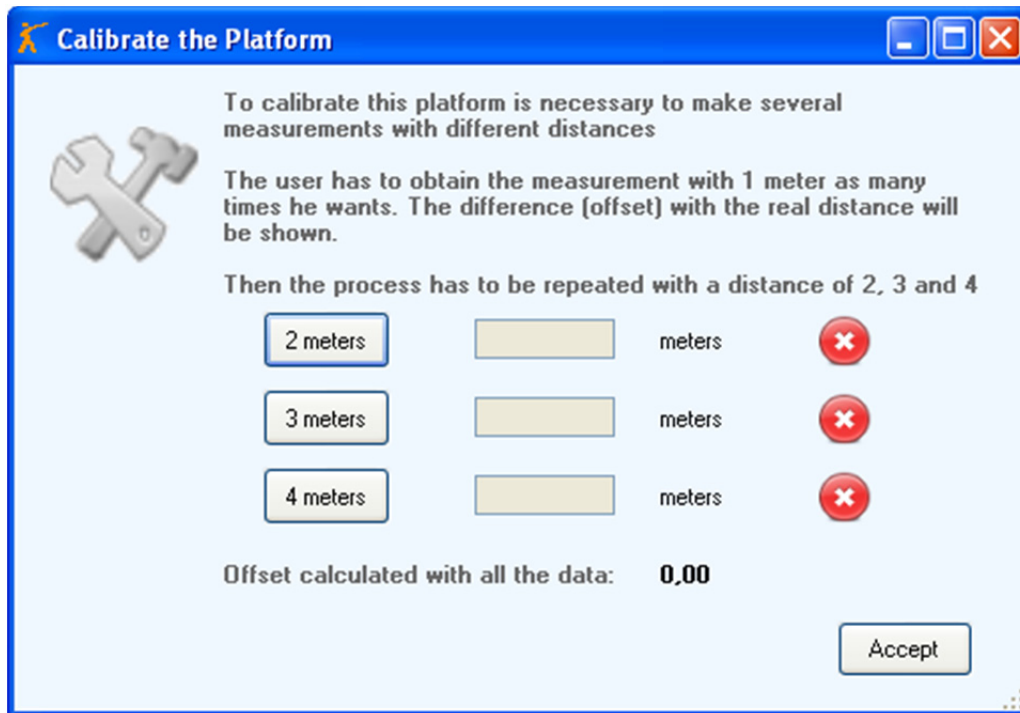


Figura 138 – Calibración de la plataforma

Una vez calibrada la plataforma, se puede solicitar la distancia de una la estación base al dispositivo móvil o de ambas estaciones base al dispositivo móvil de forma secuencial. El proceso es el mismo en ambos casos:

Para la solicitud de una única medida se utiliza el botón representado en la Figura 139:



Figura 139 – Solicitud de distancia

Para la solicitud periódica de la distancia existe la posibilidad de definir un intervalo e iniciar el proceso automático de solicitud de distancia (Figura 140):



Figura 140 – Solicitud periódica de distancia

Además se ha desarrollado la funcionalidad de ofrecer al usuario la posibilidad de almacenar todos los datos recogidos para un futuro procesado de los mismos. En la pestaña de estadísticas, mostrada en la Figura 141, se presenta una gráfica con todas las distancias medidas y el valor medio de las mismas. Además se ofrece la posibilidad de guardar en formato Excel todos los datos procesados en la aplicación.

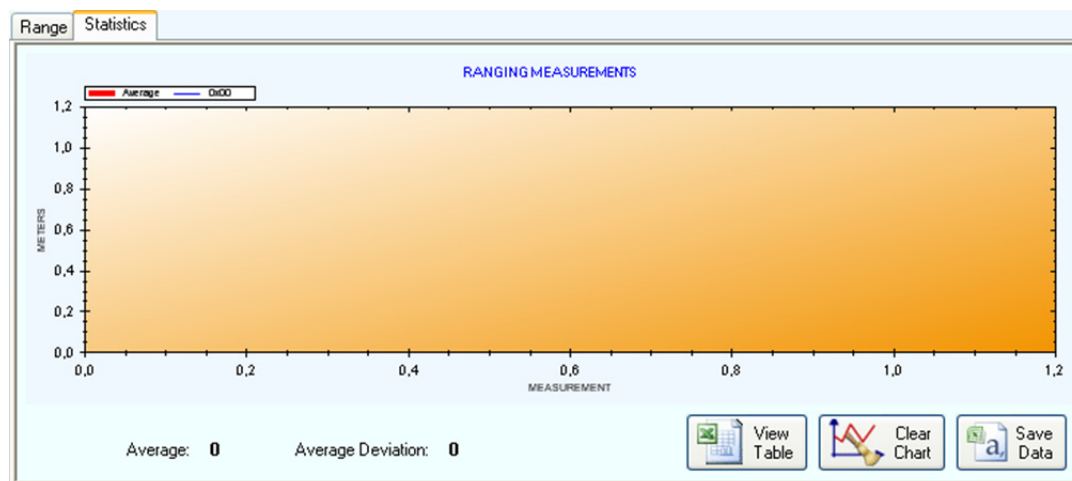


Figura 141 – Post-procesado de los datos

6.3.3 Resultados y Evaluación

En el marco del Proyecto Europeo “Where”, se desarrollaron 2 campañas de medida para conocer detalladamente el rendimiento y prestaciones de la plataforma desarrollada. La primera campaña, con el objetivo de realizar una evaluación preliminar, tuvo lugar en la sede de cada uno de los socios del proyecto, cada uno con su propio demostrador. Al ser cada escenario diferente, es muy complejo evaluar y comparar las ventajas y desventajas de cada uno de los sistemas analizados.

La segunda campaña, precisamente tenía por objetivo establecer un marco común de evaluación y permitir la comparación directa de los resultados. Se desarrolló en la sede del coordinador del proyecto, el centro de investigación aeroespacial DLR alemán, situado en las cercanías de Múnich. Un análisis completo y exhaustivo de los resultados obtenidos está disponible en [Where 2010], del cual se presenta en las siguientes páginas las principales conclusiones.

Durante la campaña, se realizaron medidas en un total de 9 escenarios diferentes, si bien para la plataforma desarrollada dentro de este trabajo de investigación, los escenarios en los que se realizaron medidas fueron los presentados en la Tabla 20.

Tabla 20 – Resumen de escenarios de la campaña de medidas

Referencia	Entorno	Estancia	Superficie	Tipo
M1	Interior	Pasillo	80 m2	LOS
M2	Interior	Pasillo	80 m2	LOS
M3	Interior	Aula	40 m2	Soft-LOS
M4	Interior	Aula	80 m2	Mixto (Soft/Hard NLOS)
M5	Interior	Sala	40 m2	NLOS
M6	Interior	Sala	40 m2	NLOS

La estación móvil y la estación base se colocaron sobre 2 mesitas móviles de dimensiones aproximadas 50x40x20 cm. En cada uno de los escenarios, la estación base permanece fija en una posición estática y la estación móvil se iba colocando en las diferentes posiciones prefijadas.



Figura 142 - -Set-up de las estaciones móviles y base para la campaña de medidas

Una vez calibradas, los parámetros de configuración del software, fueron los siguientes:

- *Ranging Interval* = 100ms
- *Number of samples* = 10
- *Periodic Range Requests* = 3000

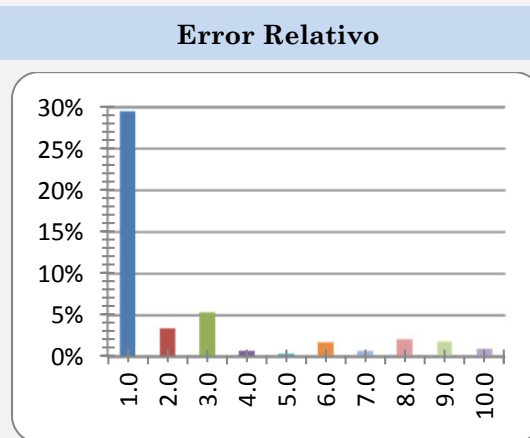
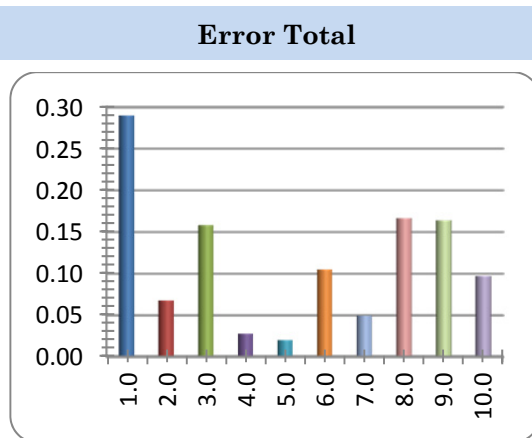
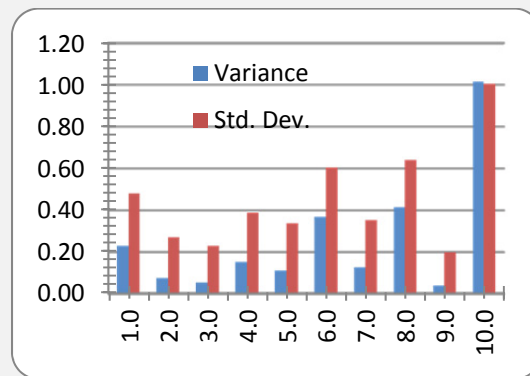
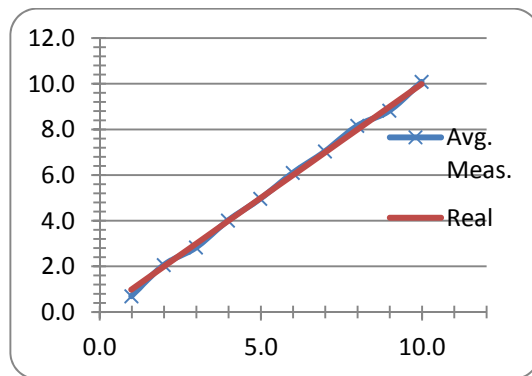
El post-procesado llevado a cabo para esas mediciones, con el objetivo de evaluar las prestaciones y capacidades del sistema, fue el de extracción de parámetros estadísticos, centradas en la obtención sobre la distancia medida de:

1. Valor medio
2. Varianza
3. Desviación típica
4. Error total sobre la distancia real
5. Error Relativo, en %, sobre la distancia real

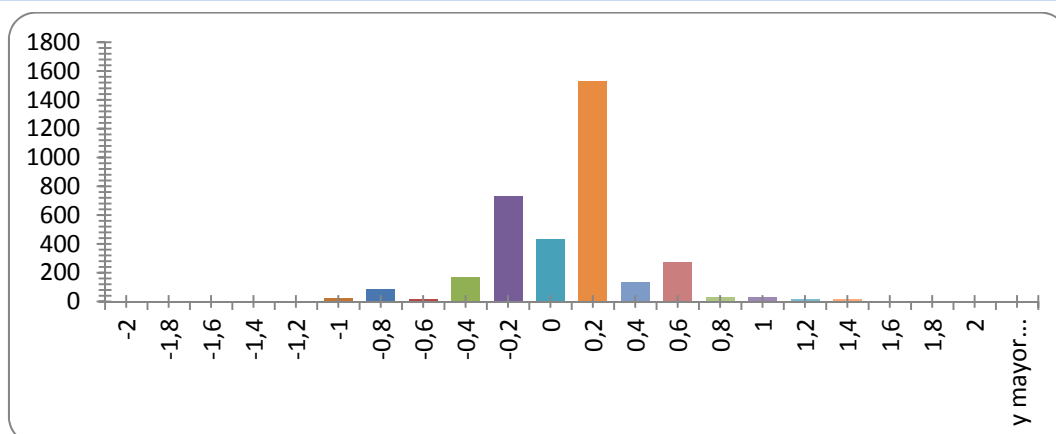
Y también con el fin de conocer la variabilidad de cada medición instantánea (un solo disparo) con la plataforma, se muestra un histograma con la representación del error, a partir de la medición real para la medida obtenida (sin bias, restando el valor de distancia real en cada caso).

6.3.4 Escenario M1

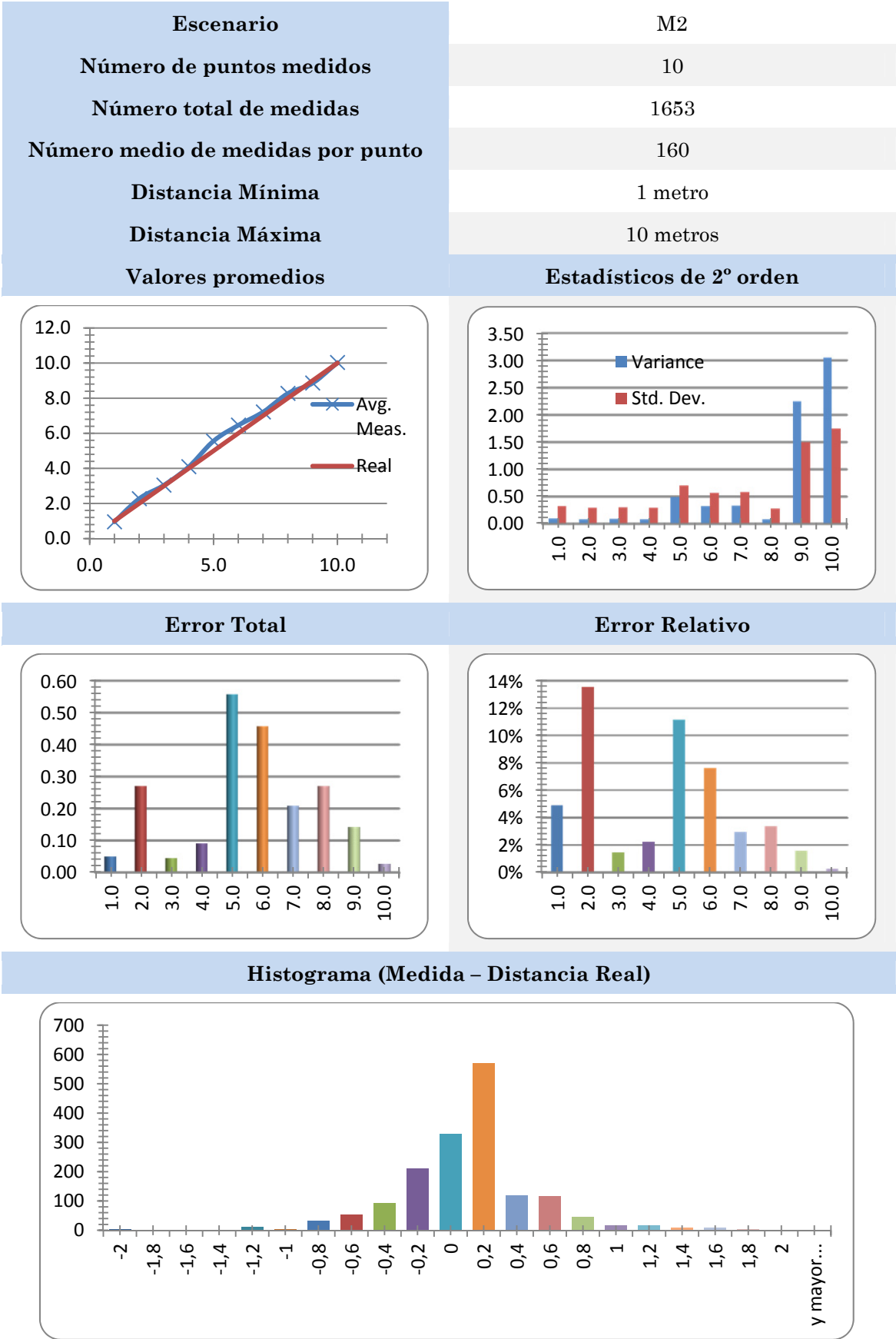
Escenario	M1
Número de puntos medidos	10
Número total de medidas	3520
Número medio de medidas por punto	160 (en el primer punto se realizaron hasta 2300 medidas)
Distancia Mínima	1 metro
Distancia Máxima	10 metros
Valores promedios	Estadísticos de 2º orden



