Contribución al diseño de un LPS ultrasónico de amplia cobertura empleando técnicas de codificación

José Manuel Villadangos Carrizo

Directores

Dr. Jesús Ureña Ureña

Dr. J. Jesús García Domínguez

Universidad de Alcalá

Escuela Politécnica Superior

Departamento de Electrónica

Tesis Doctoral **2012**

Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior
Departamento de Electrónica

Contribución al diseño de un LPS ultrasónico de amplia cobertura empleando técnicas de codificación

Autor: José Manuel Villadangos Carrizo

Directores: Dr. Jesús Ureña Ureña
Dr. J. Jesús García Domínguez

2012

Tesis Doctoral

Universidad de Alcalá

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
Escuela Politécnica Superior
28805 Alcalá de Henares (Madrid)
Teléfonos: 91 885 65 40 Fax: 91 885 65 91
eldep@depeca.uah.es

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ, PATRIMONIO DE LA HUMANIDAD

Dr. Jesús Ureña Ureña

Dr. Juan Jesús García Domínguez

INFORMAN: Que la Tesis Doctoral titulada "Contribución al diseño de un LPS ultrasónico de amplia cobertura empleando técnicas de codificación", presentada por D. José Manuel Villadangos Carrizo y realizada bajo nuestra dirección, dentro del campo de **Espacios Inteligentes**, reúne los méritos de calidad y originalidad para optar al Grado de Doctor.

Alcalá de Henares, a 21 de noviembre de 2012

Fdo.: Jesús Ureña Ureña

Fdo.: Juan Jesús García Domínguez

Universidad de Alcalá

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
Escuela Politécnica Superior
28805 Alcalá de Henares (Madrid)
Teléfonos: 91 885 65 40 Fax: 91 885 65 91
eldep@depeca.uah.es

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ, PATRIMONIO DE LA HUMANIDAD

Dr. Juan Jesús García Domínguez, Director del Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá,

INFORMA: Que la Tesis Doctoral titulada "Contribución al diseño de un LPS ultrasónico de amplia cobertura empleando técnicas de codificación", presentada por D. José Manuel Villadangos Carrizo y dirigida por el Dr. Jesús Ureña Ureña y el Dr. Juan Jesús García Domínguez, cumple con todos los requisitos científicos y metodológicos para ser defendida ante un tribunal.

Alcalá de Henares, a 22 de noviembre de 2012

Fdo.: Juan Jesús García Domínguez

Resumen

En esta tesis se presenta la contribución al diseño de un sistema de posicionamiento local ultrasónico (ULPS) de amplia cobertura que emplea técnicas de codificación. Entre los principales objetivos de la tesis se encuentra el diseño de una baliza ultrasónica, para ser ubicada en el techo de un espacio interior, a partir de la elección de un transductor comercial, que mejore su patrón de radiación con objeto de aumentar la zona de cobertura sobre el suelo. También el desarrollo de un sistema completo ULPS con codificación y detección de señal basadas en la técnica de Acceso Múltiple por División en el Código y Tiempo, que mejore la capacidad de detección de la señal ultrasónica emitida por las balizas, prescindiendo de un sincronismo externo entre el móvil a posicionar y las balizas.

Una característica importante en cualquier LPS es su cobertura. La elección del transductor óptimo no es tarea fácil, cuando además ha de cumplir una serie de características, como es en este caso un amplio ancho de banda, para poder utilizar técnicas de espectro ensanchado. A partir de la elección de un transductor comercial, se plantea un estudio de diseño de un reflector cónico con el objetivo de mejorar su lóbulo de radiación o patrón de emisión y obtener una mayor área de cobertura con cierta homogeneidad en el nivel de señal recibida con objeto de poder implementar un sistema de balizamiento con el menor número de balizas posibles.

Para comprobar el comportamiento del ULPS se realiza un análisis y simulación desde el punto de vista de detección de las señales emitidas por las balizas en la posición del móvil, teniendo en cuenta que se utilizan balizas ultrasónicas codificadas que emiten de forma continua y periódica, considerando los distintos efectos introducidos por el emisor, canal y receptor, y que puede estar sometido además, a diversos tipos de ruido. Se proponen diversas técnicas de detección, tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia, valorando sus características más sobresalientes. Además, se ha hecho un análisis de las interferencias MAI e ISI que aparecen en los sistemas multiacceso, las técnicas habituales empleadas en su mitigación, y se ha propuesto una nueva forma de emisión que mejora el comportamiento del sistema ante este tipo de interferencias.

Con objeto de comparar los resultados obtenidos en la simulación con datos reales, se ha realizado una propuesta de diseño e implementación de un ULPS real. De las medidas reales realizas en posiciones fijas del entorno y sobre un robot en movimiento se han validado dichos resultados tras verificarlos con los obtenidos en simulación.

Abstract

This thesis presents the contribution to the design of an Ultrasonic Local Positioning System (ULPS) for expanded coverage employing encoding techniques. One of the main objectives of the thesis is the design of an ultrasonic beacon to be placed on the ceiling of an indoor space, by means of a selected commercial transducer, in order to improve its radiation pattern to increase the area of coverage on the floor. Another objective is the development of a complete ULPS with encoding and detection signal based on Time Code Division Multiple Access, which improves the detection capability of the emitted ultrasonic signal by the beacons, without using an external synchronism between the mobile and the beacons.

An important feature in any LPS is its coverage. The choice of an optimal transducer is not an easy task, and more difficult when it has to meet special requirements, such as in this case a large bandwidth, in order to use spread spectrum techniques. Once a commercial transducer is selected, it is proposed the design of a conical reflector in order to improve its emission pattern and to have a larger coverage area. This permits to keep a certain consistency in the received signal level, so a lower number of beacons can be used for implementing the positioning system.

The behavior of the ULPS has been theoretically analyzed, and then, it has been simulated from the mobile standpoint (it has to detect the signals transmitted by the beacons), considering that ultrasonic beacons transmit continuously at regular intervals. For the study, several types of noise and different effects introduced by the transmitter, channel, and receiver have been taken into account. Several time and frequency domain techniques have been proposed, analyzing their more outstanding features. In addition, a MAI and ISI interference analysis has been carried out, including usual mitigation techniques. In order to improve the performance of the system against these interferences, a new emission technique has been proposed.

For comparing simulated results with real data, a real-ULPS has been developed based on the mentioned proposals. All the algorithms have been validated by means of measurements carried out in fixed environment positions and on a moving robot.

A mis hijos, Guillermo y Marina,

a mis hermanos,

a la memoria de mis padres.

Agradecimientos

En primer lugar quisiera mostrar mi agradecimiento a mis directores de tesis, por el gran apoyo que he tenido a lo largo de su desarrollo, tanto en lo profesional como en lo personal. A *Jesús Ureña*, por su dedicación y capacidad para resolver los problemas, que no han sido pocos. Siempre encuentra una solución a todos, incluso fuera del campo de su temática. A *Juan Jesús*, por haberse volcado tanto en el último año de su finalización. Su perfeccionismo, crítica constructiva y capacidad de trabajo son admirables. No olvidaré tu gran esfuerzo.

A *Manuel Mazo*, por haberme brindado la oportunidad de realizar este trabajo y por la confianza depositada siempre en mi. La idea surgió de él, y ha sido más que un director en su desarrollo. Gracias por tu esfuerzo y dedicación, pues han sido valiosísimos. También en lo personal, jamás lo olvidaré.

Quisiera también dar las gracias a unas cuantas personas, compañeros de trabajo en el Departamento, y otras que en este momento no están, que han colaborado con su trabajo en mayor o menor medida en el desarrollo de la tesis. En especial a *Isaac Gude* y *Daniel de Diego*, por su ayuda y colaboración en el desarrollo de las pruebas experimentales. A *Álvaro*, *María del Carmen* y *Daniel Ruiz*, por todos esos datos que he precisado de vuestros trabajos y por vuestras sugerencias.

A mi familia, mis hermanos y sobrinos, por el apoyo recibido a pesar de la lejanía, sobre todo desde hace unos años, pues mi situación personal no ha sido nada fácil.

También quisiera mostrar mi gratitud hacia unas cuantas personas que han sido tanto o más que mi familia en estos últimos años, y que sin ninguna duda han contribuido a que esta tesis vea la luz. A *Chema* y *Chari*, *Felipe* y *Delia*, *Luciano* y *Chelo, Manolo* e *Irene*, *Jose* y *Olga*, *Carlos* y *Ángeles*, *Enrique* y *Carmen*, *Jesús* y *Dori*, y *Ascariz*. Gracias por haberos tenido tan cerca, por vuestro apoyo y paciencia.

No puedo olvidarme de *Julio Pastor*, mi amigo y gran compañero de trabajo. Siempre has encontrado un hueco cuando te he necesitado. Gracias por todo tu apoyo.

Y por último, a *Vely*, *María José* y *Deli*, por vuestras reflexiones y ánimos. Y a mi amiga *María del Mar*, por su apoyo incondicional y sus ánimos que han sido de gran ayuda en los últimos meses del trabajo, y hasta el último momento, a pesar de sus dificultades.

Índice General

1. Introducción 1
1.1. Antecedentes 1
1.2. Sistemas de Posicionamiento Local 2
1.2.1. Posicionamiento relativo 5
1.2.2. Posicionamiento absoluto 5
1.3. Técnicas empleadas en localización 6
1.4. Posicionamiento con balizas ultrasónicas 8
1.5. Exactitud y precisión en la estimación de la posición 9
1.6. Contexto de desarrollo de la Tesis 10
1.7. Objetivos de la tesis 11
1.7.1. Diseño de un sistema descentralizado y asíncrono 12
1.7.2. Incremento de la exactitud de las medidas 12
1.7.3. Emisión simultánea de las balizas 13
1.8. Estructura de la tesis 14

2. Estado del Arte 17
2.1. Introducción 17
2.2. Primeros desarrollos de sistemas de localización indoor 18
2.3. Nuevas tendencias en sistemas de localización por radio 21
2.4. Sistemas de posicionamiento que emplean ultrasonidos 22
2.4.1. LPSs ultrasónicos que no emplean codificación 22
2.4.2. LPSs ultrasónicos que emplean codificación 31
2.5. Conclusiones 38

3. Estructura del LPS Ultrasónico y Técnicas de Codificación 41
3.1. Introducción 41
3.2. El sistema de balizamiento 42
3.3. El canal 45
3.4. El receptor 47

3.5. Introducción a las técnicas de acceso múltiple en los sistemas de comunicación y sensoriales....50
3.6. Principios básicos de la técnica CDMA....52
3.7. Secuencias código en DS-CDMA....54
3.7.1. Secuencias pseudoaleatorias....55
3.7.2. Modulación de la señal ultrasónica....57
3.7.3. Efecto de la elección del símbolo en la modulación....59
3.7.4. Efecto de superposición de las secuencias....61
3.8. Conclusiones....63

4. Diseño de una Baliza Ultrasónica de Amplia Cobertura....65
4.1. Introducción....65
4.2. Criterios de selección del transductor ultrasónico....66
4.2.1. Transductor PVDF....66
4.3. Propuesta de un reflector cónico....68
4.3.1. Elección del ángulo de apertura (β) del reflector cónico....71
4.3.2. Cálculo de las dimensiones físicas del reflector cónico....73
4.4. Análisis de pérdidas para una baliza de amplia área de cobertura....77
4.4.1. Pérdidas por absorción....77
4.4.2. Pérdidas por divergencia....80
4.5. Análisis de las reflexiones en el interior del reflector cónico....85
4.5.1. Efectos de pérdida como consecuencia de las reflexiones en el interior del reflector cónico....87
4.5.2. Efecto de pérdida debido al "multicamino" para el caso de señales codificadas....89
4.6. Conclusiones....93

5. Detección de las Emisiones Codificadas....95
5.1. Introducción....95
5.2. Proceso de señal del sistema LPS: Señal emitida....96
5.2.1. Modulación de la señal ultrasónica....96
5.2.2. Modelo del transductor de ultrasonidos....100
5.3. Detección de las secuencias asignadas a cada baliza mediante correlación....102
5.3.1. Reducción del ruido causado por las interferencias MAI e ISI....105
5.3.2. Algoritmos para reducir la interferencia MAI e ISI....106
5.4. Detección de las secuencias asignadas a cada baliza mediante la correlación cruzada generalizada....114
5.4.1. La correlación cruzada generalizada....114
5.4.2. La correlación cruzada generalizada con filtro PHAT....117
5.4.3. Estimación del instante de llegada de las señales procedentes de las balizas al aplicar la GCC....119

5.5. Resultados del uso de la GCC frente la correlación estándar 123
5.5.1. Simulación del proceso de detección para el caso de dos balizas con emisión simultánea 123
5.5.2. Resultados reales para el caso de dos balizas con emisión simultánea 126
5.5.3. Algoritmo para la detección de picos 129
5.5.4. Búfer de almacenamiento temporal en el caso de una emisión periódica de las balizas 132
5.6. Propuesta de emisión para reducir el efecto MAI en un sistema LPS con restricciones geométricas. 135
5.7. GCC-PHAT con factor de ponderación 140
5.8. Efecto multitrayecto 142
5.9. Conclusiones 148