Histograma (Medida – Distancia Real)

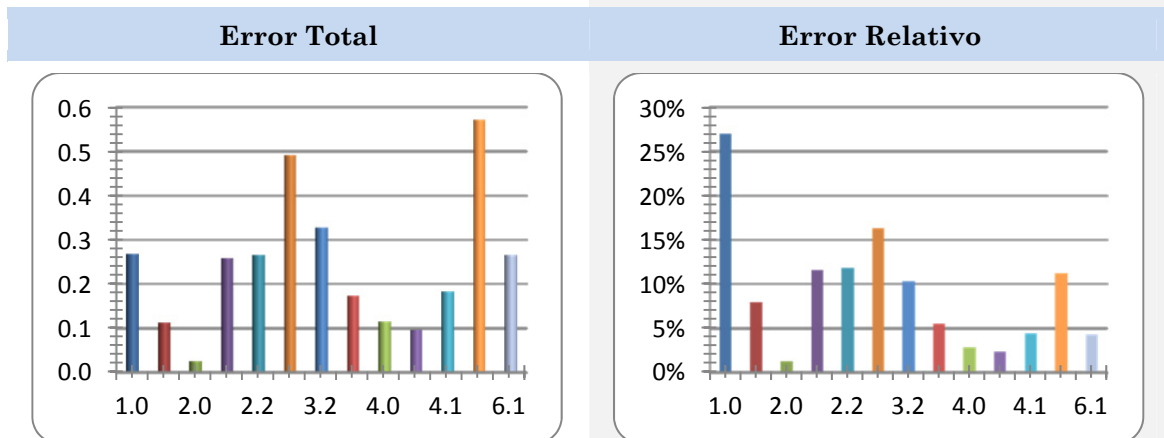
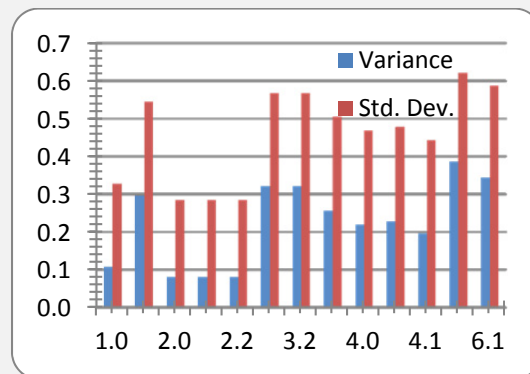
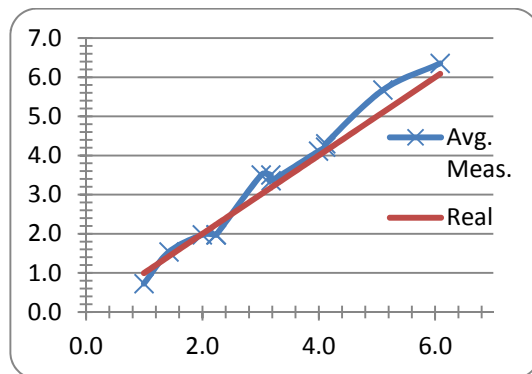


6.3.5 Escenario M2

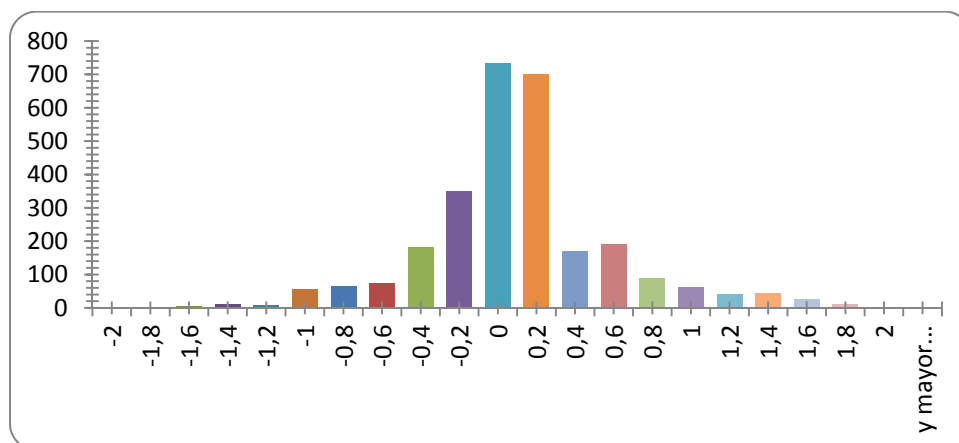


6.3.6 Escenario M3

Escenario	M3
Número de puntos medidos	13
Número total de medidas	2812
Número medio de medidas por punto	215
Distancia Mínima	1 metro
Distancia Máxima	6 metros
Valores promedios	Estadísticos de 2º orden

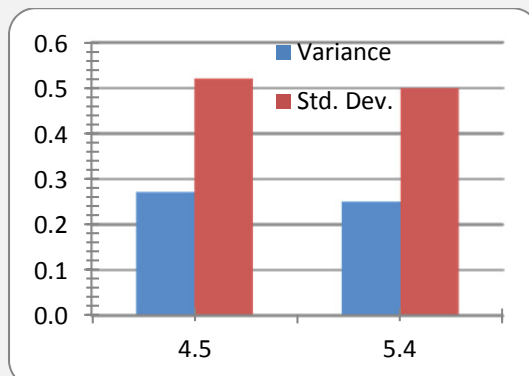
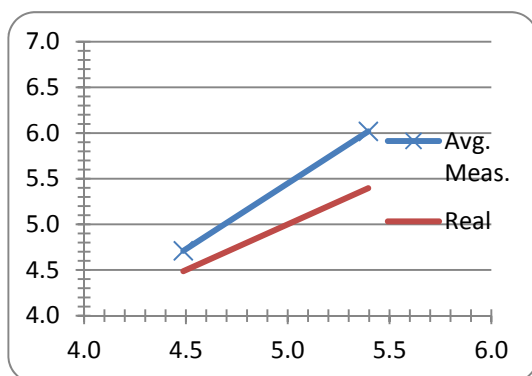


Histograma (Medida – Distancia Real)

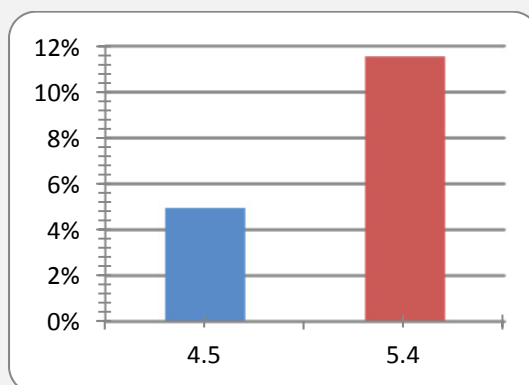
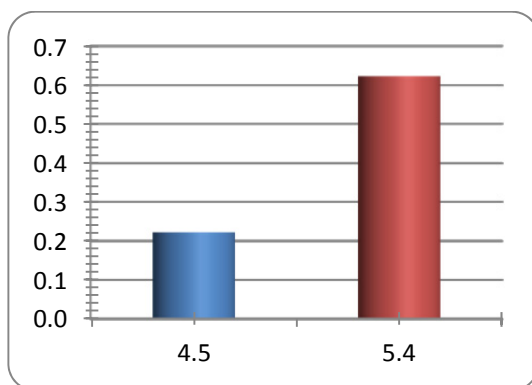


6.3.7 Escenario M4

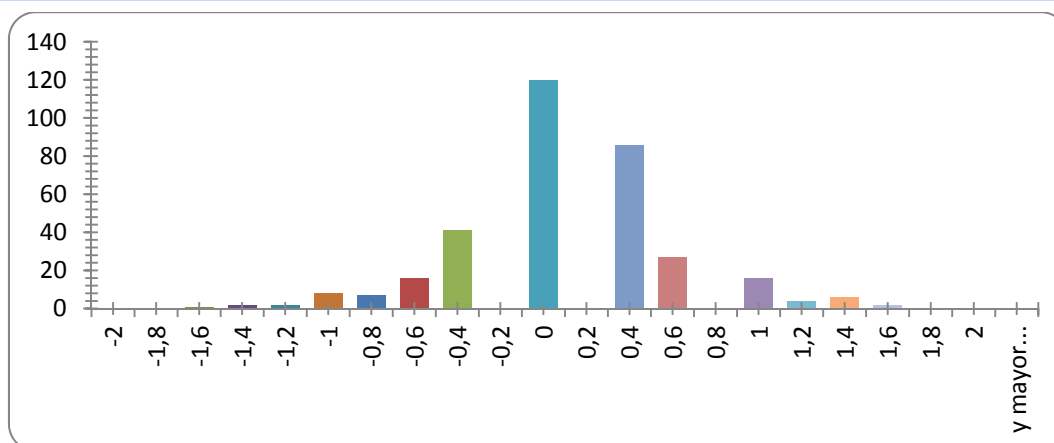
Escenario	M4
Número de puntos medidos	2
Número total de medidas	338
Número medio de medidas por punto	120
Distancia Mínima	4 metros
Distancia Máxima	5 metros
Valores promedios	Estadísticos de 2º orden



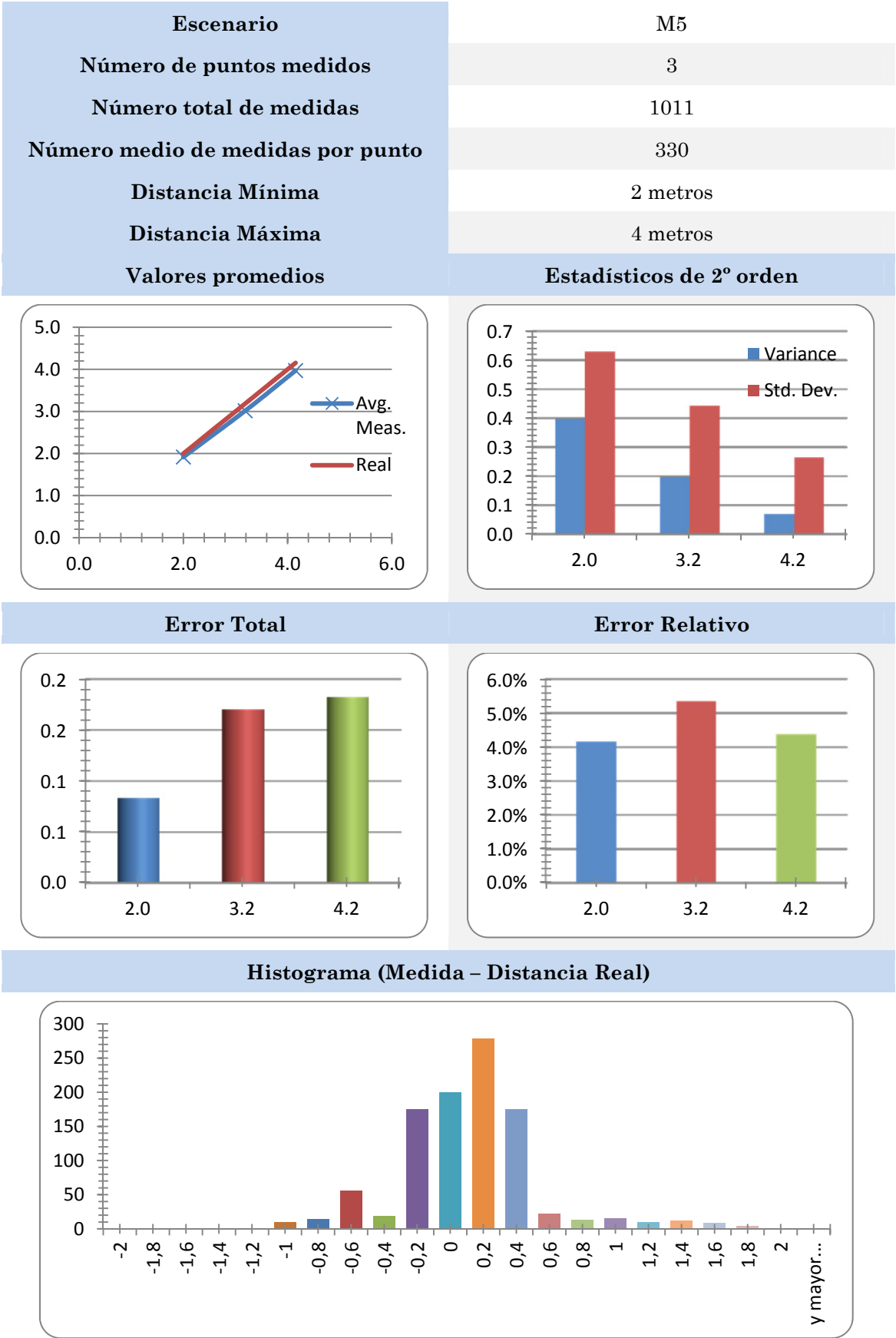
Error Total	Error Relativo
-------------	----------------



Histograma (Medida – Distancia Real)

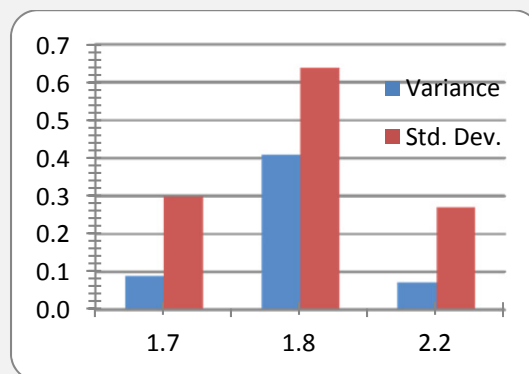
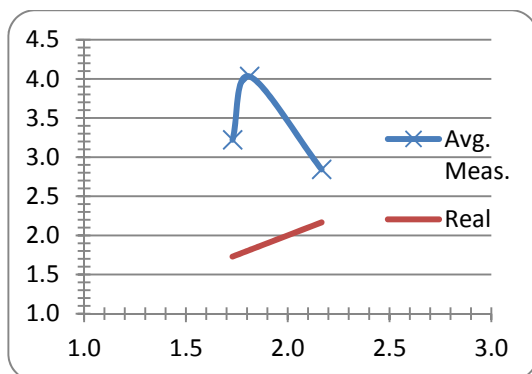


6.3.8 Escenario M5

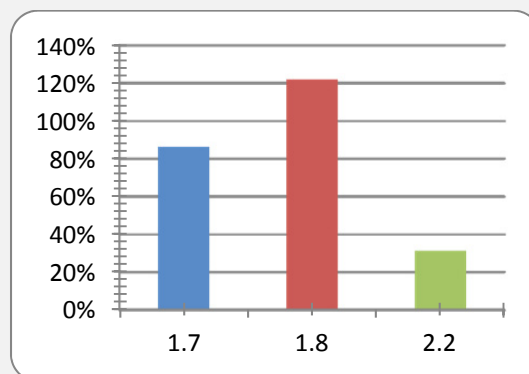
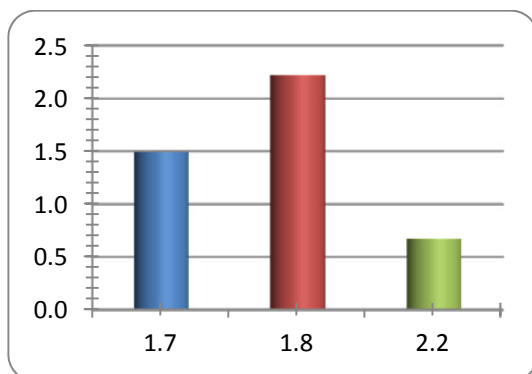


6.3.9 Escenario M6

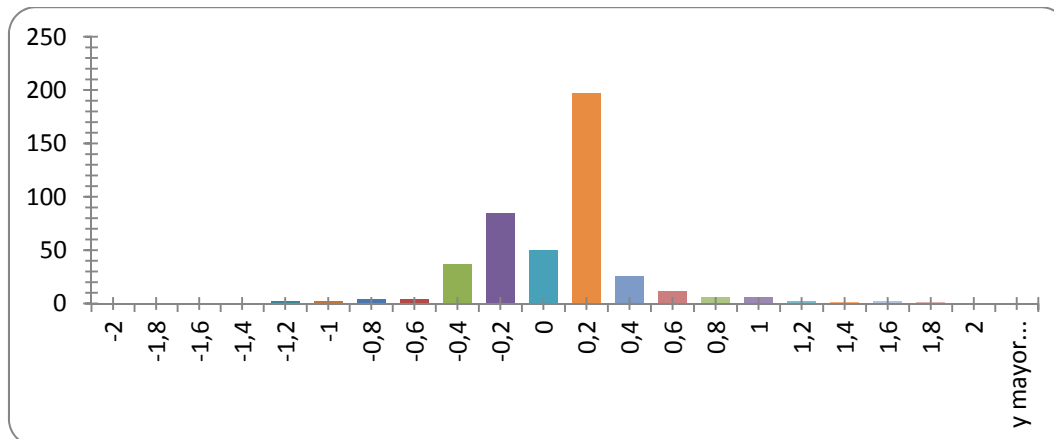
Escenario	M6
Número de puntos medidos	3
Número total de medidas	437
Número medio de medidas por punto	110
Distancia Mínima	1.7 metros
Distancia Máxima	2.1 metros
Valores promedios	Estadísticos de 2º orden



Error Total	Error Relativo
-------------	----------------



Histograma (Medida – Distancia Real)



6.3.10 Evaluación de los Resultados Obtenidos

A modo de resumen de los resultados obtenidos y como primera valoración que se puede realizar tras las pruebas realizadas en los diferentes escenarios, que han cubierto un amplio espectro de posibilidades presentes en una aplicación real de los sistemas IR-UWB, se puede determinar que:

- Para los casos en los cuales existe una línea de vista directa entre Tx y Rx, se puede apreciar un buen comportamiento y prestaciones del sistema. Esto es especialmente notable en entornos despejados, como pueden ser los escenarios M1, M2, y M3, donde los obstáculos existentes entre los equipos de medida eran inexistentes o despreciables.
- Para los casos en los que existen obstáculos provocando una situación de Hard-LOS (ocultamiento parcial) o NLOS, existen escenarios donde el sistema sigue respondiendo satisfactoriamente, como son los casos del escenario M4 y M5, con unos errores relativos dentro de unos márgenes aceptables inferiores al 15%, pero existen otros como en el escenario M6, donde el error alcanza cotas cercanas al 100%. Cabe destacar que al ser un error relativo, este se ve afectado por la distancia a considerar, ya que no es lo mismo tener un error de 10 cm en 20 cm, que en 1 metro.

Conviene indicar que para la evaluación de los resultados del sistema, solo se han tenido en cuenta aquellos puntos entre los cuales se podía fijar una comunicación entre ambos transceptores, ya que debido a las limitaciones de alcance de los equipos y potencias transmitidas, no siempre se podía establecer el enlace radio. Este era el caso que ocurría con frecuencia para entornos NLOS y distancias superiores a los 8-10 metros.

La no disponibilidad del enlace en dichas situaciones, se podría resolver por medio de un control automático de ganancia, que permitiese incrementar el rango dinámico del receptor, evitando la saturación de los amplificadores en los casos de línea de vista y corta distancia entre equipos. El diseño e integración en el sistema de este componente, se ha planteado como parte de las líneas futuras de trabajo con vistas a un desarrollo comercial de la plataforma.

Las series de datos correspondientes a las campañas de medida, acompañadas de la descripción detallada de los escenarios, explicación pormenorizada de los procedimientos de medida, set-up de los equipos y los análisis comparativos de las diferentes tecnologías empleadas en las pruebas realizadas, se pueden encontrar en el *Deliverable D5.3 v1.1*, publicado en el marco del Proyecto Europeo Where [Where 2010].

6.4 Conclusiones

Como última fase de la investigación llevada a cabo en esta Tesis Doctoral, se han desarrollado y evaluado 2 plataformas de demostración o prototipos, basadas en tecnologías *Impulse Radio Ultrawideband*.

1. La primera de ellas, partía con el objetivo de realizar una primera integración de los diferentes módulos y componentes estudiados en la fase de diseño anterior, con el fin de evaluar la comunicación, inicialmente unidireccional, por medio de estas tecnologías.
2. La segunda plataforma permitía ya no únicamente la comunicación, ahora bidireccional, sino también la estimación de la distancia (*ranging*) entre 2 o más equipos de una red. En ambos casos, tras una primera etapa de ajuste y optimización, los resultados obtenidos fueron satisfactorios, logrando todos los objetivos que inicialmente se habían planteado.

Finalmente se planificaron y realizaron una serie de campañas de medida, con el fin de evaluar las prestaciones y capacidades de la estimación de distancias por medio de IR-UWB. Para ello se seleccionaron una serie de escenarios interiores de los entornos que típicamente se consideran para el uso de IR-UWB, que incluían desde zonas abiertas con completa línea de vista, pasillos, entornos con obstáculos, etc... Los resultados obtenidos de estas campañas, que han sido divulgados públicamente, permiten conocer por medio de un sistema real y no únicamente de resultados de simulaciones, el alcance y la competitividad de los sistemas IR-UWB frente a otras tecnologías alternativas.

6.5 Referencias

- [Alvarez, 2005] A. Alvarez, C. Bingöl, W. Kissinger, N. Rinaldi, D. Simic, J. Roivainen, I. Moilanen, N. Rinaldi, C. Müller, M. Mittelbach, M. Pezzin, L. Ouvre, "Results of integration of key functional blocks", como *Deliverable D4c4 of the PULSERS IST project (WP4c)*, Diciembre de 2005.
- [Alvarez, 2009] A. Alvarez, L. Celis, J. Dominguez y A. Herrera, "Ranging and Communications with Impulse Radio UWB" en *Multicarrier Systems and Solutions*, Part X - Demonstration pp. 387-396, Springer 2009, ISBN 978-90-481-2529-6 <http://www.springerlink.com/content/g225k798404g46v8/>
- [CCTC, 2012] CCTC, "ULAND ® - Ultra Wideband (UWB) experimental transceiver" publicado en <http://www.cttc.es/en/project/100303-uland-.jsp>
- [Dynalith, 2007] Dynalith Systems, "Impulse Radio-Based Ultra-Wideband (IR-UWB) Demonstration Using iNCITE", <http://www.dynalith.com>, Febrero de 2007
- [Pezzin, 2007] M. Pezzin, B. Denis, R. Guillermin, B. Piaget, "A LDR IR-UWB Demonstration Platform for Services based on Location and Tracking", en el 16th IST Mobile and Wireless Communications Summit, 2007, 1-5 Julio de 2007, páginas: 1 - 5
- [Schantz , 2002] H.G. Schantz, "Planar elliptical element ultra-wideband dipole antennas", en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Junio 2002, Volumen: 3
- [Visser, 2007] H.J. Visser, "Low-Cost, Compact UWB Antenna with Frequency Band-Notch Function", en *The Second European Conference on Antennas and Propagation, (EuCAP 2007)*, Noviembre 2007, páginas: 1 - 6
- [Where 2010] A. Alvarez, F. Rivas, I. Arambasic, J. Casajus, M. Pezzin, R. Raulefs "Deliverable D5.3 v1.1: Evaluation Campaigns Report 2", en el marco del proyecto ICT- 217033 WHERE, 15 de Febrero de 2010, <http://www.kn-s.dlr.de/where/documents/Deliverable53.pdf>

7. Conclusiones

7.1 Introducción

En este capítulo se describen las conclusiones obtenidas de la investigación realizada en esta Tesis Doctoral, las aportaciones de la misma al desarrollo científico y comercial de los sistemas *Ultrawideband*, así como las futuras líneas de trabajo que se sugieren continuar a partir del trabajo presentado.

Si bien al final de cada uno de los capítulos se han ido presentando las conclusiones particulares más destacables, la finalidad de este capítulo final es la de agrupar lo más característico y reseñable del trabajo realizado, así como las conclusiones generales derivadas del mismo, para dar una visión más clara, completa e integrada sobre la investigación llevada a cabo.

Este capítulo se ha estructurado en cinco apartados. En el primero se resume la motivación de la tesis y se presentan las conclusiones de la misma, desglosando cada una de las fases del trabajo de investigación realizado. A continuación, se pasan a enumerar las aportaciones originales, seguido de un tercer apartado en el que se presentan una serie de propuestas de nuevas líneas de trabajo e investigación a desarrollar en relación con los resultados obtenidos. El cuarto apartado incluye un resumen de las principales publicaciones relacionadas con la tesis, y finalmente el quinto y último, un sumario de los proyectos de I+D financiados por diferentes programas que han permitido el trabajo de investigación que ha dado lugar a esta tesis.

7.2 Resumen y Conclusiones

El trabajo presentado a lo largo de los 6 capítulos anteriores, recoge los frutos de varios años de investigación en el campo de las tecnologías *Impulse Radio*

Ultrawideband, para aplicaciones de comunicaciones con capacidad de localización y posicionamiento, y que han sido posibles gracias a diferentes proyectos de I+D desarrollados tanto en la empresa ACORDE TECHNOLOGIES S.A., como en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, financiados parcialmente por los programas de la Comisión Europea dentro del V, VI y VII Programas Marco, Ministerio de Economía y Competitividad, u organismos regionales. Así mismo, parte de los estudios realizados y resultados obtenidos, han sido fruto del trabajo desarrollado por medio de Proyectos Finales de Carrera, de la titulación de Ingeniería Técnica de Telecomunicación e Ingeniería de Telecomunicación, dirigidos o tutelados por el investigador aspirante a doctor.

Todo este trabajo de investigación ha significado una mejora en el conocimiento de este tipo de tecnologías para su futura aplicación comercial y el posicionamiento estratégico, aspecto muy relevante en este caso de una empresa PYME del sector de las telecomunicaciones, para su posterior explotación comercial.

Tal y como se ha mostrado a lo largo de los capítulos presentados en las páginas anteriores, se ha abordado desde el estudio de las diferentes alternativas de implementación, planteamiento de soluciones, simulación y selección, estudio del canal radio, análisis de los algoritmos de posicionamiento y localización, e implementación de los diferentes bloques del sistema para el desarrollo final de un demostrador de la tecnología, que nos permitiese evaluar y tener un mejor conocimiento de las capacidades y posibilidades de los sistemas basados en las nuevas tecnologías *Impulse Radio Ultrawideband*.

Como se ha comentado en el primer capítulo de este documento, el rápido avance tecnológico, la aceptación social de las TIC y la inversión económica de los gobiernos y de las empresas, favorecen el desarrollo de nuevos sistemas de comunicaciones y la ampliación de los sistemas actuales. Las nuevas necesidades de un mundo donde la conectividad ya no implica únicamente la comunicación de la información, sino que esa comunicación puede llevar implícita una serie de servicios de valor añadido, ha permitido el estudio y desarrollo de nuevas tecnologías entre las cuales destaca la planteada como objeto de estudio en esta tesis, permitiendo la localización y posicionamiento entre los diferentes nodos de una red de comunicaciones. A su vez, la necesidad cada vez más imperiosa de aprovechar de una forma más eficiente y compartida el espectro radioeléctrico, limitado y finito, ha facilitado el desarrollo de nuevas normas reguladoras que permiten la coexistencia de diferentes sistemas y servicios dentro de la misma banda de frecuencias, siempre y cuando se cumpla con una serie de condiciones y límites.

A lo largo de los años de trabajo dedicados a esta investigación, se han ido abordando de forma sucesiva las diferentes etapas necesarias en un proyecto de desarrollo tecnológico, desde la fase inicial de estudio y análisis, intermedias de diseño, implementación e integración, a la final de evaluación y valoración de los resultados obtenidos. Como exponentes principales de los resultados finales destacan los sistemas

prototipos o demostradores desarrollados, que han sido empleados en diferentes proyectos europeos y mostrados a la comunidad científica en diversos eventos y conferencias, con el objetivo último de la divulgación de los avances y resultados obtenidos. Con respecto a las publicaciones realizadas, cabe destacar la patente europea obtenida, EP2042885A1, titulada “*System, method and transceiver for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network*” en la que el investigador figura como primer inventor, y que ha sido acompañada de diferentes publicaciones como capítulos de libros, artículos de revista o contribuciones a Congresos y Seminarios. En este punto conviene aclarar que en algún caso, la publicación de ciertos resultados intermedios y propuestas de diseño, han sido limitadas por el proceso inherente de solicitud de la patente.

A continuación se presenta un análisis detallado de los resultados y conclusiones obtenidas en cada una de las diferentes etapas del trabajo de investigación realizado.

7.2.1 Estudio y Modelado del Sistema

En esta primera fase, se plantearon todas las posibles opciones de sistemas basados en señales *Ultrawideband*, siendo seleccionadas de entre todos ellos los basados en *Impulse Radio*, por su más que interesante capacidad inherente de permitir la combinación de transmitir información (comunicación) junto con la capacidad de estimación de distancias entre equipos (*ranging*). Como regla general, las señales IR-UWB se forman modulando directamente un tren de pulsos sin portadora específica, con la secuencia de bits a transmitir, siendo filtrada antes de su radiación por la antena, para evitar interferencias con otras señales y/o sistemas de radiocomunicaciones, a la vez que asegurar el cumplimiento de la normativa existente.

Precisamente en lo referente al ámbito de regulación y estandarización, parte de los resultados obtenidos en esta Tesis Doctoral, han sido incluidos dentro de varias contribuciones a nivel individual o de consorcios de proyectos, y presentados a diferentes foros y organismos reguladores.

Como parte fundamental a la hora de poder realizar un estudio que permitiese un posterior modelado y diseño óptimo del sistema, se ha prestado especial atención al correcto estudio del canal de radiocomunicaciones con señales IR-UWB, proponiendo un nuevo modelo de canal, en el que destaca especialmente la combinación simultánea de parámetros tanto del dominio del tiempo como de la frecuencia.

Finalmente, como paso previo a la selección definitiva del esquema de modulación y diseño inicial de los diferentes elementos de los que se debía componer el sistema, se han analizado las diferentes técnicas y algoritmos de localización y posicionamiento, que nos han permitido realizar una correcta selección de los parámetros que deben ser extraídos de la propia señal de comunicaciones (por ejemplo, el tiempo de vuelo), con el fin de poder conseguir el objetivo final de obtener un sistema capaz de integrar la comunicación con el posicionamiento.

7.2.2 Diseño y Desarrollo Modular

Una vez definidos el tipo de señales, la modulación, los sistemas de control de acceso al medio y los parámetros necesarios para la comunicación y posicionamiento del sistema planteado, se procedió al estudio y diseño de los componentes principales del sistema, que permitiesen su posterior implementación y evaluación:

- **Generador de pulsos:** Se han estudiado principalmente dos opciones, una versión completamente digital, que tiene como principal ventaja su completa integración con la electrónica integrada del resto del sistema y su reducido consumo, y un diseño basado en el uso de *step recovery diodes* (SRD), dispositivos extendidos en el mercado, de fácil adquisición, y que permitían una rápida implementación sobre un sistema de evaluación de la tecnología, hecho que finalmente decanto su selección como parte del sistema demostrador.
- **Detector de pulsos:** La parte más crítica en lo que se refiere a la captura y posterior análisis de la señal. Se estudiaron varias alternativas, desde aquellas basadas en la carga y descarga de un circuito RC, circuitos de integración de la señal recibida, tanto balanceados como desbalanceados, y finalmente un circuito basado en un monoestable con flip-flop de alta velocidad, que debido a sus buenas prestaciones, facilidad de implementación y configuración y bajo consumo, se escogió como solución para el detector de pulsos en el sistema demostrador.
- **Módulo de sincronización y Línea de Retardo:** Con el objetivo no solo de demodular los datos obtenidos y sincronizar la transmisión y recepción de las señales, sino principalmente para conseguir una correcta y precisa estimación del *ranging* entre los diferentes nodos de la red, se han abordado diferentes opciones de desarrollo de un módulo capaz de obtener el tiempo de vuelo (ToF) de la señal transmitida. Finalmente se optó por una solución, que haciendo uso de varios divisores de frecuencia y un circuito a PLL, permite el control directo y preciso de las señales transmitidas y recibidas, de forma que es posible cumplir con todas las especificaciones iniciales.