6. Resultados Simulados y Experimentales 149
6.1. Introducción 149
6.2. Estructura global del sistema LPS 151
6.3. Elección del transductor para las balizas 152
6.4. Parámetros para la simulación del LPS propuesto 154
6.4.1. Errores en la sincronización de las emisiones 154
6.4.2. Instante de emisión de la señal acústica respecto al de excitación 155
6.4.3. Respuesta del transductor 155
6.4.4. Efecto de la temperatura 158
6.4.5. Pérdidas por absorción 159
6.4.6. Atenuación por divergencia esférica 159
6.4.7. Ruido ambiente 159
6.4.8. Efecto Multicamino 159
6.4.9. Caracterización de las emisiones 161
6.5. Resultados de las pruebas de simulación 163
6.5.1. Resultados de simulación en un punto cercano con secuencias *Kasami* de 1023 bits.. 165
6.5.2. Resultados de simulación en un punto lejano con secuencias *Kasami* de 1023 bits 171
6.5.3. Resultados de simulación con secuencias *Kasami* de 255 bits 177
6.5.4. Influencia en la GCC-PHAT del factor de ponderación β 178
6.5.5. Ajuste dinámico del factor β de ponderación en la GCC-PHAT 182
6.5.6. Simulación de una trayectoria circular sobre el plano z=0 187
6.6. Diseño de un LPS real para las pruebas experimentales 193
6.6.1. Módulo de excitación de las balizas 193
6.6.2. Transductor de la etapa de recepción 194
6.6.3. Módulo receptor 195
6.7. Resultados experimentales 196
6.8. Conclusiones 206

7. Conclusiones y Trabajos Futuros 209
7.1. Conclusiones 209
7.1.1. Estructura general del LPS ultrasónico 210
7.1.2. Diseño de una baliza ultrasónica de amplia cobertura 211
7.1.3. Detección de las señales codificadas 212
7.1.4. Implementación de un LPS y pruebas reales 212
7.2. Trabajos futuros 213
7.3. Publicaciones derivadas de esta tesis 214

A. Secuencias Pseudoaleatorias 217
A.1. Introducción 217
A.2. Secuencias M 218
A.3. Secuencias Gold 220
A.4. Secuencias Kasami 225

B. Cálculo de la Posición Absoluta 229
B.1. Estimación de la posición 229

Referencias 233

Índice de Figuras

1. Introducción

Figura 1.1. Clasificación de los sistemas de posicionamiento en interiores. 3

2. Estado del Arte

Figura 2.1. Elementos del Active Badge System [Want et al., 1992]. 19
Figura 2.2. a) LPS basado en un Láser de barrido; b) Escáner. 19
Figura 2.3. Sistema de posicionamiento basado en sensores electromagnéticos (Motion Tracking). 19
Figura 2.4. Principio de localización hiperbólico por radiofrecuencia (LORAN): una estación base maestra (Master) y dos estaciones secundarias (Slave 1 y Slave 2) emiten una señal de RF; un receptor (Móvil) en una posición desconocida mide los TDOAs y calcula su posición por la intersección de las hipérbolas. 20
Figura 2.5. Sistema de posicionamiento basado en UWB (*Precision Asset Geolocation*) [Fontana et al., 2002]. 21
Figura 2.6. Sistema de posicionamiento basado en GPS y señal de TV. 22
Figura 2.7. El sistema de posicionamiento Active Bat System [Ward et al., 1997]. 24
Figura 2.8. Sistema de posicionamiento propuesto por [Randell et al., 2001] y unidad receptora. 25
Figura 2.9. Sistema de posicionamiento propuesto por [Navarro et al., 1999]. 26
Figura 2.10. Sistema de posicionamiento propuesto por [Yong-gie et al., 2002]. 26
Figura 2.11. Sistema de posicionamiento basado en infrarrojos y ultrasonidos [Ghidary et al., 1999]. 27
Figura 2.12. a) Estimación de la posición de un dispositivo móvil (MD) por medio de las distancias a tres estaciones base localizadas cerca del techo, y b) utilizando una única estación base por medio de las distancias obtenidas de las reflexiones de la señal con las paredes[Esko et al., 2004]. 27
Figura 2.13. Secuencia de emisión de cada baliza del sistema de posicionamiento por ultrasonidos y RF propuesto en [Bjerknes et al., 2007] 28
Figura 2.14. Arquitectura del sistema de posicionamiento por ultrasonidos y RF propuesto en [Sánchez et al., 2011]. 28
Figura 2.15. Sistema de posicionamiento basado en sensores acústicos y WLAN [Mandal et al., 2005]. 29
Figura 2.16. Sistema de posicionamiento basado en ultrasonidos sin sincronismo por RF[McCarthy et al., 2003]. 30
Figura 2.17. Sistema de posicionamiento LOSNUS [Schweinzer et al., 2010]. 30
Figura 2.18. Sistema comercial de posicionamiento ultrasónico desarrollado por la firma Hexamite: a)

Nodos controladores, b) Interconexión de las balizas. 31
Figura 2.19. Función de correlación de la señal capturada con la secuencia PRN de una baliza a 6m [Girod et al., 2001]. 32
Figura 2.20. Aspecto de las balizas (receptores) sobre el techo, del sistema propuesto en [Hazas et al., 2002]. 34
Figura 2.21. Sistema de posicionamiento 3D-LOCUS basado en señales audibles desarrollado por el IA-CSIC [Prieto et al. 2007]. 35
Figura 2.22. Sistema de posicionamiento relativo basado en señales audibles desarrollado por [De Marziani et. al 2005]. 36
Figura 2.23. Aspecto parcial de una señal ultrasónica comprimida mediante una secuencia Gold-chirp [Lu, 2009]. 36
Figura 2.24. Sistema de posicionamiento basado en ultrasonidos empleando la técnica DS-CDMA[Suzuki et al., 2012]. 37
Figura 2.25. Método de correlación SPCM (Stored Partial Correlation Method) implementado en una FPGA en el sistema LPS ultrasónico [Suzuki et al., 2012]. 37
Figura 2.26. a) Uso de la técnica multiacceso FHSS con señales ultrasónicas en la medida de distancias, b) Correlación entre la señal emitida de una baliza y la señal recibida [Saad et al., 2011]. 38
Figura 2.27. Algoritmo de estimación de la posición a partir del ángulo de llegada AOA) y la medida del tiempo de vuelo (TOA) en un sistema LPS ultrasónico que utiliza la técnica multiacceso FHSS [Saad et al., 2012]. 38

3. Estructura del LPS Ultrasónico y Técnicas de Codificación

Figura 3.1. Diagrama de bloques general de un sistema de posicionamiento (LPS) 42
Figura 3.2. Sistema de posicionamiento local absoluto basado en balizas 43
Figura 3.3. Diagrama de bloques de una Baliza ultrasónica. 43
Figura 3.4. Emisión periódica de las balizas (Transductores ideales) 44
Figura 3.5. Diferentes efectos sobre la señal ultrasónica en el canal. 45
Figura 3.6. Efecto multicamino. 46
Figura 3.7. Diagrama general del hardware del receptor. 47
Figura 3.8. Diagrama de bloques del sistema de procesamiento que permite estimar los TDOAs 47
Figura 3.9. Posicionamiento 2D. a) Trilateración circular b) Trilateración hiperbólica. 48
Figura 3.10. Ejemplo de sistema de posicionamiento en 2D. 48
Figura 3.11. Ejemplo de sistema de posicionamiento en 2D: Emisión periódica y simultánea de las balizas.49
Figura 3.12. Detección del instante de llegada de las secuencias y extracción de los TDOAs. 49
Figura 3.13. Ciclo de portadora de frecuencia fc (frecuencia central del transductor). 53
Figura 3.14. Evolución temporal de una señal DS/CDMA. 54
Figura 3.15. a) Autocorrelación y b) correlación cruzada entre dos secuencias *Kasami* de 255 bits. 57
Figura 3.16. a) Ciclo de portadora de 50 kHz. b) Muestras en un ciclo de portadora ($M=F_s/F_c$). 58
Figura 3.17. a) Portadora de 50 kHz modulada en BPSK por la secuencia *Kasami* de 255 bits (m=1, M=10). b) vista ampliada del proceso de modulación de las primeras muestras. 58
Figura 3.18. Señal periódica y continua emitida por la Baliza *j*. 59
Figura 3.19. Autocorrelación de la señal modulada (L=255, M=10) para distintos valores de m: a) m=1, b) m=2. 60

Figura 3.20. Autocorrelación de la señal modulada (L=255, M=10) para distintos valores de m: a) m=3, b) m=4. 60
Figura 3.21. Efecto de variación del número de ciclos m de la portadora, sobre la señal periódica modulada (T_{seq} = 20ms) por una secuencia *Kasami* de 255 bits (M=10). 61
Figura 3.22. Espectro de la señal modulada (F_c=50kHz, T_s=2µs, M=10) para distintos valores de m. a) m=1, b) m=2, c) m=3, d) m=4. 61
Figura 3.23. Situación de las balizas. 62
Figura 3.24. Señal recibida en un punto prácticamente equidistante a 2 balizas codificadas a partir de secuencias *Kasami* de 255 bits. 63
Figura 3.25. Correlación de la señal recibida con la secuencia 1 (rojo) y secuencia 2 (negro). 63

4. Diseño de una Baliza Ultrasónica de Amplia Cobertura

Figura 4.1. Patrón de directividad horizontal y vertical del transductor PVDF (*MSI* corporation). 67
Figura 4.2. Disposición del transductor en el interior del reflector cónico, b) patrón vertical de directividad. 69
Figura 4.3. Baliza con el transductor como origen de coordenadas situado a una altura (y=h) del plano donde se sitúa el receptor y su radio de cobertura (R). 69
Figura 4.4. Imagen del transductor en el plano x-y como consecuencia de la teoría de espejos al considerar al reflector como una superficie especular. 70
Figura 4.5. Variables objeto de análisis en el estudio de las dimensiones del reflector cónico 71
Figura 4.6. Análisis del efecto de doble reflexión en el interior del reflector al considerar a) $\beta>\alpha$ y b) $\beta<\alpha$ 71
Figura 4.7. Transformación del transductor tras considerar el reflector cónico como un espejo. 72
Figura 4.8. Resultado final de la transformación para el análisis, después de eliminar la zona de superposición 72
Figura 4.9. Análisis del reflector cónico para la determinación de las dimensiones físicas del reflector para garantizar un radio de cobertura R, considerando que se sitúa a una altura h del suelo. 74
Figura 4.10. Análisis de la reflexión en el interior del reflector cónico para la determinación de las dimensiones físicas del reflector. 75
Figura 4.11. Dimensiones del reflector cónico. 75
Figura 4.12. Representación gráfica que relaciona el diámetro del cono del reflector con la altura h y el radio de cobertura R deseado. 76
Figura 4.13. Dimensiones del reflector cónico para una altura h=3m y un radio de cobertura R=4m. 76
Figura 4.14. Aspecto del prototipo de baliza ultrasónica. 77
Figura 4.15. Representación gráfica para evaluar el efecto de la pérdida por absorción. 79
Figura 4.16. Atenuación con el ángulo de incidencia al considerar el efecto de la pérdida por absorción. 79
Figura 4.17. a) Modelo de patrón vertical de emisión del transductor obtenido a partir de la función de *Bessel* de primer orden; b) Patrón vertical de emisión del transductor US40KT proporcionado por el fabricante. 80
Figura 4.18. Atenuación debida al patrón de emisión, respecto a la vertical del transductor y en función del ángulo de incidencia δ. 81
Figura 4.19. Efecto de la divergencia esférica para un emisor puntual 82
Figura 4.20. Análisis de la divergencia esférica considerando la baliza situada a una altura h del suelo. 83
Figura 4.21. Atenuación debida a la divergencia esférica, respecto a la vertical del transductor y en

función del ángulo de incidencia δ. 84
Figura 4.22. Atenuación debida a la divergencia esférica, respecto a la vertical del transductor y en función del ángulo de incidencia δ. 84
Figura 4.23. Tipos de Reflexión en el interior del reflector cónico (análisis lado derecho). 85
Figura 4.24. Áreas de influencia sobre la superficie del suelo de las reflexiones en el interior del reflector cónico. 86
Figura 4.25. Representación gráfica para la determinación de las áreas de influencia sobre la superficie del suelo de las reflexiones en el interior del reflector cónico. 86
Figura 4.26. Efectos de pérdida del sensor PVDF relativizados a la vertical del suelo (función de la distancia r), al considerar las reflexiones en el interior del reflector cónico. 88
Figura 4.27. Resultado de la suma de los efectos de pérdida del sensor PVDF relativizados a la vertical del suelo (función de la distancia *r*) en las distintas zonas de superposición al considerar las reflexiones en el interior del reflector cónico. 88
Figura 4.28. Resultado de la detección al correlar la secuencia PN con la señal recibida a una distancia de 1 metro de la vertical, obtenida de la propagación de los tres trayectos con sus efectos de pérdida por absorción y divergencia. 90
Figura 4.29. Resultado de la detección al correlar la secuencia PN con la señal recibida a una distancia de 0,4m de la vertical, obtenida de la propagación de los tres trayectos con sus efectos de pérdida por absorción y divergencia 91
Figura 4.30. Resultado final en simulación, de los efectos de pérdida de la baliza respecto a la vertical del suelo, obtenidos a partir de la función de correlación. 91
Figura 4.31. Diferencia en muestras entre la reflexión primaria y secundaria en la zona 1, en función de la distancia a la vertical (*r*). El efecto ISI se manifiesta para valores inferiores a 10 muestras. (T_s=2µs). 92
Figura 4.32. Diferencia en muestras entre la reflexión primaria y la emisión directa en la zona 2, en función de la distancia a la vertical (*r*). El efecto ISI se manifiesta para valores inferiores a 10 muestras. (T_s=2µs). 92
Figura 4.33. Resultado experimental de los efectos de pérdida de la baliza respecto a la vertical del suelo (función de la distancia *r*), obtenidos a partir de la función de correlación. 93