7.2.3 Implementación del Sistema

Dado el amplio alcance y lo ambicioso del objetivo a conseguir, con el fin de minimizar los riesgos de implementación y evaluar de una forma más minuciosa y detallada las posibilidades de implementación e integración del sistema de comunicaciones con localización propuesto, se optó por 2 etapas claramente diferenciadas:

- **Un primer demostrador y sistema de evaluación,** en el que se implementaron de forma aislada un equipo transmisor y otro receptor. Este primer diseño tenía por objetivo demostrar la viabilidad de un sistema de comunicaciones unidireccional que, aunque sin capacidad de estimación de distancias, nos permitiese la generación, amplificación, radiación, detección,

sincronización y demodulación de las señales Impulse Radio, punto de partida para realizar la integración de los componentes estudiados y desarrollados en las etapas previas.

- Un segundo demostrador que integraba tanto el transmisor como el receptor en un mismo diseño, permitiendo la implementación y evaluación de un sistema de comunicaciones *half-duplex*, que nos permitiese la estimación de las distancias entre los diferentes equipos de la red.

7.2.4 Validación y Evaluación

Como fase final del trabajo, se realizaron las pruebas y evaluaciones pertinentes en cada uno de los sistemas demostradores desarrollados, con el fin de evaluar las prestaciones, ajustes, posibles mejoras y capacidades de los sistemas basados en señales Impulse Radio Ultrawideband.

Más allá de las medidas y caracterización del sistema propiamente (entendido como un conjunto de *hardware* y *software*), donde al tratarse de un prototipo de evaluación de una tecnología innovadora, se han minimizado las exigencias a la hora de optimizar ciertas prestaciones como el consumo, rango de alcance o facilidad de uso, dentro de esta fase final de evaluación, destacan 2 extensas campañas de medida en diferentes escenarios, que han permitido la caracterización del sistema de comunicaciones y de estimación del *ranging*, en los entornos de interior, aquellos donde los sistemas *Impulse Radio Ultrawideband* siguen siendo considerados como solución viable para su desarrollo de mercado.

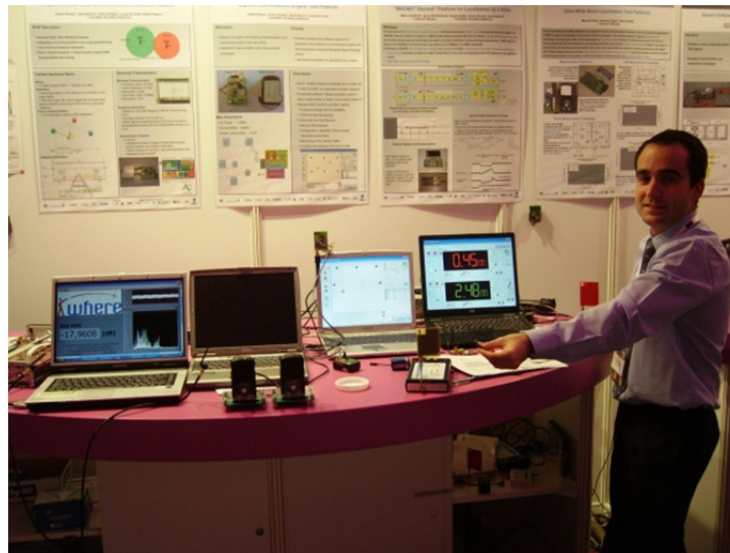


Figura 143 – Demostración del sistema en el ICT Event 2008

Finalmente, cabe destacar como muestra del interés en la divulgación de los resultados obtenidos, más allá de los diferentes informes, bases de datos accesibles al público en general o publicaciones en diferentes foros y medios, una importante labor de divulgación de los resultados obtenidos a nivel de exhibición pública del sistema, mostrando y permitiendo el uso por parte del público en general, de las plataformas en diferentes eventos, seminarios y exposiciones, tal y como se muestra en la Figura 143.

7.3 Aportaciones Originales

De entre todos los resultados obtenidos de este trabajo, la aportación que por su propia naturaleza y definición, resulta más original e innovadora, es la propuesta de sistema, método y transceptores recogida en la patente europea obtenida, EP2042885A1, con *Application number* 07075834.7, titulada “*System, method and transceiver for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network*”, solicitada el 26 de Septiembre de 2007, y aprobada y publicada el día 1 de Abril de 2009.

También cabe destacar que si bien a lo largo de todos los años que ha tomado el desarrollo de este trabajo, han ido apareciendo alternativas y desarrollos similares al presentados en esta tesis, también es cierto que en todo momento ha sido un sistema que ha formado parte del *state of the art*, o estado de la técnica, como demuestra su uso y aprovechamiento en diferentes proyectos de I+D de ámbito internacional, donde pese a la participación de grandes empresas del ámbito de las telecomunicaciones, este sistema ha sido parte fundamental de los trabajos de investigación desarrollados.

Por último, de forma discreta e individualizada, han sido diversas y variadas las aportaciones técnicas y tecnológicas, que bien a modo de mejoras y optimizaciones, o como resultados de integración de diferentes componentes, han surgido como desarrollo de esta tesis, y que han sido enumeradas en el apartado 7.2, entre los que destacan por su difusión y referencias:

- Un innovador modelo de canal radio
- Una arquitectura integrada de transmisión-recepción half-duplex para comunicaciones y *ranging* con señales IR-UWB.
- Un subsistema de sincronización sencillo y de fácil implementación para la estimación de retardos y demodulación de la información.

7.4 Líneas Futuras de Investigación

A continuación se indican las propuestas de líneas futuras que se podrían desarrollar a partir de los resultados obtenidos en esta Tesis Doctoral:

- La implementación en un sistema SoC (*System on Chip*), de la arquitectura planteada, reduciendo el tamaño, consumo, y optimizando la eficiencia de los componentes integrados actualmente en una plataforma COTS (*Component of the Shelf*). Esta implementación permitiría comprobar la futura viabilidad comercial del sistema diseñado y mostrar su viabilidad como una solución para el adecuado despliegue de redes de sensores inteligentes, con capacidad de localización y posicionamiento de los nodos.
- La mejora de las prestaciones y fiabilidad de los resultados en entornos donde el NLOS (Non Line of Sight), puedan perturbar los resultados de las mediciones, por medio de sistemas de control automático de ganancia en recepción, o de sistemas complementarios de detección, como receptores

RAKE, sistemas de conversión analógica-digital de alta velocidad, y desarrollo de correladores digitales y procesamiento digital avanzado de la señal.

- Implementación completa de los algoritmos de localización y posicionamiento presentados y analizados en el Capítulo 4, permitiendo la evaluación de sus prestaciones con el sistema IR-UWB propuesto.
- El estudio de soluciones de bajo coste para la convergencia inalámbrica de sistemas IR-UWB de baja tasa binaria y capacidad de localización y posicionamiento, con otros sistemas radio, con mayores capacidades de transmisión de datos, complementándose mutuamente en función de los servicios requeridos por los usuarios.
- La extensión del protocolo de comunicaciones, actualmente limitado de forma práctica a la capa física y MAC, al resto de capas estándar de un modelo OSI, o bien la integración de un estándar ya definido capaz de adaptarse fácilmente al sistema aquí presentado.

7.5 Publicaciones y Patentes

7.5.1 Patentes

A. Alvarez, F. de Arriba, (ACORDE TECHNOLOGIES S.A.) "System, method and transceiver for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network", N° 07 075 834.7 Europea

7.5.2 Capítulos de Libros

A. Alvarez, L. Celis, J. Dominguez y A. Herrera, "Ranging and Communications with Impulse Radio UWB" en *Multicarrier Systems and Solutions*, Part X - Demonstration pp. 387-396, Springer 2009, ISBN 978-90-481-2529-6

7.5.3 Artículos de Revistas

A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, J.L. García "Ultra Wideband Channel Model for Indoor Environments", en *Journal of Communications and Networks*. Special Issue on Ultra-Wideband (UWB) Communications, Diciembre 2003, Volumen. 5, número 4.

7.5.4 Contribuciones a Congresos

1. A. Álvarez, J.L. García, K.S. Shanmugan, "Improved Fast Fourier Transform Algorithm For The Estimation Of The Power Spectral Density Of Ultra Wideband Signals", en el *IST Mobile Summit 2002*, Thessalonika, 16-18 Junio 2002,
2. A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, J.L. Garcia, "New Channel Impulse Response Model For UWB Indoor System Simulations", en *IEEE Vehicular Technology Conference Spring (VTC2003)*, 21-23 Abril 2003, Jeju, Korea.
3. B. Quijano, G. Valera, A. Alvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shanmugan, "Statistical Modelling Of UWB Aggregate Interference", en *Conftele 2003*, 18-20 Junio 2003, Aveiro, Portugal

4. B. Quijano, G. Valera, A. Alvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shanmugan, "UWB Aggregate Interference On A Cellular Victim Receiver From A Statistical Perspective" en *IEEE IWUWBS*, 2-5 Junio 2003, Oulu, Finlandia
5. A. Álvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torrres, J.L. García, "Ultrawideband Channel Characterization And Modelling", en *IEEE IWUWBS*, 2-5 Junio 2003, Oulu, Finlandia
6. A. Álvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torrres, J.L. García, "Statistical Impulse Response Model For Indoor UWB Channels", en *IST Mobile Summit 2003*, 15-18 Junio 2003, Aveiro, Portugal
7. B. Quijano, G. Valera, A. Alvarez, R. Torres, J.L. García, K.S. Shanmugan, "Study Of UWB Coexistence With Narrowband Receivers" en *IST Mobile Summit 2003*, 15-18 Junio 2003, Aveiro, Portugal
8. David Bateman, Nils Rinaldi, Alvaro Alvarez, Manuel Lobeira, Patrick Labbe, Peter Wennekers, "UCAN's Innovative Technology For Impulse Radios", en *IEEE IWUWBS*, 2-5 Junio 2003, Oulu, Finlandia
9. A. Álvarez, G. Valera, M. Lobería, R. Torres, J.L. García, "A New Approach On Indoor UWB Channel Análisis", en *Conftele 2003*, 18-20 Junio 2003, Aveiro, Portugal
10. B. Quijano, A. Alvarez, M. Lobeira, J.L. Garcia, "UWB Co-Existence Experimental Platform And Interference Evaluation", en *IST Mobile Summit 2004*, 27-30 Junio 2004, Lyon, Francia
11. H. Mark, A. Alvarez Et Al. "U.C.A.N. Ultra-Wideband Concepts For Ad-Hoc Networks: An Overview", en *IST Mobile Summit 2004*, 27-30 Junio 2004, Lyon, Francia
12. B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Coexistence Measurements Between IR-UWB and GSM/DCS Receivers", en *IST Mobile Summit 2005*, 19-23 Junio 2005, Dresden, Alemania
13. B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Compatibility Measurement Campaign between IR-UWB and UMTS", en *IST Mobile Summit 2005*, 19-23 Junio 2005, Dresden, Alemania
14. B. Quijano, A. Álvarez, J.L. García, "Low Cost Variable Delay Line for Impulse Radio UWB Architectures", en *IST Mobile Summit 2005*, 19-23 Junio 2005, Dresden, Alemania
15. A. Álvarez, B. Quijano, M. Lobeira, J.L. García, "IR-UWB Experimental Interference Studies on Selected Legacy Services", , First International Wireless Summit IWS'05, WPMC'05, Aalborg, Dinamarca, 18-22 Septiembre 2005
16. B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Impulse Radio UWB System Architecture for Smart Wireless Sensor Networks", en *Second International Workshop Networking with UWB "Workshop on Ultra Wide Band for Sensor Networks"*, Rome, July 4-6, 2005
17. B. Quijano, A. Álvarez, M. Lobeira, J.L. García, "Experimental Study on the Influence of IR-UWB Networks on Cellular Receivers", en *IEEE Internacional Conference on UWB Systems, ICU 2005*, Zurich, Suiza, 5-7 Septiembre 2005

18. A. Álvarez, B. Quijano, M.A. Cervera, J.L. García, "IR-UWB Receiver Synchronization Stage Design and Development", en *15th IST Mobile Summit 2006*, Mykonos, (Greece), June 2006
19. J. Domínguez, J. Sanz, M. Lobeira, A. Álvarez, B. Quijano, J.L. García, "Smart Impulse Radio Sensor Networks", en *ISWCS 2006*, Valencia, (Spain), September 2006
20. A. Álvarez, "Sistemas UWB para aplicaciones de baja capacidad con localización", en *Hands on Wireless and Mobile*, Bilbao, Noviembre 2006
21. A. Álvarez et al., "Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators - WHERE", EN *17th ICT Mobile Submit*, 10 - 12 June 2008, Stockholm, Sweden
22. A. Alvarez, M. Pezzin, R. Reulefs, "Real Life Ranging Measurements with Low Power, Low Data Rate Transceivers", en *7th Workshop on Positioning, Navigation and Communication 2010 (WPNC'10)*, Dresden, Germany, March 11-12, 2010

7.5.5 Contribuciones a Organismos de Estandarización Internacionales

1. A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, J.L. García, "UWB Channel Model Contribution from University of Cantabria and ACORDE", como contribución al grupo de estudio *SG3a del IEEE 802.15*, 21st meeting 11-15 nov 2002, Koloa, Hawaii, (EEUU)
2. ACORDE, ANFR, CNES, Cetecom, France Telecom R&D, Intel, LeCroy, Motorola, PCTEL, Polestar, Rohde & Schwarz, STMicroelectronics, Siemens Italy, TDF, UoOulu CWC, "TG3 WG2 Measurement ad hoc group: Technical report of June'04 measurement campaign", en el *ECC TG3-CEPT WG2 meeting (TG3WG2 adhoc)* Copenhagen, 12-15 Julio 2004.
3. ACORDE & ad-hoc group "Aggregated UWB Interferer Measurements per Radio Service Bands", como contribución al *ECC TG3-CEPT WG2 measurements group*

7.5.6 Seminarios, Cursos y Tutoriales Impartidos

4. A. Alvarez, "Tecnologías Ultrawideband para WLAN, Sensores y Radar". En el *Curso de Verano de la Universidad De Cantabria (2003): III European Summer School On Telecommunications: WLAN. Standards Overview and Development*. Julio 2003
5. A. Alvarez, "RF Aspects of Ultra-Wideband", en el *IEEE Intenational Workshop on Ultra Wideband Systems (IWUWBS) 2003*, 2-5 Junio 2003, Oulu, Finlandia.
6. A. Alvarez, "UWB Essentials", en el *Curso De Verano De Robotiker-UPV-Tecnum (2004): Hands On Wireless & Mobile*.
7. A. Alvarez, "UWB In-Deep", en el *Curso De Verano De Robotiker-UPV-Tecnum (2004): Hands On Wireless & Mobile*.
8. A. Alvarez, J.L. Garcia "Ultra Wide Band Techniques in Radar", en el *International Radar Symposium India 2005*, 19-22 December 2005
9. A. Alvarez, "TECNOLOGIAS UWB", en el *IV Congreso Internacional de Tecnología Móvil e Inalámbrica E-mobility*, Abril 2006.
10. A. Alvarez, "Técnicas y Tecnologías para Localización en Interiores", en las *IV Jornadas sobre Tecnologías Inalámbricas (2007): Hands on Wireless & Mobile*.

11. A. Alvarez, J. L. Garcia “Sistemas de comunicaciones a corta distancia y sus aplicaciones en seguridad y defensa”, en los *Cursos de Verano de la Universidad de Cantabria* (2008).
12. A. Alvarez, “Nuevas Tendencias en Sistemas Distribuidos de Monitorización”, en el *Encuentro Tecnológico TIC Cantabria*, 11 de Junio de 2010.
13. A. Alvarez, F. Rivas, “Sistemas avanzados de comunicaciones basados en la movilidad y el posicionamiento”, en el curso de *Telecomunicaciones y Defensa*, *Curso de Verano de la Universidad de Cantabria*, 14 de Julio de 2010.

7.5.7 Proyectos Final de Carrera dirigidos relacionados con la investigación desarrollada

1. *Caracterización, diseño y desarrollo de un sistema de redes de sensores basados en el CC 2430*. Autor: Raul Diez Gutierrez, Director de PFC: Álvaro Álvarez Vázquez, 31 de Octubre de 2008
2. *Integración y evaluación de sistemas de localización asistida por GPS en sensores inalámbricos*. Autor: Sofia Prellezo Mazón, Director de PFC: Álvaro Álvarez Vázquez, 31 de Enero de 2008
3. *Diseño y desarrollo de un sistema automático de comunicaciones multibanda con Frequency Hopping*. Autor: David Blanco Iturbe, Director de PFC: Álvaro Álvarez Vázquez, 31 de Enero de 2008
4. *Diseño y desarrollo de una central de control domótico de redes de sensores*. Autor: Sivia Mier Pedrosa, Director de PFC: Álvaro Álvarez Vázquez, 31 de Enero de 2008
5. *Diseño y desarrollo de un sistema automático de sincronización para señales Impulse Radio UWB*. Autor: Alfonso Blanco Fontao, Director de PFC: Álvaro Álvarez Vázquez, 1 de Octubre de 2007
6. *Diseño y Desarrollo de un detector de pulso Ultra Wideband*. Autor: Sergio Fernandez Sarmiento, Director de PFC: Álvaro Álvarez Vázquez, 15 de Mayo de 2006

7.6 Proyectos relacionados con la investigación desarrollada

1. Proyecto UCAN del V Programa Marco de Investigación Europeo
2. Proyecto PULSERS del VI Programa Marco de Investigación Europeo
3. Proyecto PULSERS II del VI Programa Marco de Investigación Europeo
4. Proyecto EUWB del VII Programa Marco de Investigación Europeo
5. Proyecto WHERE del VII Programa Marco de Investigación Europeo
6. Proyecto WHERE2 del VII Programa Marco de Investigación Europeo
7. Proyecto SPEARHUB del Programa CELTIC de Investigación Europeo
8. Proyecto Magnet del VI Programa Marco de Investigación Europeo
9. Proyecto Magnet Beyond del VI Programa Marco de Investigación Europeo
10. Proyecto POSIRIS del Galileo Joint Undertaking
11. Proyecto ONDA, del programa PROFIT del CDTI

12. Proyecto BAIP, del programa CENIT del Ministerio de Ciencia e Innovación
13. Proyecto AMURA, del Ministerio de Economía y Competitividad
14. Proyecto AMEBA3, del Ministerio de Educación y Ciencia

8. Anexos

8.1 Patente Europea

Inventores: A. Alvarez, F. de Arriba,

Empresa: ACORDE TECHNOLOGIES S.A.

Título: *“System, method and transceiver for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network”,*

Fecha de Publicación: 01.04.2009 Bulletin 2009/14

Número de Aplicación: 07075834.7

Fecha de Registro: 26.09.2007



(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(43) Date of publication:
01.04.2009 Bulletin 2009/14

(51) Int Cl.:
G01S 5/12 (2006.01) **G01S 5/06** (2006.01)
H04L 12/28 (2006.01) **H04L 12/56** (2006.01)

(21) Application number: **07075834.7**

(22) Date of filing: **26.09.2007**

(84) Designated Contracting States:
AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MT NL PL PT RO SE SI SK TR
Designated Extension States:
AL BA HR MK RS

(72) Inventors:
• **Álvarez Vázquez, Alvaro**
33006 Oviedo (Asturias) (ES)
• **De Arriba Rodríguez, Francisco**
33209 Gijón (Asturias) (ES)

(74) Representative: **Carvajal y Urquijo, Isabel et al**
Clarke, Modet & Co.
Goya 11
28001 Madrid (ES)

(71) Applicant: **Acorde Technologies, S.A.**
39002 Santander Cantabria (ES)

(54) **System and method for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network**

(57) System, method and transceiver for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network. The system comprises system operative nodes SON (64,65,66); one central monitoring node CMN (60), configured for calculating through triangulation the estimated absolute position of the SON (64,65,66); and infrastructure nodes IN (61,62,63) configured for determining the associated SON under its coverage, estimating the distance to each associated SON via a ranging process performed by cal-

culating the propagation delay between both nodes, storing the estimated distance in a associated dynamic node table (ADNT) and reporting each IN their ADNT to the CMN (60); each node of the system being equipped with a transceiver. The CMN (60) can obtain, using a smart network routing protocol, message paths between nodes established by the shortest paths available, storing said message paths in path propagation tables (PPT). Each message is transmitted to the destination through the route established in PPT.

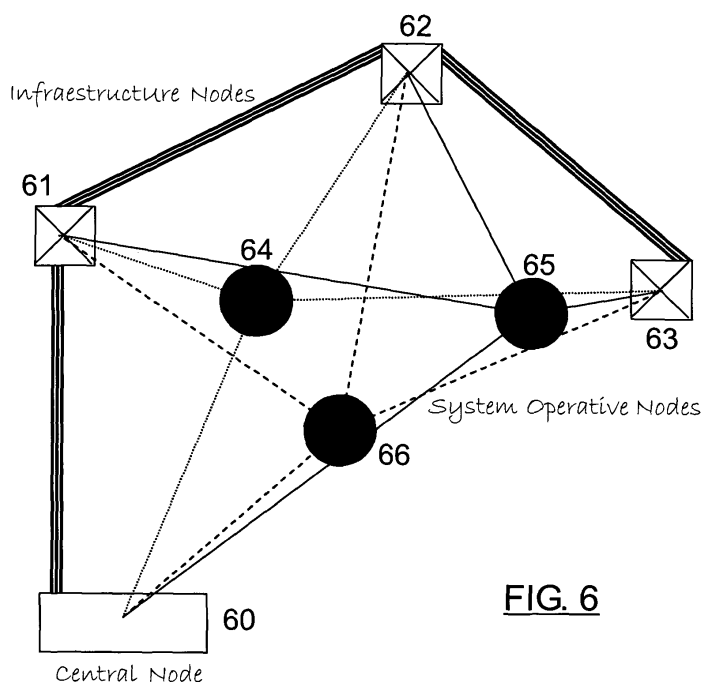


FIG. 6

Description

Field of the invention

[0001] The present invention describes a method and system for both simultaneous wireless communication and distance estimation between two or more devices in a wireless network. This distance estimation allows further localization and positioning of different devices by means of triangulation and synchronization procedures.

[0002] This system can interface with other existing or future wireless or wired communication networks. The availability of position information of the different nodes allows the implementation of smart and intelligent routing techniques, as well as real time path reconfiguration. The scope of the invention mainly covers low and medium data rate communication systems (from bytes to few mega bytes per second), but can be extended to higher data rates.

Background of the invention

[0003] The requirements for new communication systems able to transmit voice and data in a wireless manner, imposes the development of new architectures, in order to incorporate advanced features like smart routing and additional services like device positioning. Those approaches has been driven till now through narrowband systems, where the some distance is computed through power estimation, angle or time of arrival techniques, providing poor accuracies. In US6952181 "Locating a mobile station using a plurality of wireless networks and applications therefor", where a system uses a plurality of mobile station locating technologies, including those based on, two-way TOA (Time Of Arrival) and TDOA (Time Difference Of Arrival); home base stations and distributed antenna provisioning. The system is useful for 911 emergency calls, tracking, routing, people and animal location including applications for confinement to and exclusion from certain areas.

[0004] Moreover, the intensive use of the radio spectrum implies harder processes for new licenses and new system approval from the regulatory bodies. Therefore new architectures, based on non-continuous transmission of the radio signals (burst or pulsed transmissions) can be employed in those wireless communications. An example of those systems can be found in US 6,351,652 B1 "Mobile Communications Systems and Method Utilizing Impulse Radio".

[0005] One of the most critical part in a Impulse Radio Communication system is the receiver design. Many of the approaches proposed by other authors are based on complex correlator structures, where the incoming signal is multiplied in time with a pulse template, as is presented in US 7,020,224 B1 "Ultrawideband Correlating Receiver": This invention allows the recovery of phase-modulated data for an ultra-wideband receiver. An incoming signal may be a plurality of ultra-wideband (UWB) pulses

wherein each of the pulses includes data encoded within a phase of the pulse. One method herein described initially estimates timing of the incoming signal with the use of a correlator and an energy estimator. The correlator may include a filter whose transfer function is matched to an output filter of a UWB transmitter. The matched filter shapes a locally generated pulse to closely represent an expected incoming signal. Additional components of the correlator may include a mixer, amplifier, and low-pass filter. The incoming signal may be correlated with a local template signal then sent to the energy estimator.

[0006] Additionally the energy estimator may include an absolute value detector such as a rectifier or a square law detector that outputs the square of the incoming signal. The function of the absolute value detector is to provide an energy pulse to an integrator. The integrator sums the signal across a finite time period and provides its output as a coarse timing signal to a local signal generator. This summed signal gives the receiver a coarse timing estimate of the incoming signal. This coarse signal is appropriate for detection and demodulation of position based signal modulation schemes such as Pulse Position Modulation.

[0007] Moreover, some other inventions refers to the whole communication system, such as US 6,351,652 "Mobile communications system and method utilizing impulse radio", where a method and apparatus for wireless communication and more particularly, a method and apparatus for wireless communication utilizing impulse radio, wherein an impulse radio communication system integrates with existing cellular/PCS wireless communication systems and/or current land line communication systems. Another example can be found on US 7,046,716 "Dual-mode ultra wideband and wireless local area network communications", where a dual-mode ultra wideband (UWB) and wireless local area network (WLAN) communication transceiver is used to implement two disparate systems of UWB and WLAN communications within a single device. During the UWB mode, the communication transceiver sends and receives the UWB signal at very-high data rate with a relative short transmission range. During the WLAN mode, the communication transceiver sends and receives the WLAN signal at a relative low data rate, but with a longer transmission range. Thereby, trade-off benefits of the dual-mode UWB and WLAN communication transceiver can be mutually utilized to achieve seamless wireless broadband communications between two different standards.

[0008] However, there are no impulse radio systems providing both location and communication features simultaneously and making use of the positioning information to improve the communication network links, which is one of the major achievements of the present invention.

[0009] Moreover, since traditional ad-hoc routing techniques are not usually fitting the smart wireless networks requirements, specific multihop wireless protocols have to be developed. Among many other considerations, the

need for scalability, and the variable topology of the networks must be included. The design must ponder that communications nodes are limited in power, computation and memory.

[0010] Some of the most important issues to be covered by the networking layer involve the addressing (whose allocation may vary depending on the different network topologies), the device discovery (including its capabilities), the routing (techniques and tables storage) and the security.

Summary of the invention

[0011] The invention relates to a method, system and transceiver for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network according to claim 1, 5 and 9. Preferred embodiments of the system and of the method are defined in the dependent claims.

[0012] The proposed system is based on the radiation of RF pulsed signals in order to perform both communication and location procedures. The node architecture comprises a transmitter, which handles the data signals, modulate the information into radio frequency burst type signals, and radiates them to the air, and a receiver, able to capture as much energy as possible, demodulate the incoming signal, estimate the distance between transmitter and receiver and give data output. The data is modulated following a Pulse Amplitude (PAM) or On-Off Keying modulation, at a fixed (by the control unit) burst repetition frequency. Each transmitter node has a data interface with a major communication device (like a laptop, cellular, PDA or any other electronic device), a control unit, which handles the incoming data, fix the packet data structure, calculates checksums and integrates error mitigation techniques, a burst generation module, and amplification and filter modules. Finally the signal is radiated to the air by an antenna.

[0013] The receiver captures the radiated energy through its antenna, amplifies it through an analog gain chain, downconverts the incoming signal from the radio frequency band to baseband employing a burst detector, and finally demodulates the data, as well as estimates the distance between transmitter and receiver through phase and time delay between transmitter clock and receiver recovered clock.

[0014] The present invention comprises a method, system and transceiver for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network. The wireless network comprises one central monitoring node CMN, a plurality of infrastructure nodes IN whose position is known prior to a network initialization process, and a plurality of system operative nodes SON, each node being equipped with a transceiver. The method comprises:

- the network initialization process, in which the SON and their estimated positions are obtained, comprising

the following steps:

- starting a beacon transmission from the CMN to the IN;
- starting each IN a beacon transmission to determine which SON are under their coverage, called associated SON;
- estimating each IN the distance between itself and each associated SON via a ranging process performed by calculating the propagation delay between both nodes;
- storing each IN the information relating the associated SON and the estimated distance to each associated SON in a associated dynamic node table (ADNT);
- reporting each IN their ADNT to the CMN;
- calculating through triangulation the estimated absolute position of the SON;
- obtaining, by using a smart network routing protocol, message paths between nodes established by the shortest paths available, storing said message paths in path propagation tables (PPT);
- transmitting each message of the wireless network from the origin node to the destination node through the route established in the PPT.

[0015] The propagation delay between the IN and each associated SON can be obtained by a roundtrip-time-of-flight (RTOF) process, by measuring the complete roundtrip elapsed time in a pair-wise communication between the IN and the SON.

[0016] The path propagation tables (PPT) are preferably stored at each node of the wireless network. The wireless communication between nodes is preferably established via impulse radio. The system object of the present invention comprises:

- a plurality of system operative nodes SON;
- one central monitoring node CMN, configured for calculating through triangulation the estimated absolute position of the SON and for interfacing the final user of the network, in order to show the network status, membership, and monitor and control the communication flow;
- a plurality of infrastructure nodes IN, whose position is known prior to a network initialization process in which the SON and their estimated positions are obtained, each IN being configured, in the network initialization process, for:
 - determining which SON are under its coverage, called associated SON;
 - estimating the distance between itself and each associated SON via a ranging process performed by calculating the propagation delay between both nodes;
 - storing the information relating the associated

SON and the estimated distance to each associated SON in a associated dynamic node table (ADNT);

- reporting each IN their ADNT to the CMN; Each node of the system is equipped with a transceiver. The CMN is also capable to obtain, by using a smart network routing protocol, message paths between nodes established by the shortest paths available, storing said message paths in path propagation tables (PPT). Each message of the wireless network is transmitted from the origin node to the destination node through the route established in the PPT.

[0017] The transceiver object of the present invention, to be used in a node of a wireless network, comprises:

- a transmitter comprising:
 - a communication interface, configured for receiving input data from an electronic device;
 - a control and modulation unit, with:
 - a digital processor, configured for receiving the input data from the communication interface and building data packages;
 - a FIFO memory, fed by a parallel output of the digital processor, configured for storing the data packages;
 - a parallel to serial converter configured for receiving the data packages and synchronously sending said data packages by a serial interface to a pulse generator module;
 - a radio frequency module incorporating:
 - the pulse generator module, configured for converting digital signal from the parallel to serial converter into analog signal;
 - a pulse amplifier for amplifying the analog signal;
 - filtering means for filtering the analog signal;
 - an antenna, connected to the filtering means;
 - a power module;
- a receiver comprising:
 - an antenna;
 - a radio frequency module with:
 - a low noise block LNB connected to the antenna and incorporating a low noise amplifier LNA and a wideband attenuator;
 - a bandpass filter for filtering the analog signal received from the LNB;
 - pulse detection means, configured for receiving the filtered signal from the bandpass filter and obtaining a peak-detected equivalent signal;
 - an analog to digital converter ADC for converting said equivalent signal into a digital signal;

- a synchronization module for performing the phase adjustment and correcting long term stability of a crystal clock, being equipped with:
 - the crystal clock;
 - a clock buffer connected to the crystal clock;
 - a variable delay circuit for controlling the delay for correct period sampling;
 - a demodulation and control module incorporating:
 - a microprocessor connected to the variable delay circuit and configured for controlling the delay for correct period sampling and for synchronization algorithm implementation;
 - a FIFO memory configured for storing the received data, and the data to be transmitted (the FIFO allows to separate the time domains between the PRP and the microprocessor speed);
 - a microprocessor configured for processing the received data and interfacing with higher communication layers;
 - a communication interface; The pulse detection means can be, for instance, a peak-hold detector or a matched filter pulse detector.