5. Detección de las Emisiones Codificadas

Figura 5.1. Ciclo de portadora de frecuencia f_c (frecuencia central del transductor). 97
Figura 5.2. Símbolo de modulación de duración mT_c. 97
Figura 5.3. a) Portadora de 40 kHz modulada en BPSK por la secuencia *Kasami* de 255 bits (*m*=1); b) Primeros 200 µs de la secuencia. 98
Figura 5.4. a) Ciclo de portadora f_c, b) Ciclo de portadora discreta (f_s=Mf_c). 99
Figura 5.5. a) Señal modulada en tiempo continuo (f_c=40 kHz, *L*=255 bits, *m*=1), b) Primeras muestras de la señal modulada en tiempo discreto (f_s=400 kHz, *M*=10, *L*=255 bits, *m*=1). 99
Figura 5.6. Señal periódica (T_{seq}) y continua emitida por la Baliza *j*, para una longitud de secuencia *L*, con *M* muestras de la portadora (f_c) y *m* ciclos por símbolo. 100
Figura 5.7. Respuesta en frecuencia del transductor US40KT: a) dada por el fabricante y b) determinada experimentalmente 100
Figura 5.8. Modelo del transductor con respuesta impulsiva $h_t[n]$. 101

Figura 5.9. a) Respuesta en frecuencia del transductor obtenida del modelo de filtro (FIR de orden 256) que mejor aproxima su comportamiento real; b) Respuesta al impulso del filtro. 101
Figura 5.10. a) Portadora modulada en BPSK por una secuencia *Kasami* de 255 bits; b) Señal real transmitida por la baliza después de pasar por el filtro que modela la respuesta en frecuencia del transductor. 102
Figura 5.11. Modelo de transmisión del sistema de balizamiento. 103
Figura 5.12. Detección de las balizas aplicando la correlación entre la señal recibida *y[n]* y las secuencias S_j, sobre la emisión simultánea de 5 balizas codificadas con secuencias *Kasami* de 255 bits (m=1). 107
Figura 5.13. Estructura del proceso de implementación del algoritmo PIC de cancelación de interferencia MAI para dos estados o iteraciones. 109
Figura 5.14. Reducción de la interferencia MAI de los resultados obtenidos en la Figura 5.12 aplicando el algoritmo de cancelación PIC sobre la emisión simultánea de 5 balizas codificadas con secuencias *Kasami* de 255 bits (m=1) tras una iteración (q=1). 109
Figura 5.15. Estructura del proceso de implementación del algoritmo SIC de cancelación de interferencia MAI para un sistema de balizamiento formado por N balizas. 110
Figura 5.16. Proceso de implementación del algoritmo SIC de cancelación de interferencia MAI. 111
Figura 5.17. Salida del bloque de correladores antes de aplicar el algoritmo SIC, para un sistema de balizamiento formado por N=5 balizas. Se observa una potencia muy superior de la señal procedente de la baliza 1. 112
Figura 5.18. Salida del algoritmo SIC (primera iteración) después de eliminar la señal procedente de la baliza 1. Se muestra en rojo el resto de la señal de la baliza 1después de aplicar de nuevo la correlación. 112
Figura 5.19. Salida del algoritmo SIC (segunda iteración) después de eliminar la señal procedente de la baliza 3. Se muestra en negro el resto de la señal de la baliza 3después de aplicar de nuevo la correlación. 113
Figura 5.20. Salida del algoritmo SIC (tercera iteración) después de eliminar la señal procedente de la baliza 2. Se muestra en verde el resto de la señal de la baliza 2 después de aplicar de nuevo la correlación. 113
Figura 5.21. Salida del algoritmo SIC (cuarta iteración) después de eliminar la señal procedente de la baliza 4. Se muestra en magenta el resto de la señal de la baliza 4 después de aplicar de nuevo la correlación. 114
Figura 5.22. Esquema del proceso de estimación del retardo entre dos señales procedentes de la misma fuente con retardos diferentes, a partir de la correlación cruzada generalizada (GCC). 116
Figura 5.23. Esquema del proceso de estimación del instante de llegada de una secuencia asignada a una baliza j a partir del método de correlación cruzada generalizada. 120
Figura 5.24. Ubicación de las balizas y receptor para el análisis del proceso de detección. 124
Figura 5.25. Detección de las balizas en ausencia de ruido aplicando el método de: a) correlación cruzada (CC) y b) de correlación cruzada generalizada (GCC) con filtro PHAT. Se han utilizado secuencias *Kasami* de 255 bits (m=1). 124
Figura 5.26. Detección de las balizas con relación señal-ruido de 0 *dB* aplicando el método de: a) correlación cruzada (CC) y b) de correlación cruzada generalizada (GCC) con filtro PHAT. Se han utilizado secuencias *Kasami* de 255 bits (m=1). 125
Figura 5.27. Detección de las balizas (señales ideales) utilizando secuencias *Kasami* de 255 bits, con un símbolo de modulación formado por cuatro ciclos de portadora (m=4): a) Aplicando la correlación

cruzada (CC); b) Aplicando la correlación cruzada generalizada (GCC) con filtro PHAT. 125
Figura 5.28. Diagrama de bloques del sistema experimental empleado para el análisis del comportamiento de la GCC con filtro PHAT en el proceso de detección de dos balizas. 126
Figura 5.29. Características del transductor 328ST160. a) Respuesta de fase e impedancia con la frecuencia, b) Nivel de presión sonora (SPL) con la frecuencia. 127
Figura 5.30. Detección de las secuencias en la posición 1 con señales reales (m=1) utilizando: a) la correlación estándar (CC); y b) la correlación cruzada generalizada (GCC). 127
Figura 5.31. Detección de las secuencias en la posición 1 con señales reales (m=4) utilizando: a) La correlación estándar (CC); y b) la correlación cruzada generalizada (GCC). 128
Figura 5.32. Resultados de las TDOAs medidas en las posiciones 1 y 2 aplicando: correlación estándar (CC) (imágenes superiores); y la correlación cruzada generalizada (GCC) (imágenes inferiores). 129
Figura 5.33. Detección de las secuencias en la posición 2 con señales reales (m=4) utilizando: a) La correlación estándar (CC); y b) la correlación cruzada generalizada (GCC). 129
Figura 5.34. Salida del detector de picos para obtener el instante de llegada, considerando ideal el ancho de banda de la baliza. 131
Figura 5.35. Salida del detector de picos para obtener el instante de llegada, considerando real el ancho de banda de la baliza. 132
Figura 5.36. Salida del detector de picos basado en el algoritmo propuesto, considerando el ancho de banda real de la baliza. Se ha fijado una ventana Fo de $255 \cdot 12 \cdot 1$=3060 muestras. 133
Figura 5.37. Diagrama de bloques del receptor 133
Figura 5.38. Algunos casos posibles de captura en el búfer del receptor de una secuencia modulada y emitida de forma periódica. 134
Figura 5.39. Formato de emisión de N balizas para el sistema multiacceso TCDMA propuesto. 135
Figura 5.40. Ejemplo de sistema de balizamiento para el cálculo del número de muestras Q a insertar entre cada secuencia, en el sistema multiacceso TCDMA propuesto. 137
Figura 5.41. Salida del bloque de correladores para la estimación de la posición en el punto más próximo a la baliza 1 en el sistema DS-CDMA, donde claramente se observa el efecto de superposición. 138
Figura 5.42. Salida del bloque de correladores en el sistema TCDMA propuesto para la estimación de la posición en el punto más próximo a la baliza 1, donde claramente se observa su máxima energía. 139
Figura 5.43. Salida del bloque de correladores en el sistema TCDMA propuesto para la estimación de la posición en un punto alejado del sistema de balizamiento. Se observa un equilibrio de la potencia debido a que las TDOAs son similares, y por la reducción del MAI al aplicar la técnica de división en el tiempo. 139
Figura 5.44. Detección de las balizas aplicando la correlación estándar (XCORR) y la GCC-PHAT con factor de ponderación β=1. 140
Figura 5.45. Detección de las balizas aplicando la correlación estándar (XCORR) y la GCC-PHAT con factor de ponderación β=0.8. 141
Figura 5.46. Detección de las balizas aplicando la correlación estándar (XCORR) y la GCC-PHAT con factor de ponderación β=0.8 (zoom de la Figura 5.45 sobre la baliza 3). 141
Figura 5.47. Modelo de transmisión del sistema de posicionamiento considerando el efecto multitrayecto. 142
Figura 5.48. Ejemplo de respuesta del canal que modela el efecto multitrayecto de L_j trayectos para cada baliza j 143
Figura 5.49. Ejemplo de respuesta del canal $h_j[n]$ que modela el efecto multitrayecto para un sistema formado por 5 baliza, en el que se han considerado 2 trayectos para cada baliza con retardos

aleatorios en muestras. 146
Figura 5.50. Detección de las balizas mediante la correlación estándar entre la señal recibida *y[n]* y las secuencias S_j, sobre la emisión simultánea de 5 balizas codificadas con secuencias *Kasami* de 255 bits ($_m$=1), considerando el efecto multitrayecto cuya respuesta del canal está representada en la Figura 5.49. 146
Figura 5.51. Detección de las balizas aplicando la GCC (filtro PHAT) considerando el efecto multitrayecto cuya respuesta del canal está representada en la Figura 5.49, para una emisión simultánea de 5 balizas 147
Figura 5.52. Detección de las balizas aplicando la GCC (filtro PHAT) considerando el efecto multitrayecto cuya respuesta del canal está representada en la Figura 5.49, para una emisión mediante el sistema TCDMA. 147

6. Resultados Simulados y Experimentales

Figura 6.1. Aspecto del sistema LPS ultrasónico con el sistema de balizamiento de amplia cobertura..... 150
Figura 6.2. Esquema general del sistema de posicionamiento. 152
Figura 6.3. Aspecto real del sistema de balizamiento implementado. 152
Figura 6.4. Aspecto del transductor 328ST160 de *Prowave* y su patrón de radiación..... 153
Figura 6.5. Caracterización de la impedancia en frecuencia y fase realizada mediante una prueba experimental en el rango de 25 a 50 kHz. 153
Figura 6.6. Caracterización del transductor 328ST160, en frecuencia y fase, del nivel de potencia acústica realizada de forma experimental en el rango de frecuencia de 25 a 50 kHz. 154
Figura 6.7. Modelo eléctrico equivalente del transductor 328ST160 156
Figura 6.8. Modelo en *Simulink* del circuito eléctrico equivalente del transductor de ultrasonidos 328ST160. 156
Figura 6.9. Resultado de la GCC-PHAT entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada y capturada del transductor y la secuencia obtenida del modelo de *Simulink*. 157
Figura 6.10. Resultado de la correlación estándar (XCORR) entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada y capturada del transductor y la secuencia obtenida del modelo de *Simulink*. 157
Figura 6.11. Resultado de la correlación estándar (XCORR) entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada y capturada del transductor, y la correspondiente secuencia ideal. 158
Figura 6.12. Resultado de la correlación estándar (XCORR) entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada y obtenida del modelo de *Simulink*, y la correspondiente secuencia ideal 158
Figura 6.13. Ejemplo de realización de la respuesta al impulso del modelo propuesto de efecto multicamino. 160
Figura 6.14. Autocorrelación estándar de secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada considerando el modelo del transductor. 160
Figura 6.15. Correlación estándar entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada considerando el modelo del transductor, y ella misma afectada por el modelo propuesto de multicamino. 161
Figura 6.16. GCC-PHAT entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada considerando el efecto del modelo del transductor, y ella misma afectada por el modelo propuesto de multicamino. 161
Figura 6.17. Señal ideal emitida por las balizas en un periodo de repetición. 162
Figura 6.18. Últimos bits de la secuencia emitida por la baliza 1, modulada en BPSK. 162
Figura 6.19. Aspecto de la señal recibida en un punto del entorno, próximo a la perpendicular de las

balizas, considerando todos los efectos que se han modelado y una relación señal-ruido de 0 dB. 163
Figura 6.20. Proyección de las balizas sobre el plano del suelo (z=0). 163
Figura 6.21. Plano 2ª planta (Oeste) del edificio Politécnico y ubicación del sistema de balizamiento objeto de análisis. 164
Figura 6.22. Ejemplo de resultado de la CC estándar (parte superior) y GCC-PHAT (parte inferior) para cada una de las balizas con secuencias *Kasami* de 1023 bits, con SNR= 20dB (punto cercano). 166
Figura 6.23. Ejemplo de resultado de la CC (parte superior) y GCC-PHAT (parte inferior) para cada una de las balizas con secuencias *Kasami* de 1023 bits, con SNR= -10dB (punto cercano). 166
Figura 6.24. Estimación de TDOAs en muestras para una SNR= 20dB: a) mediante la CC, b) mediante la GCC-PHAT(β=1), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano). 167
Figura 6.25. Función de probabilidad CDF de error en muestras para cada uno de los TDOAs (SNR= 20dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).....168
Figura 6.26. a) Estimación de la posición 2D y b) Función de probabilidad CDF del error en posición, para una relación SNR= 20dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano). 168
Figura 6.27. Estimación de TDOAs en muestras para una SNR= -10dB: a) mediante la CC, b) mediante la GCC-PHAT(β=0.7), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano). 169
Figura 6.28. Función de probabilidad CDF de error en muestras para cada uno de los TDOAs (SNR= -10dB) con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).....169
Figura 6.29. a) Estimación de la posición 2D y b) Función de probabilidad CDF del error en posición 2D (SNR= -10dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).....170
Figura 6.30. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits, (punto cercano). 171
Figura 6.31. Resultados de la CC estándar (parte superior) y GCC-PHAT (parte inferior) para cada una de las balizas (SNR= 20dB) con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).....172
Figura 6.32. Resultados de la CC (parte superior) y GCC-PHAT (parte inferior) para cada una de las balizas (SNR= -10dB) con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).....173
Figura 6.33. Estimación de TDOAs en muestras para una SNR= 20dB: a) mediante la CC, b) mediante la GCC-PHAT(β=1), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).....173
Figura 6.34. Función de probabilidad CDF de error en muestras para cada uno de los TDOAs (SNR= 20dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano). 174
Figura 6.35. a) Estimación de la posición 2D y b) Función de probabilidad CDF del error en posición, para una relación SNR= 20dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).....174
Figura 6.36. Estimación de TDOAs en muestras para una SNR= -10dB: a) mediante la CC, b) mediante la GCC-PHAT(β=0.7), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).....175
Figura 6.37. Función de probabilidad CDF de error en muestras para cada uno de los TDOAs (SNR=-10dB) con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano). 175
Figura 6.38. a) Estimación de la posición 2D y b) Función de probabilidad CDF del error en posición 2D (SNR= -10dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano). 176
Figura 6.39. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano). 177
Figura 6.40. Influencia del factor de ponderación de la GCC-PHAT para una SNR= 20dB 180
Figura 6.41. Probabilidad CDF de error en posición 2D GCC-PHAT(β), para una SNR= -10 dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano). 181
Figura 6.42. Probabilidad CDF de error en posición 2D GCC-PHAT(β), para una SNR= 0 dB, con

secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano) 181
Figura 6.43. Probabilidad CDF de error en posición 2D GCC-PHAT(β), para una SNR= 20 dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano). 182
Figura 6.44. Ejemplo de salida de la GCC-PHAT para la baliza 1 (SNR= -15dB). Estimación de la relación señal-ruido a partir del factor *P* 183
Figura 6.45. Estimación del factor β en la GCC-PHAT, en función de la relación señal-ruido (SNR<0dB) a partir del factor P. 184
Figura 6.46. Probabilidad CDF de error en posición 2D mediante la GCC-PHAT(β) en función de la SNR, con estimación dinámica del factor de ponderación (β=*1-1.92P*)para un punto lejano. 185
Figura 6.47. Probabilidad CDF de error en posición 2D mediante la GCC-PHAT(β) en función de la SNR, con estimación dinámica del factor de ponderación (β=*1-P*)para un punto lejano 186
Figura 6.48. Estimación de la posición en 2D sobre trayectoria circular de radio = 3 metros (360 puntos). Por sectores se han aplicado diversas condiciones de SNR y beta, empleando secuencias *Kasami* de 255 bits. Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB (beta= 0.7) sin multipath. Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB (beta= 1). Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB (beta= 0.7). Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB (beta= 0.7) 187
Figura 6.49. Probabilidad CDF de error en posición 2D por sectores para diversas condiciones de SNR y beta, empleando secuencias *Kasami* de 255 bits. a) Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB (beta= 0.7) sin multipath. b) Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB (beta= 1). c) Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB (beta= 0.7). d) Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB (beta= 0.7). 188
Figura 6.50. Estimación de la posición en 2D sobre trayectoria circular de radio = 3 metros (360 puntos). Por sectores se han aplicado diversas condiciones de SNR y beta, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits. Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB (beta= 0.7) sin multipath. Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB (beta= 1). Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB (beta= 0.7). Trayecto: 270-360º: SNR=-10dB (beta= 0.7) 189
Figura 6.51. Probabilidad CDF de error en posición 2D por sectores para diversas condiciones de SNR y beta, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits. a) Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB (beta= 0.7) sin multipath. b) Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB (beta= 1). c) Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB (beta= 0.7). d) Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB (beta= 0.7) 190
Figura 6.52. Estimación de la posición en 2D sobre trayectoria circular de radio = 3 metros (360 puntos). Por sectores se han aplicado diversas condiciones de SNR, con estimación dinámica de β, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits. Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB, sin multipath. Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB. Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB. Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB. 191
Figura 6.53. Probabilidad CDF de error en posición 2D por sectores para diversas condiciones de SNR, con estimación dinámica de beta, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits. a) Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB sin multipath . b) Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB. c) Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB. d) Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB. 192
Figura 6.54 Aspecto del módulo de excitación de las balizas basado en el microcontrolador de 32 bits LPC1768. 193
Figura 6.55. Diagrama de bloques del módulo de excitación de las balizas. 194
Figura 6.56. Micrófono FG23329 de *Knowles* y circuito de acondicionamiento. 194
Figura 6.57 Circuito de acondicionamiento del micrófono FG23329 y aspecto del prototipo final 195
Figura 6.58. Modulo de adquisición *Ultrasoundgate 116Hm* de *Avisoft* y micrófono 4939 de *Brüel-Kjaer*. 195
Figura 6.59. Estimación de la posición 2D en un punto del entorno obtenida de 50 medidas reales.

Desviación estándar en X,Y en centímetros: XCORR (x=8.9, y=6.2), GCC-PHAT (β=0.7) (x=2.1, y=1.3) 196
Figura 6.60. Comparación del resultado de la correlación estándar frente a la GCC-PHAT con señales reales, para las 5 balizas. 197
Figura 6.61. Imagen ampliada para los resultados de la baliza 5 correspondiente a la figura anterior. 197
Figura 6.62. Estimación de la posición 2D en un punto del entorno obtenida de 50 medidas reales. Desviación estándar en X,Y en centímetros: XCORR (x=5.7, y=5.4), GCC-PHAT (β=0.7) (x=2.2, y=2.5). 198
Figura 6.63. Recorrido circular en el entorno de pruebas con el LPS construido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro. 199
Figura 6.64. Primera parte del trayecto o cuadrante del recorrido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro. 200
Figura 6.65. Segunda parte del trayecto o cuadrante del recorrido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro. 200
Figura 6.66. Tercera parte del trayecto o cuadrante del recorrido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro. 201
Figura 6.67. Cuarta parte del trayecto o cuadrante del recorrido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro. 201
Figura 6.68. Error en posición en valor absoluto (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del recorrido en función del índice de medida. 202
Figura 6.69. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del recorrido. 202
Figura 6.70. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del primer sector del recorrido. 203
Figura 6.71. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del segundo sector del recorrido. 204
Figura 6.72. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del tercer sector del recorrido. 204
Figura 6.73. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del cuarto sector del recorrido. 205
Figura 6.74. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT) en la última parte del trayecto con ruido acústico. a) con β=0.7, b) con β dinámica. 205
Figura 6.75. Estimación dinámica de β en función de la SNR, en cada medida y para cada baliza, en la última parte del trayecto en presencia de ruido acústico. 206

A. Secuencias Pseudoaleatorias

Figura A.1. Registro de desplazamiento realimentado lineal (LFSR). 218
Figura A.2. Generador de secuencias *Gold*. 222
Figura A.3. Generador de secuencias *Gold* de 31 bits. 223
Figura A.4. a) Correlación cruzada, y b) Autocorrelación de dos secuencias *Gold* de 31 bits. 224
Figura A.5. Obtención de una secuencia *Kasami* de 15 bits. 225
Figura A.6. Autocorrelación para dos secuencias *M, Gold* y *Kasami* de 63 bits. 227
Figura A.7. Correlación cruzada para dos secuencias *M, Gold* y *Kasami* de 63 bits. 227

Índice de Tablas

1. Introducción

Tabla 1.1. Tipos de señales utilizadas en los sistemas de posicionamiento en interiores 4

3. Estructura del LPS Ultrasónico y Técnicas de Codificación

Tabla 3.1. Comparativa de características de algunas secuencias pseudoaleatorias..... 56

6. Resultados Simulados y Experimentales

Tabla 6.1. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano) 170
Tabla 6.2. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano). 170
Tabla 6.3. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano)..... 176
Tabla 6.4. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano)..... 176
Tabla 6.5. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 255 bits (punto cercano) 177
Tabla 6.6. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 255 bits (punto cercano) 178
Tabla 6.7. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 255 bits (punto lejano)..... 178
Tabla 6.8. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 255 bits (punto lejano)..... 178
Tabla 6.9. Desviación estándar en X, Y con la GCC-PHAT(β)para valores de SNR de 20 dB, 0 dB y -10 dB. 182
Tabla 6.10. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT(β)) en función de la SNR(dB), con estimación dinámica de β y empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits (*β=1-1.92P*) . 185
Tabla 6.11. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC-PHAT(β)) en función de la SNR(dB), con estimación dinámica del factor β, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits 185
Tabla 6.12. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT(β)) en función de la SNR(dB), con estimación dinámica de β y empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits (*β=1-P*)..... 186

Tabla 6.13. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm (XCORR vs GCC-PHAT(β)) en función de la SNR(dB), con estimación dinámica del factor β, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits..... 186

A. Secuencias Pseudoaleatorias

Tabla A.1. Propiedades de las secuencias *M* 221
Tabla A.2. Propiedades de las secuencias *Gold* 224
Tabla A.3. Propiedades de las secuencias *Kasami*. 226
Tabla A.4. Comparativa de características de las secuencias pseudoaleatorias 228

Glosario y Acrónimos

Glosario de símbolos

Nombre	Descripción
$*$	Operación convolución
$\oplus$	Operación correlación
i	Índice de propósito general (en detección hace referencia a la secuencia emitida por una baliza que no es la que se desea detectar)
j	Índice de propósito general (en detección hace referencia a referencia a la baliza a detectar)
k	Índice de tiempo discreto
τ_j	Retardo de propagación de la baliza j
$h_j(t,\tau_j)$	Respuesta del canal para cada baliza j con retardo de propagación τ_j
$Y[k]$	DFT de la señal y[n]
$S_j[k]$	DFT de la señal s_j[n]
$S_j^*[k]$	Conjugado de la DFT de la señal s_j[n]
ω_k	ω discreta
$n_i[n]$	Ruido capturado por el micrófono i en tiempo discreto
$S[k]$	DFT de la señal s[n]
$N_i[k]$	DFT del ruido capturado por el micrófono i
$\varphi_{s_j}[n]$	Función de correlación asociada al proceso de detección de la baliza j
τ_{ij}	Diferencia de tiempo de vuelo entre la baliza i y la baliza j
$\hat{A}_j$	Amplitud estimada de la secuencia j a detectar en el algoritmo PIC
$\hat{\tau}_j$	Retardo estimado de la secuencia j a detectar en el algoritmo PIC
$\hat{s}_j[n-\hat{\tau}_j]$	Secuencia estimada asignada a la baliza j en el receptor en el algoritmo PIC
$\hat{y}_j[n]$	Señal estimada en el receptor de la baliza j en la algoritmo PIC
$\hat{A}_i^{AC}$	Amplitud estimada de la función de autocorrelación para el índice de baliza i, en el algoritmo PIC
$\hat{A}_i^{CC}$	Amplitud estimada de la función de correlación para el índice de baliza i, en el algoritmo PIC

Nombre	Descripción
$\hat{y}^{(q)}[n]$	Señal de salida estimada en la iteración q en el algoritmo SIC
$\hat{s}^{(q)}_{j\max}[n-\hat{\tau}_j]$	Secuencia estimada de máxima amplitud en la iteración q correspondiente a la baliza j en el instante de llegada $\hat{\tau}_j$, en el algoritmo SIC
$\Phi_{x_i x_j}[k]$	Espectro discreto cruzado de potencia entre la señal x_i e x_j
$R_{x_i x_j}[n]$	Correlación cruzada entre la señal x_i e x_j
$R^{GCC}_{x_i x_j}[n]$	GCC entre la señal x_i e x_j
$\Phi^{GCC}_{x_i x_j}(\omega)$	Espectro cruzado de potencia entre las señales x_i e x_j previamente filtradas en la GCC
$\Phi^{GCC}_{x_i x_j}[k]$	Espectro discreto cruzado de potencia entre las señales x_i e x_j previamente filtradas en la GCC
$\Psi_{i,j}[k]$	Función de transferencia discreta del filtro de ponderación de la correlación cruzada generalizada entre dos secuencias
$\Psi_j(\omega)$	Función de transferencia del filtro de ponderación de la correlación cruzada generalizada entre la señal recibida (y) y la secuencia a detectar (s_j) en el dominio de la frecuencia
$\Psi(\omega)$	Función del filtro de ponderación de la correlación cruzada generalizada en el dominio de la frecuencia
$\Psi_\beta(\omega)$	Función del filtro de ponderación de la correlación cruzada generalizada con factor de ponderación β en el dominio de la frecuencia
$\hat{\Phi}_{ss}(\omega)$	Densidad espectral de potencia estimada de una señal en función de ω
$\hat{\Phi}_{x_1 x_2}(\omega)$	Estimación del espectro cruzado de potencia entre dos señales en el dominio de ω
$\hat{\Phi}_{y,s_j}[k]$	Estimación del espectro discreto cruzado de potencia entre la señal recibida y la secuencia a detectar
$\hat{Y}[k]$	Espectro discreto estimado de la señal recibida $y[n]$
$\hat{S}_j[k]$	Espectro discreto estimado de la secuencia j a detectar (s_j)
$R_{y,s_j}[n]$	Correlación entre la señal recibida (y) y la secuencia a detectar (s_j)
$R_{s_j,\eta}[n]$	Correlación entre la secuencia a detectar y el ruido
$R_{s_j,s_j}[n-D_j]$	Autocorrelación de la secuencia $s_j[n]$ a detectar
$R_{s_i,s_j}[n-D_i]$	Correlación entre cada secuencia transmitida $s_i[n]$ y $s_j[n]$ ($\forall i \mid i \neq j$)
$\hat{R}^{GCC}_{y,s_j}[n]$	GCC estimada con filtro PHAT entre la señal recibida (y) y la secuencia a detectar (s_j)
$x_s[n]$	Señal de salida del modelo del transductor en *Simulink*
$R^{GCC}_{y,x_s}[n]$	GCC entre la señal de salida $x_s[n]$ obtenida del modelo del transductor en *Simulink*, y la señal real $y[n]$ capturada
$t_{d_{j,l}}$	Retardo de la baliza j para el trayecto l
$t_{d_{j,0}}$	Retardo de la baliza j para el trayecto directo (LOS)
$D_{j,l}$	Retardo en muestras de la baliza j para el trayecto l
$D_{j,0}$	Retardo en muestras de la baliza j para el trayecto directo (LOS)
$a_{j,0}, \alpha_j$	Atenuación del trayecto directo (LOS) para la baliza j