Brief description of the drawings

[0018] The accompanying drawings, which are included to provide a further understanding of the invention and are incorporated in and constitute a part of this specification, illustrate embodiments of the invention and together with the description serve to explain the principles of the invention. In the drawings:

- Figure 1 shows a possible architecture configuration of the transceiver (transmitter and receiver);
- Figure 2A shows an example of a transmitted UWB impulse, and Figure 2B shows a train of short pulse width radio signals;
- Figure 3 shows a possible architecture configuration of the transmitter of the invention;
- Figure 4 shows a possible architecture configuration of the receiver of the invention;
- Figure 5 shows a diagram of the localization and positioning method employed in the invention;
- Figure 6 shows a possible diagram of the system, with the three different node categories.
- Figure 7 shows an example of routing a message between different nodes of the system.

Description of a Preferred Embodiment

[0019] The transceiver is composed in two main sub-systems, as it is shown in **figure 1**, the transmitter 1 and the receiver 2 modules. Each module is divided into different blocks. The transmitter is divided into the communication interface 4 (with a major device, like a PC, PDA,

or any other electronic device), the control and modulation unit 5, the radio frequency block 7 and the radiation unit 8 (antenna), while the receiver is composed by the radiation unit 10 (antenna), the radio frequency block 11, the synchronization module 12, the demodulation and control module 13, and the communication interface 15.

[0020] The main objective of this invention is to provide a wireless data communication link, simultaneously with location and positioning of the different communication devices. It is an additional objective of this invention to provide a wireless secure and safe as well as non detectable wireless link. In order to achieve these conditions the proposed system does not employ any continuous signal or carrier, and the employed spectrum is spread for several Gigahertz.

[0021] The data from the major electronic device 18 (like a PDA, PC, or any other communication device) is transferred to the proposed system via a standard communication link 4 (could be a Ethernet, USB, PCI... interface), and get by the modulation and control unit 5. The modulation unit is able to handle this data, and build wireless data packages, with their correspondent MAC, network or application headers. Once the wireless package is built, and stored in a memory device, it is sent synchronously by a serial interface (if data is stored in a parallel way, it must be converted to serial), to a burst generation circuit, which could be implemented in different ways, filtered and/or upconverted to a higher frequency.

[0022] The transmitted signal is based in a train of short pulse width radio signals, following a fixed pulse repetition frequency (PRP), as it is shown in **figure 2B**. **Figure 2A** shows an example of a transmitted UWB impulse. The clock reference is set in the order of tens of MHz through a crystal reference oscillator, in order to keep the low power consumption in the whole system.

[0023] The transmitter, which architecture is shown in **figure 3**, is based on a modulation and control digital processor core 5, a UWB pulse generator module 24 which converts digital signals into analog ones, an analog amplifier/filtering stage (25, 26) and the antenna 8. The digital processor 20 chosen for this application should provide low current and low voltage (for instance, 3.3 Volts) operation conditions. This digital processor 20 has been set up to work with a parallel output which feeds a FIFO memory 21, used to store the data frames. Then, a parallel to serial converter 22 is implemented with a simple shift register, next, a pulse generator 24, and finally a pulse amplifier 25 and the antenna 8.

[0024] There are different alternatives for pulse generator modules, from the step recovery diode (SRD) circuit, to fast CMOS or BiCMOS SiGe low powered circuits. SRD pulse generators have well known behaviour and characterization for simulation tools, as well as easy integration into PCB breadboards without making use of a MMIC foundry.

[0025] The generated signal should be amplified and filtered. For the amplification, a pulse amplifier 25 can be used (a low power amplifier, for instance), providing wide

operational bandwidth, good matching in the frequency of interest and high gain, while for the filtering stage the impulse radio signal has been filtered between 3 and 5 GHz with a filter 26, for instance a microstrip filter or a ceramic filter..

[0026] Additionally, the transmitter integrates a power module 27 for feeding the different modules.

[0027] In order to keep the simplicity and low power requirements for the receiver 2, it is based on a simple non-coherent energy detection scheme, as it is shown in **figure 4**. The core of its design is based on pulse detection means 33, followed by a wideband (500 MHz) Analog-to-Digital converter (ADC) 34.

[0028] The front-end is made with a SiGe low noise block (LNB) 31, composed by a low noise amplifier (LNA) followed by a wideband attenuator in order to provide wider dynamic ranges. This analog stage is fed by a wideband antenna 10, matched in the 3 to 5 GHz frequency band. The output of the LNB 31 feeds a bandpass filter 32, and then is transferred to the pulse detection means 33 based for instance on Schottky diodes (Zero biased) in a voltage doubler configuration, feeding a few picoFarads capacitor. Nevertheless this peak-hold detector could be changed by a correlator or matched filter pulse detector, which has a higher performance and is more effective against noise and interferences. However, the power consumption and the price of the specific digital logic and analog parts to be implemented, make these alternatives non suitable for a real low cost device.

[0029] The peak-detected equivalent signal is also a wideband signal, but at baseband and with smaller bandwidth (the bandwidth depends on the capacitor value and the impedance load at the input of the ADC 34). Therefore, a broadband ADC 34 could be employed, relaxing the cost and power consumption requirements (high speed, large bandwidth ADCs are expensive in cost and power consumption). For this application it has been chosen, as an example for this particular embodiment, a 8 bits ADC, up to 100 MHz sampling frequency, 475 MHz analog bandwidth, and 90 mW of power consumption. The maximum sampling frequency is directly related to the maximum PRF (Pulse Repetition Frequency) supported by the receiver architecture.

[0030] The gain selection block can be done digitally, with direct control from the processing module, and gain values are selected through monitoring of the AD converters outputs. The synchronization block 12 is controlled by a baseband microprocessor 40, normally a DSP (Digital Signal Processor). The DSP is directly connected to the variable delay circuit 41, and controls the delay for correct period sampling.

[0031] The synchronization module 12 is one of the most important key blocks in the pulsed radio receiver architecture. Since pulses follow a fixed PRF, the main issue is to perform the phase adjustment and correct long term stability of a crystal clock 42, which is connected with a clock buffer 43. For phase adjustment two different alternatives have been covered, both based on delay line

topologies for fine (subnanosecond range) synchronization purposes. The first one is based on a 500ps step, 8 bit digitally programmable delay line, which is controlled by a microprocessor or a DSP which is continuously tracking the incoming sequence and performing the fine alignment between the received signal and the reference clock. This circuit matches the specifications required for the synchronization and sliding procedures for the sampling clock. The second one is based on a frequency divider and PLL (Phase-Locked Loop)-VCO system, able to delay signals up to 80-100 MHz, with time steps below 1 ns. The long-term stability is corrected with small re-synchronization periods within the data packet. The header of the data packet must have a "long" synchronization word, for initial phase alignment, and then small words for minor real time delay corrections, for long-term stability differences between transmitter and receiver crystals. All these processes are controlled and managed by the DSP, with the samples collected by the ADCs.

[0032] Localization will become an important factor in smart wireless networks, mainly because, most of the times, the positions of the nodes can not be determined in advance, or the nodes are moving.

[0033] The envisioned applications discard the employ of GPS for self-location (costs and feasibility), and leaves the question on a local positioning basis, what has led to investigate the relative positioning algorithms, in which range measurements between devices and its neighbours (not only the reference devices) are considered as a way of improving accuracy. In those systems, two types of devices coexist: blindfolded devices with unknown position that has to be estimated, and reference devices with a priori knowledge of their absolute (or local) location.

[0034] The most commonly used measurement techniques for the position estimation are: Angle Of Arrival (AOA), Received Signal Strength (RSS), and propagation-time based techniques which includes Time Of Arrival (TOA) and Time Difference Of Arrival (TDOA).

[0035] The requirement of directional antennas or antenna arrays to implement the AOA method invalids its application in a low-cost concept; whereas the propagation-loss resolution for RSS, far from being an easy task without the proper and precise models, most of the times delivers moderate position accuracy.

[0036] Time Based localization techniques rely on the accurate estimation of time difference. In TOA, one-way propagation time is measured, calculating the distance from this datum. The use of at least four base stations and geometric equations is required for a 3-D location. This technique requires precise time synchronization between all devices reference and blindfolded ones, which is totally impractical in our case. In TDOA, the time difference is computed from signals coming from different references, by statistical and processing (filters) means, in order to avoid noise and multipath corruptions, making use of the cross correlation maximum value. Synchronization between reference devices is required.

[0037] The present invention employs a different technique, allowing the replacement of the absolute synchronization requirement by a reasonable clock synchronization. The technique, known as roundtrip-time-of-flight (RTOF) or more commonly, two-way TOA, and shown in **figure 5**, consists of measuring the complete round-trip elapsed time in a pair-wise communication. A first reference device 50 sends a pulse localization packet 51, the blindfolded device 52 synchronizes to this pulse time reference, and reply with another pulse localization packet 53 to the first device 50, through a low latency specific module. Then, the first device 50 synchronizes to the incoming reply, and estimates the delay between the transmitted 51 and received 53 pulses. Finally, the distance is computed directly from the propagation speed and time delay, after having subtracted the known latency.

[0038] This procedure (repeated for, at least, another two reference devices 55-56) provides the 3D relative position of the blindfolded device 52. Absolute positions could be known if reference devices know their global coordinates.

[0039] In time-based wireless location techniques, the main sources of error come from multipath and Non-Line-Of-Sight (NLOS) propagation. Concerning multipath, if the temporal features (multipath components) are finer than $1/B$ where B is the bandwidth of the signal, they can not be resolved in the cross-correlation. Fortunately, the inherently fine temporal resolution of UWB permits to discern accurately the multipath components, making this technology optimal for high precision positioning applications. The present invention works with a signal bandwidth higher than 1 GHz, enabling location accuracies better than 1 ft. (if no other error exists).

[0040] NLOS error detection and correction has been widely covered for cellular systems, but its application to ad-hoc networks is not trivial: sometimes because there is no LOS path between blindfolded and any of the reference devices, the blindfolded devices are stationary, no cell layout maybe applied, etc.

[0041] This localization processes allow the implementation of smart wireless networking features. Once the network is set-up, the device discovery process starts with a beacon transmission, scheduled at certain periodicity, providing information related to the device's ID, capabilities, and metric value to the gateway. It may happen that a specific device received beacons from several nodes, in that case, it will choose the best one to join to, on a metric basis, providing, then, its capabilities.

[0042] As a result of the memory constraints, and the huge number of devices potentially forming the network, the routing tables are limited, and hence, they suffer from ageing. This means that routes are maintained as long as they are active, being labelled as "inactive" when are not used. This simplified version of the AODV (Ad-Hoc On-Demand Distance Vector) protocol performs route discovering when requested by sources, overwriting previous inactive entries.

[0043] The route discovery process implemented in the present invention employs a broadcast message from the demanding source, which is re-broadcasted to extend the range until the requested node is found. Next step includes the packet sending from the discovered node to the gateway (central node) in order for him to know how to reach it, establishing this way the route, while rerouting the packet from the demanding source. The difference between this methodology and the route request from classic AODV is based on the limitation of prefixed routing towards the gateway.

[0044] The current approach presents some advantage in terms of network activity when dealing with multicast and data aggregation. The tree structure provides some benefits when the multicast group belongs to the same branch and level, allowing single packet transportation until the previous level, which delivers it to the addressed nodes. In a reverse way, different packets created in the same branch and level are joined into a single one, delivered to the gateway, minimizing this way the traffic load.

[0045] The system is divided into three different node categories, as it is shown in **Figure 6**. There is one central monitoring node (CMN) 60 which interfaces with the final user of the network. This central monitoring node CMN 60 can be assigned dynamically and must change during the current operation of the system (it has not to be fixed since the set-up of the network). The second level is composed by the infrastructure nodes (IN) (61, 62, 63), able to interact directly with the central node and all the other system nodes, and locate all the other nodes. The third level comprises the system operative nodes (SON) (64, 65, 66), able to collect and transmit data to the infrastructure nodes (61, 62, 63) or directly to the central monitoring node 60. The position of the infrastructure nodes IN (61, 62, 63) must be known in advance in order to allow precise localization of the system nodes, and this can be done through pre-knowledge of their positions (before to the set-up and initialization of the nodes), which reduces the flexibility of the network, or through automatic absolute (not relative) location systems, like GPS.

[0046] The network initialization process starts with a beacon transmission from the CMN 60 to the IN (61, 62, 63). When the communication link is established the IN start a beacon transmission to know which nodes are under their coverage, and report their associated dynamic node table (ADNT) to the CMN 60.

[0047] The location procedure starts when the IN (61, 62, 63) know which nodes are under their coverage. Each IN estimates through ranging the distance between itself and each associated SON. The ranging process is performed by the estimation of the propagation delay between both nodes, and the propagation delay can be obtained by a call and reply message protocol 57 between IN and SON. Once the distance is obtained is written in the ADNT of the IN and sent to the CMN 60. When the CMN 60 collects all the ADNTs from the IN (61, 62, 63), it is able to process through triangulation the relative po-

sition of each individual SON (64, 65, 66), and through the knowledge of the absolute position of the IN (61, 62, 63), the absolute position of the SON (64, 65, 66).

[0048] Once the location of each node is known, the smart network routing protocols can be implemented, since all nodes positions are known, it is possible to set-up message paths between different nodes by the shortest paths available, providing fast and reliable communication among the system nodes. The path propagation tables (PPT) can be stored at each node in order to provide fast and efficient routing between the nodes.

[0049] Finally every message that must be transmitted between different nodes of the system is routed taking into account the propagation path between origin at node 74 and destination at node 713 though the intermediate nodes 76 and 79.

[0050] The main operative difference between IN and SON is placed in the location protocol, because both are identical from the communication protocol point of view. Moreover, it must have more relevance as communication node a SON rather an IN.

[0051] Every time a node is associated or disassociated to the network the ADNT must be updated by their associated INs.

[0052] Finally, in **Figure 7** it is shown an example of routing a message between different nodes of the system.