Nombre	Descripción
$a_{j,l}$	Atenuación del trayecto l para la baliza j
$h_j(t)$	Respuesta del canal para la baliza j
A_j	Amplitud de la señal emitida por la baliza j
B_j	Baliza j
C	Tamaño del buffer de adquisición
$c_{j,k}$	Bit k de la secuencia *Kasami* de longitud L asignada a la baliza j
D	Instante de llegada de una señal genérica en muestras
D_{ij}	Diferencia en muestras entre el instante de llegada de la secuencia i y la secuencia j
D_j	Instante de llegada de la secuencia j en muestras
$D_{máx}$	Distancia máxima desde la posición del receptor a la baliza más alejada
f_c	Frecuencia de la portadora de la señal ultrasónica
f_s, F_s	Frecuencia de muestreo
$h[n-\hat{\tau}_j]$	Respuesta al impulso estimada del canal
$h_j[l]$	Respuesta impulsiva del canal físico entre la baliza j y el receptor
$H_t(f)$	Respuesta en frecuencia del transductor de ultrasonidos
$h_t[n]$	Respuesta al impulso del transductor de ultrasonidos
L	Longitud de la secuencia *Kasami*
L_j	Número de trayectos de la señal ultrasónica de la baliza j
m	Número de ciclos de la portadora
M	Número de muestras del símbolo
N	Número de balizas
$p(t)$	Portadora señal ultrasónica
$p[n]$	Símbolo de modulación de M muestras
$p_m(t)$	Símbolo de modulación formado por m ciclos de portadora
Q	Retardo en la emisión de cada baliza en muestras
$s[n]$	Señal de una fuente acústica genérica en tiempo discreto
$s_{j,m}(t)$	Señal modulada para la baliza j con un símbolo formado por m ciclos de $p(t)$
$s_j[n]$	Secuencia asociada a la baliza j
T_c	Periodo de la portadora de la señal ultrasónica
T_s	Periodo de muestreo
T_{seq}	Periodo de emisión de las balizas
V	Número de muestras de la ventana de análisis
$x_j[n]$	Señal emitida por la baliza j en tiempo discreto
$y(t)$	Señal recibida en el receptor en el dominio del tiempo
$y[n]$	Señal recibida en el receptor en tiempo discreto
$\eta(t)$	Ruido Gausiano de media nula y varianza σ^2

Glosario de acrónimos y siglas

AOA	Ángulo de llegada (*Angle Of Arrival*)
AWGN	Ruido blanco gaussiano (*Additive White Gausian Noise*)
BPS	Sistema de posicionamiento en edificios (*Building Positioning System*)
BPSK	*Modulación binaria por cambio de fase (Binary Phase Shift Keying)*
CC	Correlación cruzada (*Cross Correlation*)
DOA	Dirección de llegada (*Direction Of Arrival*)
DTOF	Diferencia de tiempo de vuelo (*Time Difference Of Flight*)
DS-CDMA	*Acceso múltiple por división de código mediante secuencia directa (Direct-Sequence Code Division Multiple Access)*
FDMA	Acceso múltiple por división de frecuencia (*Frequency Division Multiple Access*)
FH-CDMA	Acceso múltiple por división de código con salto de frecuencia *(Frecuency-Hopping Code Division Multiple Access)*
GCC	Correlación cruzada generalizada (*Generalized Cross-Correlation*)
GCC-PHAT	Correlación Cruzada Generalizada con filtro de fase (*Generalized Cross-Correlation with Phase Transform*)
GCC-PHAT(β)	Correlación Cruzada Generalizada con filtro de fase con factor de ponderación β (*Generalized Cross-Correlation with Phase Transform and weighted factor*)
GDOP	Dilución de la precisión geométrica (*Geometric Dilution of Precision*)
GPC	*Generalized Pairwise Complementary Sequences*
GPS	Sistema de posicionamiento global (*Global Positioning System*)
IFW	Ventana libre de interferencias (*Interference-Free Window)*
IR-LPS	Sistema de posicionamiento local con infrarrojos (*Infrared Local Positioning System*)
ISI	Interferencia inter-símbolo (*Inter-Symbol Interference*)
LOS	En línea de vista o directa (*Line-Of-Sight*)
LPS	*Sistema de posicionamiento local (Local Positioning System)*
MAI	Interferencia por acceso múltiple (*Multiple Access Interference*)
MISO	*Multiple-Input Single-Output*
MUI	*Interferencia por múltiples usuarios (Multiple User Interference)*
NLOS	No en línea de vista o directa (*Non-Line-Of-Sight*)
PIC	*Parallel Interference Cancellation*
PN	Pseudo-aleatorio(a) (*Pseudo-Noise*)
PVDF	Fluoruro de Polivinilideno (*Polyvinylidene Fluoride*)
RFID	Indentifición por Radiofrecuencia (*Received Signal Strength Indication*)
RM	Robot Móvil
RSS	Intensidad de la señal recibida (*Received Signal Strength Indication*)
SIC	*Successive Interference Cancellation*
TCDMA	Acceso múltiple por división de código y de tiempo
TDMA	Acceso múltiple por división del tiempo (*Time Division Multiple Access*)
TDOA	Diferencia de tiempo de llegada (*Time Difference Of Arrival*)
TDOF	Diferencia de tiempo de vuelo (*Time Difference Of Flight*)
TOA	Tiempo de llegada (*Time Of Arrival*)

TOF	Tiempo de vuelo (*Time Of Flight*)
ULPS	Sistema de posicionamiento local con ultrasonidos (*Ultrasonic Local Positioning System*)
UWB	Banda ultra ancha (*Ultra Wide Band*)

1

Introducción

En este capítulo se presentan los antecedentes que dan lugar al desarrollo de los sistemas de posicionamiento, las técnicas de localización, el contexto en el que se lleva a cabo esta tesis, así como los objetivos planteados y su desarrollo temporal.

1.1. Antecedentes

Actualmente la tecnología dedicada a la determinación de la posición de un objeto, robot, persona, etc., ya sea en un espacio exterior como en uno interior (edificio, local o habitación) está experimentando un gran auge.

El sistema más conocido de posicionamiento en exteriores hoy en día, es el Sistema de Posicionamiento Global (GPS) basado en una red de satélites con cobertura mundial, y que en los últimos años ha experimentado un especial auge en la industria del automóvil, al incorporar los vehículos, ya sea de forma integrada o portátil, un receptor GPS que con ayuda de un mapa permite el posicionamiento (longitud, latitud y altura) y la navegación en tiempo real sobre un plano mostrado en una pantalla LCD [Getting, 1993].

La tecnología de localización se encuentra hoy en día en diversos campos de aplicación tales como el control de inventarios en tiempo real, seguimiento de mercancías, robótica móvil, captura del movimiento aplicada a la realidad virtual, videojuegos sistemas de seguridad, etc. Los sistemas actuales pueden ser capaces de determinar la posición con una exactitud que varía desde varios milímetros hasta centenas de metros.

En los últimos años está alcanzando un gran auge un nuevo área de trabajo interdisciplinar cuyos resultados a medio plazo van a cambiar de forma radical la vida diaria de las personas. Este área denominada *Inteligencia Ambiental*, cuando es aplicada a un entorno, este recibe el nombre de *inteligente*. El objetivo final de la inteligencia ambiental es la creación de espacios habitables en los que los usuarios interaccionen de

manera natural con servicios computacionales que les faciliten la realización de sus tareas diarias, ya sean de ocio o de trabajo. Sus fundamentos se remontan al concepto de computación ubicua (*ubiquitous computing*) propuesto por Weiser [Weiser, 1991], y se alimentan de los resultados de muchas otras áreas de investigación, como son las comunicaciones y los dispositivos móviles, las interfaces de usuario multimodales, los sistemas de agentes artificiales, los sensores, la visión artificial y la domótica, entre otras. La inteligencia ambiental implica que a través de la tecnología sensorial, dispositivos electrónicos de consumo puedan reconocer el contexto (*context-aware*) [Aarts et al., 2003], [Dey et al., 2001]: quién los utiliza, dónde están utilizándose, o cuándo se utilizan. Esta es una de las razones por las que los sistemas de localización en interiores sean hoy en día un campo de investigación tan importante dentro de la nueva disciplina de computación ubicua [Hightower et al., 2001a], y por supuesto ya desde hace años en la robótica móvil.

Otro campo de aplicación donde la tecnología de localización está teniendo un gran auge es en el cuidado de la salud dentro del ámbito doméstico. Un primer tipo de aplicaciones están encaminadas a monitorizar mediante sensores la vida diaria del paciente. En caso de algún tipo de anomalía, se genera automáticamente una señal de alarma que avisa a un centro de supervisión. Por otro lado, otro grupo de aplicaciones van destinadas a monitorizar al paciente y a informarle directamente. Un sistema de localización podría utilizarse en el hogar junto con información contextual (como la hora del día, las actividades a realizar, etc.) para dar información o recordar que dichas actividades son beneficiosas para el paciente.

Los campos de aplicación pueden ser muy diversos, pero lo que es común a todos, es la necesidad de un sistema de posicionamiento local que permita poner en práctica todas las teorías vinculadas a la computación ubicua. Está claro que con el paso del tiempo este tipo de computación hará que los ambientes inteligentes sean una realidad. Respecto a los sistemas de posicionamiento, quizás sea más fácil pensar en lo que hasta ahora vienen siendo sus campos de aplicación habituales: industria del automóvil (quizá como campo de mayor auge hoy en día), robótica móvil; o en aplicaciones industriales más específicas (posicionamiento de brazos robots, sistemas de transporte, etc.).

1.2. Sistemas de Posicionamiento Local

Se entiende por Sistemas de Posicionamiento Local, habitualmente conocidos por LPS (*Local Positioning Systems*), a todos aquellos sistemas de posicionamiento que generalmente funcionan o tienen un ámbito de cobertura reducido (hasta varias decenas de metros cuadrados), y por tanto, acotado al volumen de un determinado recinto (nave, local, habitación, planta de un edificio, etc.).

Algunos de los requerimientos de los sistemas de posicionamiento que se pueden considerar importantes, teniendo en cuenta que su uso se encuentra enmarcado en entornos interiores, y como parte de un mercado de consumo, podrían dividirse, por un

lado, en requerimientos dependientes de los usuarios: el precio, la facilidad de instalación, la complejidad de la infraestructura, la privacidad del sistema o el bajo mantenimiento, son algunos ejemplos. Por otro lado se pueden abordar los requerimientos técnicos dependientes de la aplicación: tipo de posicionamiento necesario (2D o 3D, con o sin orientación), máxima frecuencia de actualización de la posición, precisión estimada con un grado de bondad en tanto por ciento, área de cobertura, tiempo de vida media de las baterías (de gran importancia para los sistemas portátiles), y por supuesto el coste del hardware desde el punto de vista de una producción masiva para un mercado de consumo.

Son muchos los autores que han abordado la clasificación de los distintos sistemas de posicionamiento atendiendo a varios aspectos que abarcan desde el ámbito de su utilización (posicionamiento en interiores o exteriores), el tipo de tecnología utilizada (radiofrecuencia, infrarrojos, ultrasonidos, visión artificial, etc.), la técnica empleada en la medida de rangos (tiempo de vuelo, diferencia de tiempo de vuelo, ángulo de incidencia, o intensidad de la señal), o el método de estimación de la posición en función de las medidas extraídas del entorno (triangulación, trilateración, multilateración, etc.) [Borenstein et al., 1996][Muthukrishnan et al., 2005][Hightower et al., 2001b][Tauber, 2002]. En la Figura 1.1 se muestra un esquema general de clasificación de los sistemas de posicionamiento en interiores. En este sentido, se hará especial hincapié en el posicionamiento basado en ultrasonidos, como objetivo base de esta tesis.

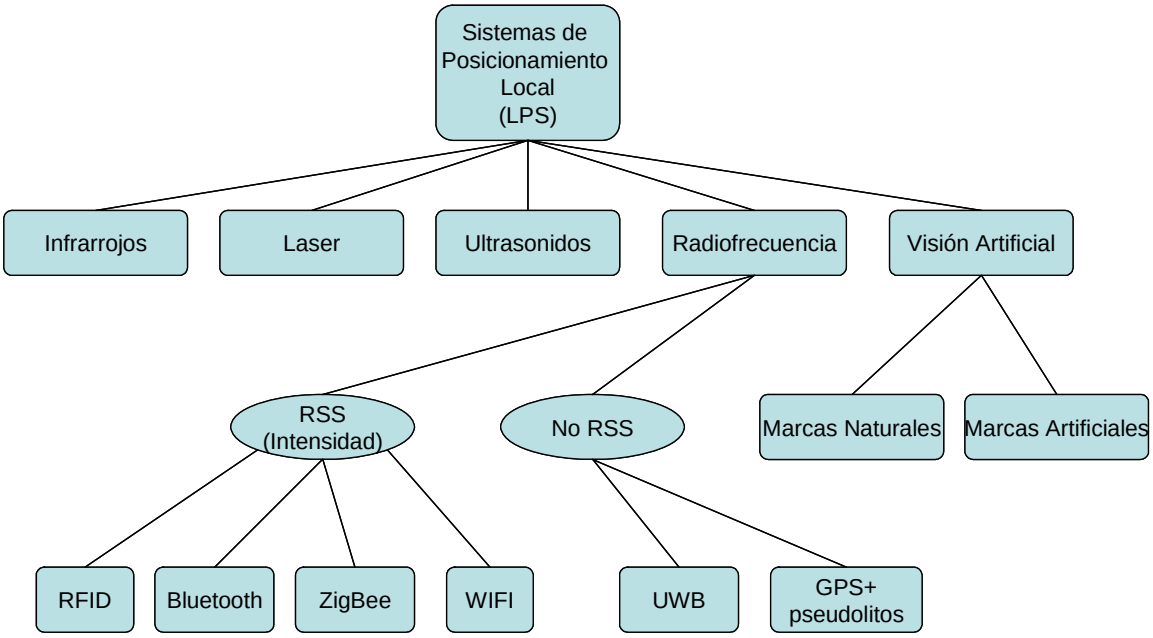


Figura 1.1. Clasificación de los sistemas de posicionamiento en interiores.

Desde el punto de vista de las señales utilizadas para determinar la posición de un robot móvil, se pueden utilizar diferentes alternativas. En la Tabla 1.1 se muestra un resumen de algunas de estas alternativas, indicando las ventajas y otras consideraciones de cada una de ellas.

Tabla 1.1. Tipos de señales utilizadas en los sistemas de posicionamiento en interiores

Tipo de señal	Ventajas	Consideraciones
Ultrasonidos	Baja velocidad de propagación (frecuencias de muestreo reducidas) Buena precisión (< 1cm mediante técnicas de compresión o codificación)	Susceptible al efecto muticamino, debido a las reflexiones. Rango: 1-10 metros
Infrarrojos	Coste y consumo reducidos Ausencia prácticamente de reflexiones	Susceptible a interferencia con la luz ambiente. Rango: <5 metros
Óptica (visión)	Ausencia de balizas emisoras (en algunos casos se utilizan marcas artificiales)	Necesidad de buenas condiciones de iluminación del entorno. Elevado coste computacional.
Electromagnética (DC)	Alta precisión	Muy susceptible a las interferencias del entorno. Coste elevado por el proceso de calibración requerido Rango: 1-3 metros
RF	La señal atraviesa los obstáculos	Muy susceptible al multicamino. Rango: WLAN: < 100 metros Bluetooth, Zigbee: 10-100 metros. RFID: < 2 m. (Tags pasivos) < 20 m. (Tags activos)
UWB	La señal atraviesa los obstáculos Robustez al multicamino Bajo consumo Buena precisión	Coste elevado Rango: Centenares de metros

Los robots móviles (RM) se caracterizan por su capacidad de desplazarse de forma autónoma en un entorno desconocido, o conocido sólo parcialmente. Un robot móvil es un sistema en el que cabe identificar diversos subsistemas de percepción, planificación, control de movimientos y locomoción que interaccionan entre sí. El sistema de percepción permite que el robot sea capaz de hacer frente a situaciones cambiantes del entorno, así como a reaccionar ante posibles eventos inesperados mientras navega, lo que exige la utilización de un sistema sensorial que suministre la información del entorno. Esta información requerida debe permitir al robot realizar tres tareas fundamentales: estimar su posición y orientación (conocido como *pose*), mantener actualizado el mapa del entorno y detectar los posibles obstáculos [González et al., 1996].

Desde el punto de vista de la forma de conseguir obtener la posición de un robot móvil se puede hacer la clasificación en sistemas de posicionamiento relativo y posicionamiento absoluto. En el primer caso se utilizan sensores a bordo del robot (*encoders*,

acelerómetros, giróscopos, …), y en el segundo caso se utilizan balizas ubicadas en el entorno (balizas ultrasónicas, de RF, cámaras, etc.).

1.2.1. Posicionamiento relativo

El posicionamiento relativo, habitualmente conocido como *dead reckoning*, se basa en obtener la posición del RM a partir de su velocidad y desplazamiento. Para ello se utilizan dos técnicas que pueden estar fusionadas: una basada en la odometría y otra basada en la navegación inercial.

La odometría tiene por objeto estimar la posición del RM a partir del número de vueltas de los ejes que posibilitan el desplazamiento del mismo. Para ello se emplean codificadores ópticos (*encoders*) de elevada precisión montados, por ejemplo, sobre los ejes de los motores de las ruedas motrices (o cualquier otro eje asociado a una rueda). Esta técnica es vulnerable a considerables imprecisiones causadas fundamentalmente por el deslizamiento de las ruedas e irregularidades en el suelo, lo que hace que en desplazamientos largos la elipse de incertidumbre de posición tome unas dimensiones muy grandes (para distancias cortas la odometría puede ser una solución válida).

Los Sistemas de Navegación Inercial (INS) estiman la posición y orientación del RM a partir de la medida de la aceleración y el ángulo de orientación. La primera integración de la aceleración proporciona la velocidad y la segunda la posición [McGreevy, 1986]. La posición obtenida en un instante es función de los valores adquiridos en el instante anterior, de ahí el carácter relativo de estos sistemas. No obstante estos sistemas pueden convertirse en absolutos si se parte de una calibración inicial sobre un punto considerado como referencia. Los sensores utilizados son los acelerómetros y los giróscopos. Estos sistemas suelen utilizarse para compensar los errores proporcionados por la odometría [Borenstein, 1996].

1.2.2. Posicionamiento absoluto

El posicionamiento absoluto se basa en que el RM obtiene su posición con ayuda de un conjunto de referencias ubicadas en posiciones conocidas, que normalmente se conocen como balizas, pudiendo ser éstas activas o pasivas.

El sistema de posicionamiento GPS (*Global Positioning System*) está basado en un conjunto de satélites, que a pesar de no estar en una posición fija (órbita geoestacionaria), el receptor es capaz de extraer de la señal procedente de cada satélite, los datos necesarios no sólo para estimar sus posiciones en el espacio, sino también la media del tiempo de vuelo de la señal para así calcular la posición del receptor, aplicando la técnica de trilateración esférica. El resultado de la estimación de la posición del receptor son las coordenadas (x, y, z) referenciadas al centro de la esfera terrestre, o también la longitud, latitud y altura. En cualquier caso, se trata de una posición absoluta respecto a un sistema de referencia.

Los sistemas de posicionamiento local permiten determinar la posición del vehículo o robot en un entorno restringido mediante el emplazamiento en el escenario de navegación de un determinado número de balizas (*beacons*) con posición conocida. Las balizas se pueden clasificar utilizando diferentes criterios, entre los cuales destaca la clasificación en balizas activas y pasivas. Una baliza activa se caracteriza porque emite algún tipo señal al entorno (emisores de ultrasonidos, infrarrojos, RF), mientras que las pasivas no emiten ningún tipo de información (cámaras de visión, por ejemplo). Aunque puede entenderse que el posicionamiento utilizando balizas activas conlleva la percepción del entorno, la posición no se estima a partir del análisis ó interpretación del entorno percibido, sino que es determinado de una forma más o menos directa a partir del principio de trilateración o triangulación, a partir de medidas de distancias (trilateración), medidas de ángulos (triangulación) o combinaciones de las dos. El número mínimo de balizas activas requeridas y su topología en la distribución, depende del tipo de solución adoptada (medidas realizadas, solución matemática, etc). Una visión global de los sistemas de posicionamiento con balizas activas puede encontrase en [Yanying et al., 2009] donde se analizan sus características más destacables.

1.3. Técnicas empleadas en localización

La técnica denominada trilateración calcula la posición de un objeto a partir de la medida de distancias a tres referencias (balizas) ubicadas en posiciones conocidas y que no se encuentren en la misma línea. La intersección de tres circunferencias centradas en los puntos de referencia y con radio igual a las distancias estimadas proporciona la posición del objeto en 2D. Para un posicionamiento en 3D es necesaria una baliza adicional, dando lugar al método denominado trilateración esférica, donde las circunferencias se sustituyen por esferas cuyo centro está en los puntos de referencia, y no pudiendo situarse en el mismo plano (coplanares) [Roa et al., 2007]. Una solución al problema de trilateración en 3D se presenta en [Manolakis, 1996], como uno de los método más eficientes.

Para aplicar la técnica de trilateración se requiere la medida de distancias entre el objeto a posicionar y las referencias. Para ello, tres tipos de medida pueden emplearse: el tiempo de vuelo o de llegada de la señal (*TOF, Time Of Flight*; TOA, *Time Of Arrival*), la diferencia de fase o la intensidad o potencia de la señal. Para el caso del tiempo de vuelo y la diferencia de fase, es necesario conocer el instante de emisión de la señal, es decir se precisa de un sincronismo. Es suficiente con conocer la velocidad de propagación para obtener de manera inmediata la distancia. En el caso de la diferencia de fase, resulta obvio que el límite del desfase y por tanto su equivalencia en distancia viene impuesto por la duración del ciclo de portadora de la señal utilizada por el sistema.

El método de triangulación es similar a la trilateración, siendo necesaria la medida de ángulos de incidencia en lugar de distancias (AOA: *Angle Of Arrival*, DOA: *Direction Of Arrival*) Este método utiliza señales que se caracterizan por tener un patrón de directividad muy estrecho, siendo los infrarrojos, ultrasonidos (empleando transductores

con patrones de directividad muy estrechos) y el láser los más utilizados. Generalmente se aplica esta técnica al posicionamiento en 2D, presentando como ventaja que sólo son necesarias dos balizas para obtener la posición que resulta de la intersección de dos rectas cuyos ángulos de incidencia respecto a una referencia son estimados por el sistema a bordo del RM.

Los sistemas basados en la intensidad de la señal (RSS, *Received Signal Streng*) son ampliamente utilizados para el posicionamiento en interiores, y fundamentalmente están basados en radiofrecuencia. Debido al masivo crecimiento de las redes inalámbricas WLAN, el abaratamiento de las tecnologías de comunicación inalámbrica entre dispositivos (Bluetooth, ZigBee) y de la tecnología RFID (*Radio Frecuency IDentification*), se está investigando en la utilización de las señales de RF en que están basados estos sistemas, para estimar la posición dentro del área de cobertura de una red de sensores, a partir de intensidad de señal o potencia recibida. Este parámetro es de fácil adquisición en estos sistemas, pues los propios chip-set incorporan una salida o una variable que aporta esta información de manera directa al usuario (RSSI: *Received Signal Strength Indication*).

Uno de los problemas que presenta esta última solución está en que el nivel de potencia de una señal de RF no es lineal con la distancia, y en interiores es muy susceptible de sufrir grandes atenuaciones y reflexiones debido a la geometría del edificio, y variaciones de atenuación dependiendo del número de personas que se muevan por el entorno. Todo ello ocasiona que la precisión de posición obtenida no sea muy buena. Normalmente estos sistemas se apoyan en un mapa de cobertura que previamente ha sido extraído para un entorno determinado, a partir de un entrenamiento. Las limitaciones en la localización basadas en la intensidad de señal son discutidas en [Elnahrawy, et. al. 2004].

La técnica de localización hiperbólica, también conocida como multilateración, se basa en la diferencia de tiempos de vuelo (TDOF: *Time Difference Of Flight*; TDOA: *Time Difference Of Arrival*) entre una baliza de referencia y el resto. A partir de 3 balizas en posiciones conocidas, se obtienen dos TDOAs que permiten realizar el posicionamiento en 2D (o 4 balizas, 3 TDOAs, para el caso de posicionamiento 3D). Existen varios métodos de resolución del sistema de ecuaciones resultante: métodos de solución directa, y métodos en los que añadiendo la información obtenida de balizas adicionales permiten, empleando aproximaciones por mínimos cuadrados, Taylor, etc, estimar la posición con mayor precisión.

Los sistemas basados en visión pueden resolver el problema de posicionamiento de dos formas fundamentales: ubicando las cámaras a bordo del móvil y marcas (artificiales –balizas- o naturales) en el entorno, o cámaras en el entorno y marcas artificiales o naturales a bordo. En el primer caso se ubican en el entorno un conjunto de marcas especiales como señales luminosas, códigos de barras, etc. (o se modelan marcas naturales del entorno), y se dota al RM de una o varias cámaras CCD que exploren el entorno en busca de ellas. De especial relevancia es el sistema propuesto por [Cao et. al 1986], donde se emplea una única cámara provista de una lente especial omnidireccional

que proporciona un ángulo de visión de 360 grados sin necesidad de recurrir a elementos mecánicos. Las balizas utilizadas son un conjunto de puntos luminosos distribuidos según un determinado patrón, de tal forma que éstos son fácilmente reconocibles por el sistema de visión. En la segunda alternativa se ubica un array de cámaras en el entorno y se detectan un conjunto de marcas (artificiales o puntos propios de la estructura del RM, esquinas, por ejemplo); a partir de esta información es posible determinar la pose del robot (en algunos casos estos sistemas se ayudan del sistema odométrico) [Fernández et al., 2007][Pizarro et al., 2009].

1.4. Posicionamiento con balizas ultrasónicas

Los sistemas de posicionamiento basados en balizas ultrasónicas son ampliamente conocidos en el ámbito de la robótica móvil, para proporcionar una estimación de la posición absoluta de robots en espacios interiores. Se basan en utilizar varias balizas ubicadas en posiciones conocidas en el entorno donde el robot se va a mover. Cada baliza emite un pulso ultrasónico que es detectado por un receptor ubicado a bordo del robot. A partir del tiempo de vuelo de la señal ultrasónica es posible determinar la distancia a cada baliza y por trilateración es posible determinar la posición absoluta del robot móvil.