Claims

1. Method for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network, the wireless network comprising one central monitoring node CMN (60), a plurality of infrastructure nodes IN (61,62,63) whose position is known prior to a network initialization process, and a plurality of system operative nodes SON (64,65,66), each node being equipped with a transceiver, **characterized in that** the method comprises:

- the network initialization process, in which the SON and their estimated positions are obtained, comprising the following steps:

- starting a beacon transmission from the CMN (60) to the IN (61,62,63);
- starting each IN a beacon transmission to determine which SON are under their coverage, called associated SON;
- estimating each IN the distance between itself and each associated SON via a ranging process performed by calculating the propagation delay between both nodes;
- storing each IN the information relating the associated SON and the estimated distance to each associated SON in a associated dy-

- dynamic node table (ADNT);
 - reporting each IN their ADNT to the CMN (60);
 - calculating through triangulation the estimated absolute position of the SON (64,65,66); 5
- obtaining, by using a smart network routing protocol, message paths between nodes established by the shortest paths available, storing said message paths in path propagation tables (PPT); 10
 - transmitting each message of the wireless network from the origin node to the destination node through the route established in the PPT. 15
2. Method according to claim 1, **characterized in that** the propagation delay between the IN and each associated SON is obtained by a roundtrip-time-of-flight (RTOF) process (57), by measuring the complete round-trip elapsed time in a pair-wise communication between the IN and the SON. 20
3. Method according to any of the previous claims, **characterized in that** the path propagation tables (PPT) are stored at each node of the wireless network. 25
4. Method according to any of the previous claims, **characterized in that** the wireless communication between nodes is established via impulse radio. 30
5. System for both wireless communication and distance estimation between a plurality of devices in a wireless network, **characterized in that** comprises: 35
- a plurality of system operative nodes SON (64,65,66);
 - one central monitoring node CMN (60), configured for calculating through triangulation the estimated absolute position of the SON (64,65,66) and for interfacing the final user of the network, in order to show the network status, membership, and monitor and control the communication flow; 40
 - a plurality of infrastructure nodes IN (61,62,63), whose position is known prior to a network initialization process in which the SON and their estimated positions are obtained, each IN being configured, in the network initialization process, for: 45
- determining which SON are under its coverage, called associated SON;
 - estimating the distance between itself and each associated SON via a ranging process performed by calculating the propagation delay between both nodes; 50
- storing the information relating the associated SON and the estimated distance to each associated SON in a associated dynamic node table (ADNT);
 - reporting each IN their ADNT to the CMN (60); each node of the system being equipped with a transceiver;
- in that** the CMN (60) is also capable to obtain, by using a smart network routing protocol, message paths between nodes established by the shortest paths available, storing said message paths in path propagation tables (PPT); and **in that** each message of the wireless network is transmitted from the origin node to the destination node through the route established in the PPT.
6. System according to claim 5, **characterized in that** the propagation delay between the IN and each associated SON is obtained by a roundtrip-time-of-flight (RTOF) process (57), by measuring the complete round-trip elapsed time in a pair-wise communication between the IN and the SON.
7. System according to any of claims 5-6, **characterized in that** the path propagation tables (PPT) are stored at each node of the wireless network.
8. System according to any of claims 5-7, **characterized in that** the wireless communication between nodes is established via impulse radio.
9. A transceiver to be used in a node of a wireless network, **characterized in that** comprises:
- a transmitter (1) comprising:
 - a communication interface (4), configured for receiving input data from an electronic device (18);
 - a control and modulation unit (5), with:
 - a digital processor (20), configured for receiving the input data from the communication interface (4) and building data packages;
 - a FIFO memory (21), fed by a parallel output of the digital processor (20), configured for storing the data packages;
 - a parallel to serial converter (22) configured for receiving the data packages and synchronously sending said data packages by a serial interface to a pulse generator module (24);
 - a radio frequency module (7) incorporating:
 - the pulse generator module (24), configured for converting digital signal from the parallel to serial converter (22) into analog

- signal;
- a pulse amplifier (25) for amplifying the analog signal;
 - filtering means (26) for filtering the analog signal; 5
 - an antenna (8), connected to the filtering means (26);
 - a power module (27);
- a receiver (2) comprising: 10
- an antenna (10);
 - a radio frequency module (11) with:
 - a low noise block LNB (31) connected to the antenna (10) and incorporating a low noise amplifier LNA and a wideband attenuator; 15
 - a bandpass filter (32) for filtering the analog signal received from the LNB (31);
 - pulse detection means (33), configured for receiving the filtered signal from the bandpass filter (32) and obtaining a peak-detected equivalent signal; 20
 - an analog to digital converter ADC (34) for converting said equivalent signal into a digital signal; 25
 - a synchronization module (12) for performing the phase adjustment and correcting long term stability of a crystal clock (42), being equipped with: 30
 - the crystal clock (42);
 - a clock buffer (43) connected to the crystal clock (42);
 - a variable delay circuit (41) for controlling the delay for correct period sampling; 35
 - a demodulation and control module (13) incorporating:
 - a microprocessor (40) connected to the variable delay circuit (41) and configured for controlling the delay for correct period sampling and for synchronization algorithm implementation; 40
 - a FIFO memory (44) configured for storing the received data, and the data to be transmitted; 45
 - a microprocessor (45) configured for processing the received data and interfacing with higher communication layers;
 - a communication interface (15); 50
- 10. A transceiver according to claim 9, characterized in that the pulse detection means (33) is selected from one of the following:**
- a peak-hold detector; 55
 - a matched filter pulse detector.

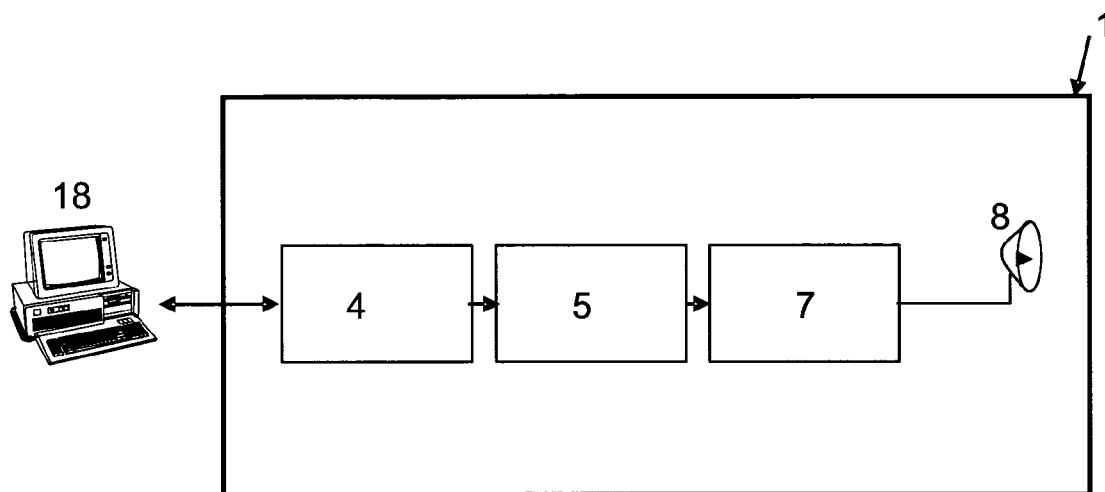
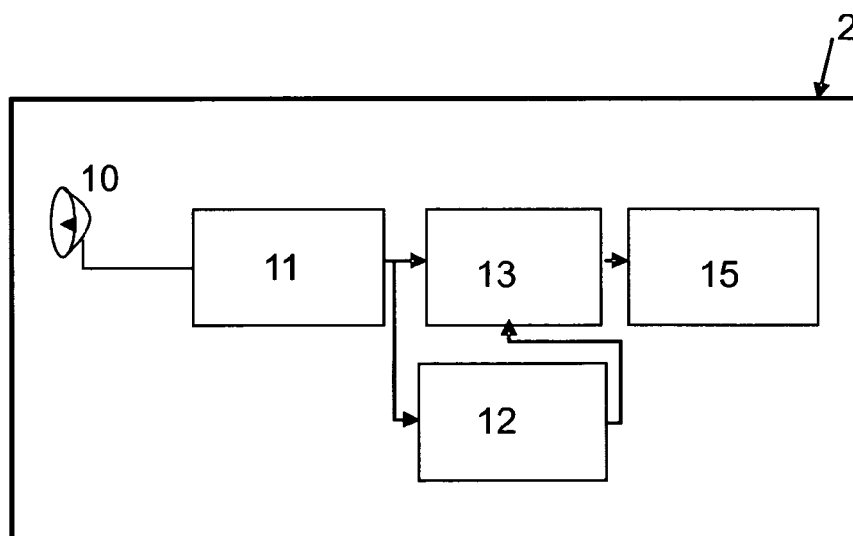