Uno de los problemas que plantea esta solución es la sincronización de las balizas, para lo cual se suele emplear o bien una señal de radiofrecuencia o de infrarrojos emitida desde el RM. Para que las balizas detecten esta señal necesitan incorporar el receptor correspondiente. De esta forma, a partir de un código de identificación asignado a cada baliza es posible seleccionar desde el RM en un determinado instante de tiempo (inicio de una medida) aquella baliza que ha de emitir el pulso ultrasónico.

Es evidente que para obtener con exactitud el TOA de la señal ultrasónica, se debe tener en cuenta, entre otros, el retardo entre el instante de la orden de emisión del pulso ultrasónico y el instante en que realmente se genera, teniendo en cuenta además el tiempo de respuesta que puede tener el propio transductor, debido a la propia inercia mecánica. Este error puede ser modelado y estimado (aunque para ello es necesario tener un perfecto conocimiento de todos los elementos hardware del sistema), lo que permite obtener un valor preciso del TOA.

Otro problema lo constituye el hecho de que para obtener las distancias a las balizas se necesita disparar cada una de ellas de forma independiente, disminuyendo la frecuencia máxima de adquisición de la posición absoluta del móvil en un factor igual al número de balizas utilizadas, que por otro lado va a estar condicionada por el tamaño del recinto donde se mueva el RM, o dicho de otra forma, por el TOA máximo de los ultrasonidos que pueda ser obtenido cuando el RM esté en el punto más alejado a alguna de las balizas.

Es evidente que este problema se soluciona fácilmente cambiando la estrategia de las

balizas. Esto es, si las balizas actúan como receptores y el RM como emisor de ultrasonidos, sólo es necesario enviar un pulso ultrasónico para obtener los TOAs a cada baliza. El problema radica en que las balizas receptoras deben estar comunicadas con un sistema procesador fuera del RM que es el que se encarga de determinar la posición absoluta. Además, será necesario enviar a través de algún medio la posición obtenida al RM. Todo esto incrementa la complejidad y el hardware dado el carácter centralizado del sistema. Esta alternativa se aplica a la detección de objetos y personas dentro de un edificio, pues es un sistema centralizado el que ha de conocer la posición de los objetos y móviles [Addlesee et al., 2001].

Una solución que permita un sincronismo común de todas las balizas, para que estas emitan a la vez, en el caso de un sistema descentralizado o con balizas emisoras, consiste en codificar la emisión de cada baliza con algún código o secuencia para aplicar alguna de las técnicas multiacceso empleadas en comunicaciones. Este será uno de los objetivos de esta tesis, junto a la eliminación del sincronismo entre el RM y las balizas al considerar una emisión periódica y continua de las secuencias y aplicar la técnica de trilateración hiperbólica para estimar la posición a partir de las medidas de los TDOAs entre una baliza de referencia y el resto.

1.5. Exactitud y precisión en la estimación de la posición

Uno de los parámetros que caracteriza a cualquier sistema de posicionamiento es su exactitud. Este término da idea de cuánto se desvía la posición estimada de la posición exacta o verdadera. A veces este término se confunde con el de precisión que mide el grado de reproducibilidad de la medida. En ocasiones es habitual hablar de resolución del sistema de posicionamiento, y el parámetro exactitud es sustituido por el de precisión en términos de tanto por ciento de éxito (ej. 10 cm. de exactitud en el 90% de las veces). Los valores típicos de precisión oscilan entre ± 5 centímetros (sistemas de granularidad fina) hasta los ± 1 metro (sistemas de granularidad gruesa). No obstante, en algunas aplicaciones es suficiente una precisión incluso superior a un metro, por ejemplo cuándo se trata de conocer si un RM, objeto o persona, se encuentra en una determinada habitación dentro de un edificio.

La tecnología empleada en cuanto al tipo de señal utilizada por el sistema de posicionamiento es fundamentalmente lo que define el grado de exactitud de la medida. No obstante, otros factores que pueden influir en la exactitud derivan del empleo de técnicas de codificación de la señal emitida por las balizas ubicadas en el entorno (caso de posicionamiento absoluto), de la frecuencia de muestreo en la detección o de técnicas de proceso de señal.

1.6. Contexto de desarrollo de la Tesis

Esta tesis nace como trabajo de investigación dentro del proyecto denominado PARMEI (Posicionamiento Absoluto de Robots Móviles en Espacios Interiores), financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (ref. DPI2003-08715-C02-02), que el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá (UAH) ha desarrollado en colaboración con el Instituto de Automática Industrial de Arganda (IAI-CSIC). El objetivo principal del proyecto PARMEI ha sido el desarrollo de nuevos métodos y técnicas que permiten determinar la posición absoluta de robots móviles en espacios interiores, utilizando sensores de ultrasonidos y/o infrarrojos distribuidos en el entorno de movimiento del robot.

Se pretende con ello desarrollar tecnologías de relevancia para conseguir que un robot móvil se pueda guiar de forma autónoma, con seguridad y fiabilidad, en entornos industriales (almacenes y plantas de montaje) y otros como hospitales, centros de rehabilitación, oficinas, viviendas, etc. En estos entornos se plantea el problema de posicionamiento tanto de vehículos de propósito general para la distribución de productos, piezas y correspondencia, etc. como de vehículos o sillas asistidas para ayuda a la movilidad de personas mayores o con discapacidad.

La solución propuesta está en la línea de lo que se conoce como "espacios inteligentes", en este caso dotando al espacio de movimiento del robot de sensores (balizas) que permitan realizar su guiado, minimizando, por una parte, la electrónica a bordo de los robots (con las ventajas que ello conlleva) y por otro lado facilitando que múltiples robots puedan moverse simultáneamente en el mismo entorno. Partiendo de la experiencia en el tema de los equipos proponentes, se planteó el desarrollo de dos soluciones novedosas de posicionamiento absoluto, que pueden ser alternativas o complementarias: un Sistema de Posicionamiento Local Ultrasónico (US-LPS), en el que se incluye esta tesis, y un Sistema de Posicionamiento Local InfraRojo (IR-LPS).

El proyecto denominado RESELAI (Integración de REdes de SEnsores acústicos, de visión y RFID, para la Localización en Ambientes Inteligentes), financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (ref. TIN2006-14986-CO2-01) y en el que participan también el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá (UAH) en colaboración con el Instituto de Automática Industrial de Arganda (IAI-CSIC), ha contribuido a la puesta en práctica y validación de algunos algoritmos de procesado de señal propuestos en esta Tesis, que han ayudado a la mejora en la detección de señales para así conseguir mejores resultados en la localización.

El objetivo del proyecto RESELAI es el estudio, desarrollo e integración de redes de sensores de tres tecnologías distintas con el fin de potenciar entornos inteligentes, a los que aportar funciones de detección de presencia, localización física e interacción con sus usuarios. Con estas funcionalidades añadidas se pretende aumentar la "consciencia" del entorno respecto a la presencia de usuarios, y estudiar qué servicios se puede prestar a los mismos, nociones fundamentales de los conceptos de ambiente inteligente y

computación ubicua. El proyecto focaliza sus esfuerzos en los aspectos sensoriales, de procesamiento de señal, y los algoritmos avanzados de alto nivel; pero teniendo también siempre presente los aspectos de escalabilidad, coste de integración y mantenimiento, comunicación de datos, y flexibilidad de las redes sensoriales diseñadas. Partiendo de la experiencia previa proporcionada por el proyecto PARMEI, se han abordado los objetivos del proyecto con tres tecnologías sensoriales complementarias: acústica, cámaras de visión, y RFID. En lo que se refiere a la tecnología ultrasónica, se han mejorado aspectos del sistema desarrollado en el proyecto PARMEI, siendo la especial contribución a esta Tesis la optimización del acceso múltiple al medio y reducción de interferencias entre las balizas ultrasónicas.

Por último señalar que las aportaciones más recientes a esta Tesis, incluido el diseño de un prototipo LPS ultrasónico real donde se ha llevado las pruebas reales, se han desarrollado en los dos últimos años dentro del proyecto LEMUR (Localización Continua en entornos Extensos Mediante Ultrasonidos y Radiofrecuencia), financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (ref. TIN2009-14114-C04-04), que el Departamento de Electrónica de la UAH ha desarrollado en colaboración con el Instituto de Automática Industrial de Arganda (IAI-CSIC) y las Universidades de Extremadura (UEX) y de Valladolid (UVA). Se trata de una continuación del proyecto RESELAI, en el que se pretende trabajar en entornos extensos, fusionando la tecnología basada en ultrasonidos con otras tecnologías de localización.

Actualmente, existe una demanda constatada de una tecnología que proporcione servicios basados en la posición, con una precisión determinada, de personas, robots móviles u otros objetos, en áreas extensas en el interior de edificios, así como en entornos exteriores restringidos. Sin embargo, y en contraste con el alto grado de implantación del conocido Sistema de Posicionamiento Global (GPS), no hay en la actualidad ninguna tecnología de posicionamiento local (LPS) consolidada ni operativa al mismo nivel. La investigación que se propone en el proyecto LEMUR quiere avanzar en el desarrollo de sistemas LPS precisos y robustos y que operen en áreas extensas, mediante la fusión entre varias tecnologías complementarias como son los ultrasonidos y ciertos estándares en radiofrecuencia, como WiFi, ZigBee, RFID o UWB. Los LPS basados en ultrasonidos (US) proporcionan posicionamiento de alta precisión (centimétrica) en rangos cercanos, mientras que los basados en radiofrecuencia (RF) ofrecen precisiones del orden de unos pocos metros, pero con una mayor cobertura y menor coste.

1.7. Objetivos de la tesis

Esta tesis nace con el objetivo de desarrollar un sistema descentralizado y global que permita posicionar simultáneamente uno o varios robots móviles en un entorno cerrado y conocido, evitando cualquier tipo de señal de sincronismo desde o hacia el RM, ajena a los ultrasonidos, mejorando la exactitud de la posición, aumentando la inmunidad al ruido, y reduciendo el tiempo de adquisición de la posición. Los objetivos más relevantes de la tesis son:

- Abordar el diseño de un sistema descentralizado en el que varios robots puedan coexistir en el mismo entorno, sin la necesidad de que exista algún tipo de sincronismo entre ellos y el sistema de balizamiento, o en sentido inverso.

- Diseñar una baliza de amplia cobertura a partir de un transductor cilíndrico de ultrasonidos cuyo patrón de emisión horizontal es omnidireccional, pero el patrón vertical está limitado a un reducido ángulo. A partir de estos patrones y de sus dimensiones físicas, se abordará el diseño de un reflector cónico que aumente de manera sustancial la cobertura al situar la baliza en el techo.

- Proponer los métodos de detección de las señales ultrasónicas codificadas más óptimos con objeto de extraer las medidas de los tiempos de vuelo de la forma más exacta posible, garantizando la mayor inmunidad del sistema ante el ruido, y teniendo en cuenta los distintos tipos de interferencias a que puede estar sometido.

- Implementar un sistema LPS real que sirva para validar todos los resultados obtenidos a nivel de simulación. Para ello será necesario un sistema multimodo que permita la emisión de todas las balizas y la recepción simultánea, con discriminación de la señal emitida por cada baliza.

En los próximos apartados se abordan los objetivos globales con más detalle con el propósito de tener una visión más general y precisa de cada uno de ellos.

1.7.1. Diseño de un sistema descentralizado y asíncrono

Como ya se comentó en la introducción, la elección de un sistema descentralizado parte de que no exista ningún sistema de control o procesamiento ajeno a los RMs, y fuera del ámbito de las distintas balizas que se colocan en posiciones conocidas, que determine la posición a partir de las medidas obtenidas por el sistema de balizamiento para luego comunicarle dicha posición al robot. Desde este punto de vista, será necesario que las balizas actúen como emisoras y los RMs como receptores.

El carácter asíncrono vendrá determinado porque los RMs no necesitan conocer el instante de emisión de las balizas. Esto sólo es posible si existe un sincronismo común en el sistema de balizamiento, es decir, si se hace que todas las balizas emitan en el mismo instante de tiempo o con retardos preestablecidos (y conocidos por los móviles) entre ellas. Además, será necesario medir las TDOAs entre una baliza de referencia y el resto de ellas, para aplicar el algoritmo de posicionamiento haciendo uso de esas diferencias de tiempo de vuelo.

1.7.2. Incremento de la exactitud de las medidas

Las técnicas de integración y umbralización que se utilizan habitualmente en los sistemas de posicionamiento por ultrasonidos aplicados a la robótica móvil llevaban implícita una

gran limitación de exactitud, que surge de la aparición de un error variable que depende de la envolvente de la señal recibida, al emitir un simple tren de pulsos ultrasónicos sin codificar. Este error resulta ser muy dependiente de factores externos del entorno, que hace muy difícil su eliminación, y provocan, en definitiva, la obtención de unos resultados de exactitud restringida.

En aras de mejorar esta prestación, pocos trabajos han tratado de aplicar en la técnica de posicionamiento por ultrasonidos métodos procedentes de otras áreas, entre las cuales ha obtenido notable aceptación la determinación de los TOAs mediante técnicas de correlación, a partir de emisiones ultrasónicas codificadas [Girod et al., 2001] [Hazas et al., 2002]. No obstante éstas técnicas han sido y están siendo actualmente explotadas en el diseño de sensores de ultrasonidos avanzados para la detección de obstáculos y modelado del entorno [Ureña, 1998][Hernández et al., 2004] donde la necesidad de alcanzar exactitudes milimétricas es de gran importancia.