FIG. 1



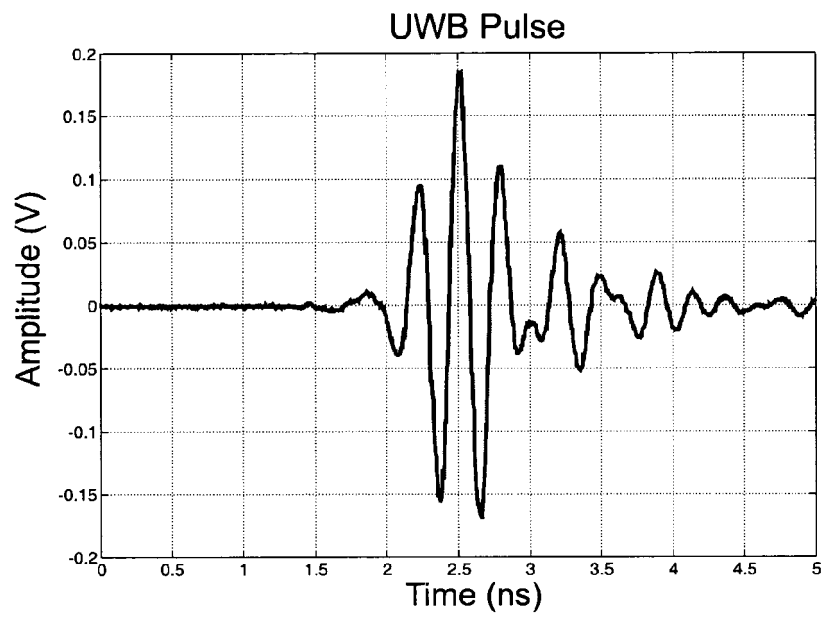


FIG. 2A

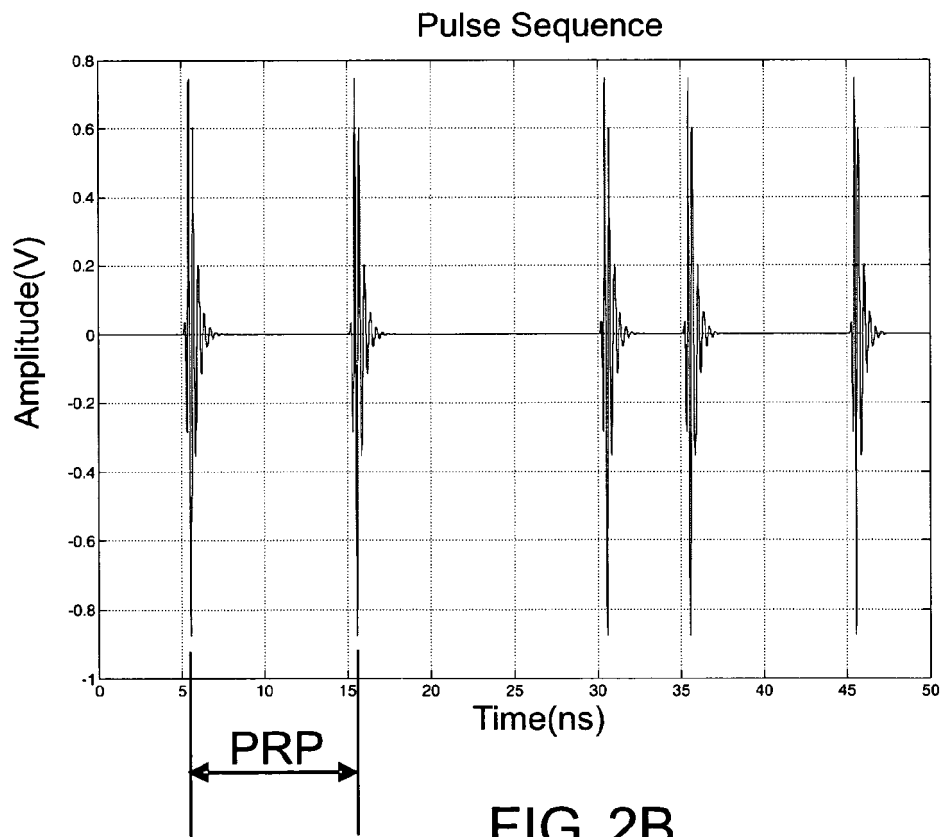


FIG. 2B

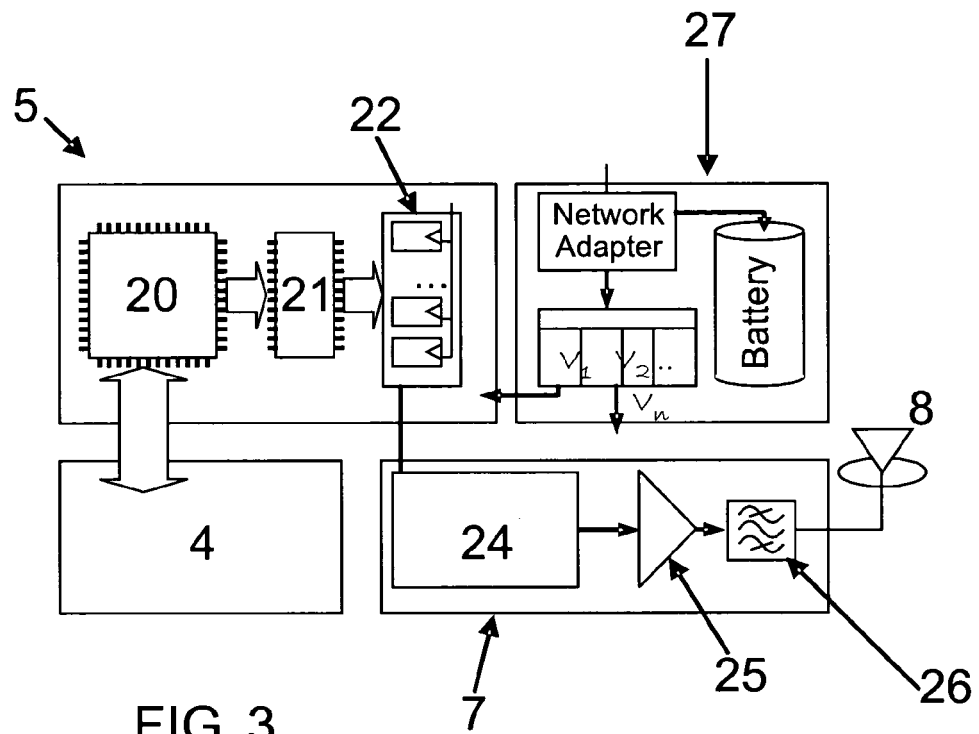


FIG. 3

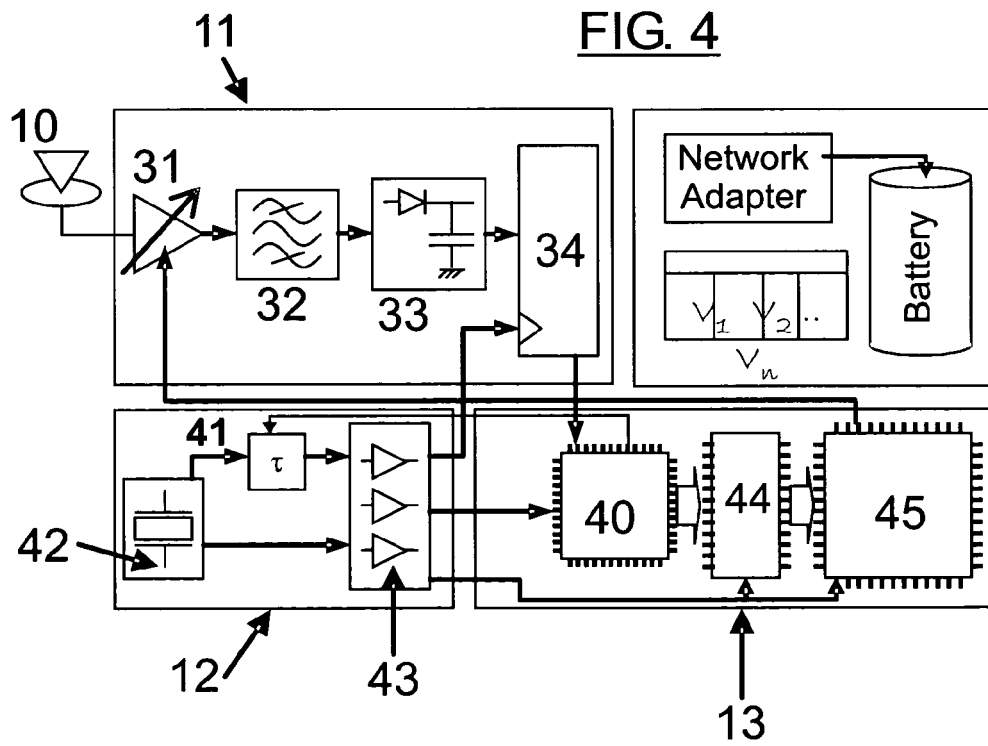


FIG. 4

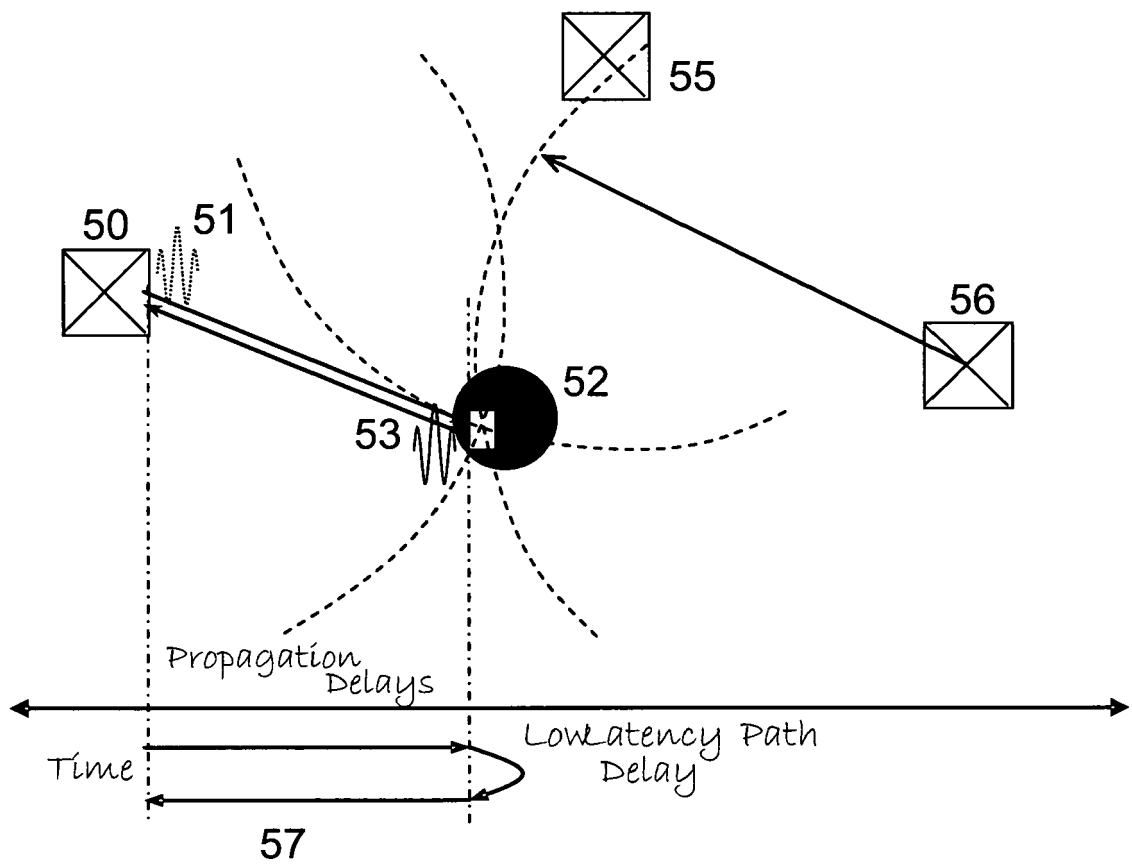


FIG. 5

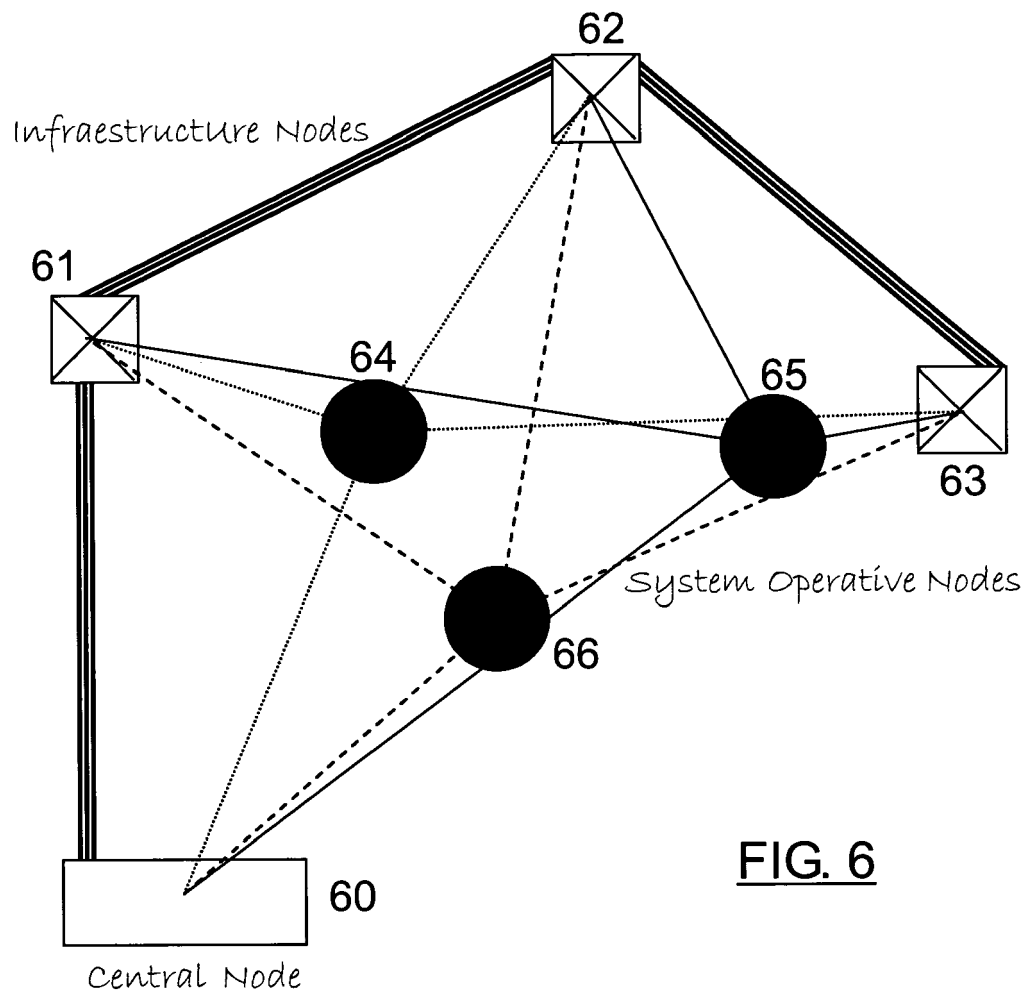


FIG. 6

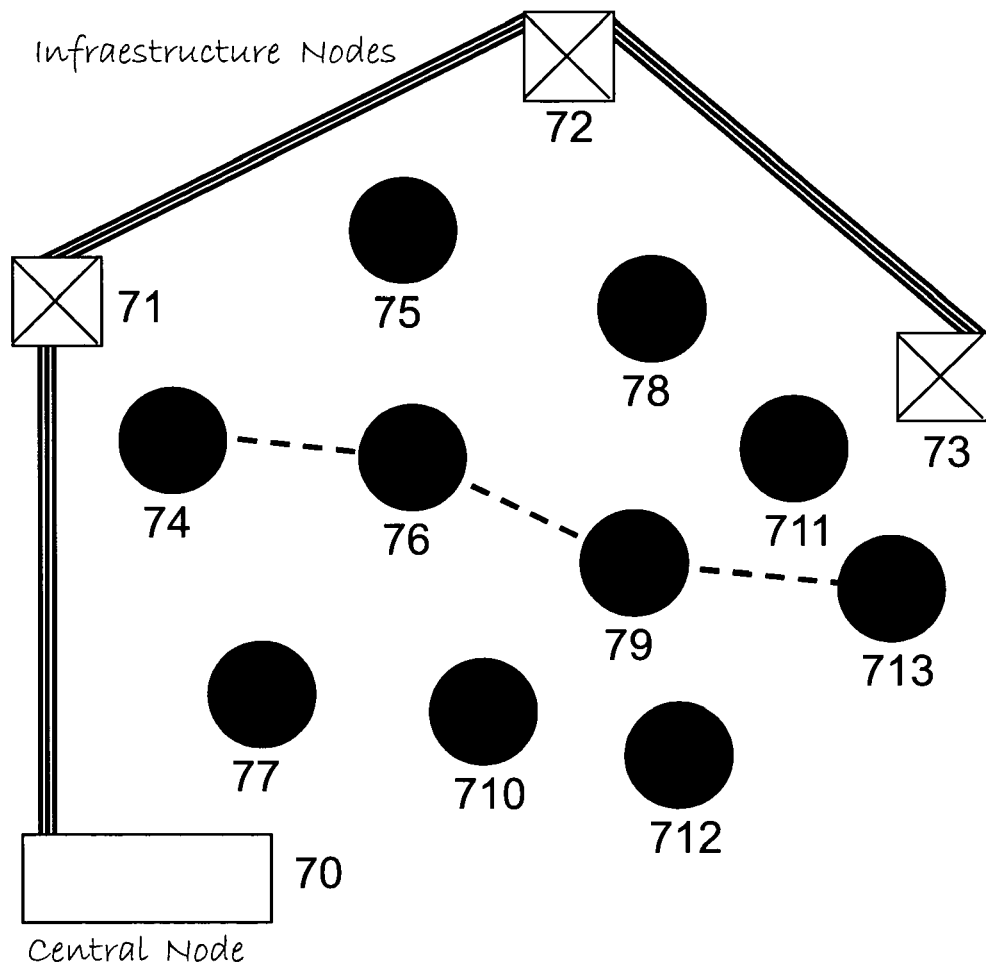


FIG. 7



European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 07 07 5834

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (IPC)
X	US 2005/018762 A1 (AIELLO ROBERTO [US] ET AL) 27 January 2005 (2005-01-27) * abstract * * paragraphs [0020] - [0029] * * paragraphs [0042] - [0093] * * figures 1-5 *	9,10	INV. G01S5/12 G01S5/06 H04L12/28 H04L12/56
A	US 2006/268908 A1 (WANG XUDONG [US] ET AL) 30 November 2006 (2006-11-30) * abstract * * figures 1-3,6-17 * * paragraphs [0018], [0019], [0040] - [0050], [0056] - [0061], [0089], [0094] - [0099] *	1,5	
A	US 2003/236866 A1 (LIGHT JOHN J [US]) 25 December 2003 (2003-12-25) * abstract * * figures 1-4 * * paragraphs [0011] - [0017]; claims 1,6 *	1,5	
A	WO 2004/023740 A (NOKIA CORP [FI]; NAGHIAN SIAMAK [FI]) 18 March 2004 (2004-03-18) * abstract * * page 5, lines 15-30 * * page 6, lines 1-18 * * pages 9-17 *	1,5	TECHNICAL FIELDS SEARCHED (IPC) G01S H04L H04B
A	US 2004/095920 A1 (LIPPMAN ANDREW BENJAMIN [US] ET AL) 20 May 2004 (2004-05-20) * abstract * * paragraphs [0013] - [0038] *	1,5	
D,A	US 7 046 716 B1 (MIAO GEORGE J [US]) 16 May 2006 (2006-05-16) * abstract * * figures 1-6,10,11 * * column 3, lines 54-65 *	1,5	
		-/--	
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search The Hague		Date of completion of the search 27 June 2008	Examiner Esbri, Oriol
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document		T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document	

4
EPO FORM 1503 03.82 (P04C01)



European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 07 07 5834

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT				
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (IPC)	
D,A	US 6 952 181 B2 (KARR CHARLES L [US] ET AL) 4 October 2005 (2005-10-04) * the whole document *	1,5		
D,A	US 6 351 652 B1 (FINN JAMES S [US] ET AL) 26 February 2002 (2002-02-26) * abstract * * column 2, lines 25-46 *	1,5		
D,A	US 7 020 224 B2 (KRIVOKAPIC IVAN [US]) 28 March 2006 (2006-03-28) * abstract * * column 1, lines 55-67 *	1,5		
A	EP 1 515 488 A (BROADCOM CORP [US]) 16 March 2005 (2005-03-16) * abstract * * paragraphs [0011] - [0014] * * figures 2,3 *	9		
A	US 2005/002473 A1 (KLOPER DAVID S [US] ET AL) 6 January 2005 (2005-01-06) * abstract * * figures 1-4,6,9,19,22 * * paragraphs [0012] - [0014], [0040] - [0055], [0071] - [0207] *	9		TECHNICAL FIELDS SEARCHED (IPC)
A	US 2003/210737 A1 (LINDER LLOYD F [US] ET AL) 13 November 2003 (2003-11-13) * abstract * * figures 1-3 * * paragraphs [0007] - [0009], [0014] - [0027] *	9		
The present search report has been drawn up for all claims				
Place of search The Hague		Date of completion of the search 27 June 2008	Examiner Esbri, Oriol	
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document		T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document		

4
EPO FORM 1503 03.82 (P04C01)



European Patent
Office

Application Number

EP 07 07 5834

CLAIMS INCURRING FEES

The present European patent application comprised at the time of filing more than ten claims.

- ☐ Only part of the claims have been paid within the prescribed time limit. The present European search report has been drawn up for the first ten claims and for those claims for which claims fees have been paid, namely claim(s):
- ☐ No claims fees have been paid within the prescribed time limit. The present European search report has been drawn up for the first ten claims.

LACK OF UNITY OF INVENTION

The Search Division considers that the present European patent application does not comply with the requirements of unity of invention and relates to several inventions or groups of inventions, namely:

see sheet B

- ☒ All further search fees have been paid within the fixed time limit. The present European search report has been drawn up for all claims.
- ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, the Search Division did not invite payment of any additional fee.
- ☐ Only part of the further search fees have been paid within the fixed time limit. The present European search report has been drawn up for those parts of the European patent application which relate to the inventions in respect of which search fees have been paid, namely claims:
- ☐ None of the further search fees have been paid within the fixed time limit. The present European search report has been drawn up for those parts of the European patent application which relate to the invention first mentioned in the claims, namely claims:
- ☐ The present supplementary European search report has been drawn up for those parts of the European patent application which relate to the invention first mentioned in the claims (Rule 164 (1) EPC).



European Patent
Office

LACK OF UNITY OF INVENTION
SHEET B

Application Number
EP 07 07 5834

The Search Division considers that the present European patent application does not comply with the requirements of unity of invention and relates to several inventions or groups of inventions, namely:

1. claims: 1-8

estimate the absolute position of the nodes of a network

2. claims: 9,10

transceiver

**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 07 07 5834

This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report.
The members are as contained in the European Patent Office EDP file on
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

27-06-2008

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2005018762 A1	27-01-2005	US 2005237966 A1 US 7088795 B1	27-10-2005 08-08-2006
US 2006268908 A1	30-11-2006	US 2007104215 A1	10-05-2007
US 2003236866 A1	25-12-2003	NONE	
WO 2004023740 A	18-03-2004	AU 2003263394 A1 BR 0314346 A CA 2497894 A1 CN 1689286 A EP 1547328 A1 JP 2005538592 T US 2006007863 A1	29-03-2004 26-07-2005 18-03-2004 26-10-2005 29-06-2005 15-12-2005 12-01-2006
US 2004095920 A1	20-05-2004	NONE	
US 7046716 B1	16-05-2006	NONE	
US 6952181 B2	04-10-2005	US 6236365 B1 US 2003222819 A1	22-05-2001 04-12-2003
US 6351652 B1	26-02-2002	AT 293853 T AU 3636701 A DE 60019634 D1 DE 60019634 T2 EP 1232572 A2 WO 0131929 A2	15-05-2005 08-05-2001 25-05-2005 16-03-2006 21-08-2002 03-05-2001
US 7020224 B2	28-03-2006	US 2005069062 A1 US 2005069059 A1 WO 2005034367 A2	31-03-2005 31-03-2005 14-04-2005
EP 1515488 A	16-03-2005	US 2005059364 A1	17-03-2005
US 2005002473 A1	06-01-2005	NONE	
US 2003210737 A1	13-11-2003	AU 2003237192 A1 WO 03098822 A1	02-12-2003 27-11-2003

EPO FORM P0459

For more details about this annex : see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82

REFERENCES CITED IN THE DESCRIPTION

This list of references cited by the applicant is for the reader's convenience only. It does not form part of the European patent document. Even though great care has been taken in compiling the references, errors or omissions cannot be excluded and the EPO disclaims all liability in this regard.

Patent documents cited in the description

- US 6952181 B [0003]
- US 6351652 B1 [0004]
- US 7020224 B1 [0005]
- US 6351652 B [0007]
- US 7046716 B [0007]