1.7.3. Emisión simultánea de las balizas

El objetivo de que todas las balizas emitan de forma simultánea plantea la necesidad de emplear técnicas de acceso simultáneo al medio, muy habituales hoy en día en los sistemas digitales de comunicación, telefonía móvil, redes inalámbricas, y desde ya varios años en el Sistema de Posicionamiento Global, más conocido por GPS.

El hecho de no utilizar como técnica una modulación en frecuencia, y por tanto tratar el problema como se venía haciendo habitualmente, es decir enviando un simple tren de pulsos de corta duración y de frecuencia distinta para cada baliza, se justifica por un lado, por no alcanzar la suficiente exactitud tal como ya se comentó, y por otro debido a la necesidad de utilizar transductores de gran ancho de banda y dependiente del número de balizas a utilizar.

La técnica llamada Acceso Múltiple por División en Código, o simplemente CDMA, permite a los usuarios transmitir con la misma frecuencia y de modo simultáneo en el tiempo. La separación de los usuarios se basa en asignarle a cada uno de ellos un código, de manera que los códigos de diferentes usuarios sean ortogonales entre sí. Cada usuario deberá multiplicar su información a transmitir por su código. El receptor podrá separar la información de cada usuario haciendo uso del mismo código con el que se transmitió gracias a la propiedad de ortogonalidad de los mismos. De este modo, todos los usuarios pueden utilizar todo el ancho de banda disponible durante todo el tiempo.

Dentro de las distintas variantes que esta técnica puede presentar (FH-CDMA, DS-CDMA, etc.) se ha elegido el Acceso Múltiple por División en Código mediante Secuencia Directa, o abreviadamente DS-CDMA. Para ello, la portadora de 50 kHz o señal ultrasónica se modula en BPSK por una secuencia pseudoaletaria de una determinada longitud (en bits) que se asignará a cada baliza. Dadas las propiedades de autocorrelación y correlación cruzada que tienen éstas secuencias, es posible detectarlas de forma sencilla en el receptor para así extraer el instante de llegada y poder estimar la

posición.

Otra ventaja de esta técnica radica en la elevada inmunidad al ruido que presenta la señal resultante como consecuencia del ensanchado de espectro a que da lugar la modulación, propiedad que explota la conocida técnica de modulación denominada precisamente de Espectro Ensanchado (en inglés, *Spread Spectrum*).

1.8. Estructura de la tesis

Tras este capítulo de introducción, en el capítulo 2 se hace una revisión del estado del arte atendiendo fundamentalmente a describir los trabajos más relevantes que existen en la temática del posicionamiento absoluto en interiores, utilizando ultrasonidos. Se destacan principalmente las características más importantes de los distintos trabajos y se analizan las ventajas e inconvenientes que presentan.

El capítulo 3 da una visión global de los distintos elementos que componen el sistema de posicionamiento y de las propuestas planteadas en esta tesis para resolver. Además, se hace un análisis de las distintas técnicas multimodo que se están utilizando actualmente en comunicaciones, centrándose fundamentalmente en la CDMA. En primer lugar, se estudian las propiedades de los distintos códigos que se emplean y se analizan las características de la señal ultrasónica resultante después del proceso de modulación, frente a la variación de distintos parámetros como son la longitud de los códigos, periodicidad de las secuencias, elección del símbolo en la modulación, etc.

En el capítulo 4 se describe una propuesta de baliza ultrasónica de amplia cobertura. Para ello, a partir de la elección de un transductor comercial, se plantea un estudio de diseño de un reflector cónico con el objetivo de mejorar su lóbulo de radiación o patrón de emisión. Como resultado se garantizará una mayor área de cobertura con objeto de poder implementar un sistema de balizamiento con el menor número de balizas posibles, y con la información suficiente en cada punto del entorno de interés para garantizar una localización correcta. Se expondrán las pautas de diseño desde el punto de vista físico, partiendo de parámetros tales como la ubicación física de las balizas en el entorno y su relación con el área de cobertura resultante. También se analizarán los efectos de pérdida debidos a la absorción, divergencia, así como los derivados de las reflexiones ocurridas en el interior del reflector cónico diseñado.

En el capítulo 5 se hace un análisis y simulación de un sistema de balizamiento desde el punto de vista de detección de los TOAs, teniendo en cuenta que se utilizan balizas ultrasónicas codificadas que emiten de forma continua y periódica, y que pueden estar sometidas a diversos tipos de ruido. Se analizan diversas técnicas de detección de las secuencias tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia, valorando sus características más sobresalientes. Además, se hace un análisis de las interferencias MAI (*Multiple Access Interference*) e ISI *(Inter-Symbol Interference*) que aparecen en los sistemas multiacceso, las técnicas habituales empleadas en su mitigación, y se describe

una nueva forma de emisión que mejora el comportamiento del sistema ante este tipo de interferencias, incluso ante el efecto multicamino.

En el capítulo 6 se muestran los resultados a nivel de simulación donde se han tenido en cuenta todos los parámetro objeto de estudio, para luego ser comparados bajo condiciones reales a partir de una propuesta de diseño de un LPS real en la que se describe el hardware necesario para implementar el sistema de balizamiento y el módulo receptor necesario para procesar la señal emitida por las balizas. Finalmente, a partir de las medidas reales realizas en posiciones fijas y sobre un robot en movimiento se validan los resultados tras verificarlos con los resultados obtenidos en las simulaciones.

Por último, en el capítulo 7 se discuten las conclusiones obtenidas del trabajo, se sintetizan las principales aportaciones realizadas en el área, y se describen posibles futuras líneas de investigación que pueden derivarse a partir de trabajo aquí realizado.

2

Estado del Arte

En el capítulo anterior se han planteado los objetivos principales de esta tesis. Antes de profundizar en los mismos, se presenta en este capítulo el estado del arte en lo que a sistemas de localización en interiores se refiere, centrándose en los sistemas basados en señales ultrasónicas.

2.1. Introducción

Los robots móviles emplean para su guiado diversos sistemas de sensores (láser, visión, ultrasonidos), y la tendencia ya desde los primeros desarrollos era la fusión de la información de todos ellos para obtener una información más precisa del entorno [Feng et al., 1994].

El posicionamiento de un robot móvil (RM), o proceso para determinar la posición de un RM en un entorno, sigue siendo un campo importante de investigación en la aplicación de diversas técnicas de navegación.

Como se ha indicado en el capítulo anterior, el posicionamiento de un RM se puede plantear de dos formas: un posicionamiento absoluto o un posicionamiento relativo, o en algún caso, una combinación de ambos. El posicionamiento relativo se basa fundamentalmente en la utilización del dead-reckoning (medida del desplazamiento desde una posición conocida, a partir de la información obtenida de los encoders acoplados a los ejes del robot). Este método es simple, barato y relativamente fácil de implementar, pero tiene la desventaja del error acumulativo que se produce [Borenstein et al., 1994]. El posicionamiento absoluto es un método que se aplica generalmente mediante la utilización de un sistema de balizamiento, el uso de marcas activas o pasivas, o las señales procedentes de satélites.

Cuando un robot no conoce su posición inicial, el coste para obtener de forma autónoma su posición es muy alto. El GPS (Global Position System) es una solución a este problema, pero en principio no es válido en entornos interiores, y no es muy preciso.

Actualmente se está investigando su utilización en entornos cerrados a partir del diseño de pseudo-satélites y de receptores comerciales modificados, que permiten determinar la posición del robot dentro de un entorno conocido. Se trata de regenerar la señal de la constelación de satélites en el interior de un recinto. En este sistema tanto los RMs como las balizas activas ubicadas dentro del entorno, incorporan receptores GPS para determinar, a partir de diferencias de fase, la posición relativa de los RMs. Esta solución, sin embargo es demasiado compleja y de un coste elevado, para ser aplicado a robots ordinarios que no son capaces de determinar la posición inicial por sí mismos [Stone et al., 1999], [Kee et al., 2000], [Zimmerman et al., 1996].

En la actualidad no sólo se aplica en robótica móvil el posicionamiento absoluto en entornos cerrados, sino que se está aplicando a la localización y seguimiento de personas y objetos dentro de un edificio [Want et al., 1992], [Bahl et al., 2000]. Se trata de sistemas centralizados, donde no es el propio objeto móvil el que necesita conocer la posición, sino un ordenador central que necesita determinar su localización. En estos casos no se precisa de una rapidez en la adquisición de las medidas, ni de una buena resolución, de ahí que se estén utilizando técnicas de balizamiento utilizando ultrasonidos, infrarrojos y radiofrecuencia, donde la emisión sincronizada de simples impulsos ultrasónicos van a permitir la determinación de los distintos TOAs a las balizas.

2.2. Primeros desarrollos de sistemas de localización *indoor*

Uno de los primeros sistemas de localización está basado en infrarrojos, y fue desarrollado en la Universidad de Cambridge por el *Olivetti Research Ltd.* (ORL) para su aplicación al seguimiento de pacientes en un hospital (*The Active Badge System*). Está basado en un dispositivo portátil emisor de infrarrojos (*Tag*) que lleva la persona u objeto a seguir, y que emite de forma periódica cada 15 segundos una señal infrarroja codificada [Want et al., 1992]. A partir de una red de sensores ubicados en cada una de las habitaciones o espacios a detectar, e interconectados a un sistema central, es posible detectar la presencia del *tag* (Figura 2.1). No cabe duda de que se trata de un sistema sumamente simple y que la detección de la posición presenta muy baja granularidad, pues sólo es efectivo a nivel de conocer en qué zona o lugar se encuentra el sujeto portador del *tag*. En definitiva, se trata más de un sistema de presencia o localización que de posicionamiento.

Otros sistemas utilizan la tecnología láser para determinar la posición de un RM (Figura 2.2). Utilizando un láser radial se lleva a cabo un escáner del entorno y se aplica la transformada de *Hough* sobre los perfiles de contorno detectado para comparar determinadas características extraídas con las previas almacenadas en una base de datos, representativas del mapa de dicho entorno [Larsson, 1996],[Santiso, 2003].

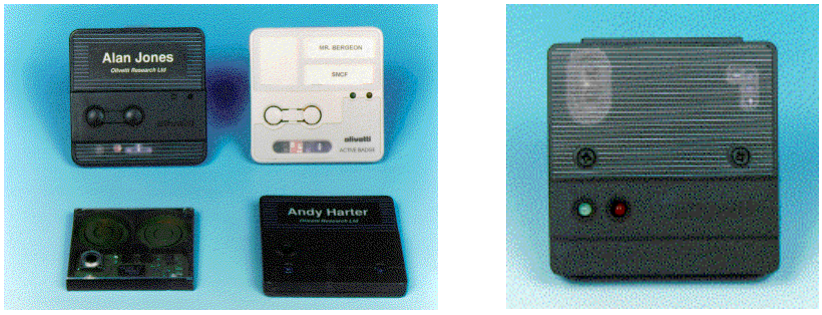


Figura 2.1. Elementos del *Active Badge System* [Want et al., 1992].

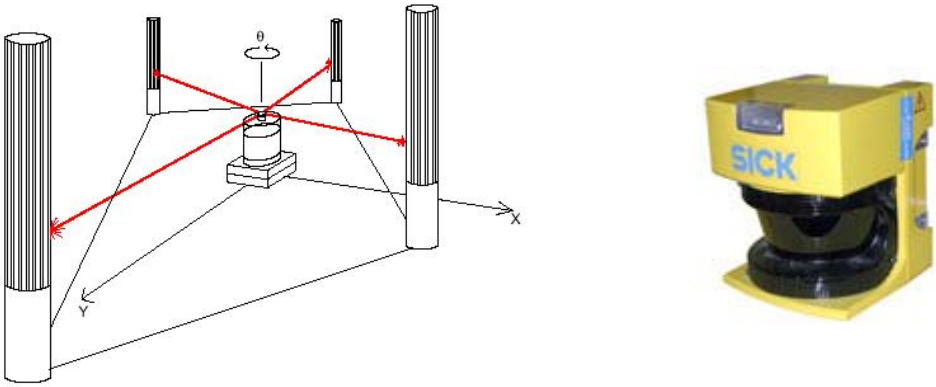


Figura 2.2. a) LPS basado en un Láser de barrido; b) Escáner.

Los sistemas de posicionamiento basados en sensores electromagnéticos pueden determinar la posición y la orientación con una elevada exactitud y resolución (alrededor de 1mm en la posición y 0.2º en la orientación del objeto), pero son costosos y requieren ser conectados a unidades de control [Raab et al., 1979]. Además, tienen un corto alcance (< 3 metros) y son sensibles a la presencia de objetos metálicos. En la Figura 2.3 se puede observar un sistema comercial basado en sensores electromagnéticos.

Figura 2.3. Sistema de posicionamiento basado en sensores electromagnéticos (Motion Tracking).

El sistema basado en balizas emisoras generadoras de una señal de radiofrecuencia, basándose en el sistema LORAN (Figura 2.4), también se está aplicando en las técnicas

de posicionamiento. Un ejemplo es el sistema denominado BPS (*Building Positioning System*) que utiliza técnicas de radionavegación en baja frecuencia [Reynolds et al., 1999]. El sistema está pensado para operar en entornos cerrados y se basa en la medida de la diferencia de fase entre las señales emitidas por varias balizas situadas en puntos conocidos.

Hoy en día están teniendo gran auge los sistemas de posicionamiento basados en las redes de comunicación inalámbricas (WLAN), donde la medida de la intensidad de la señal electromagnética recibida (RSSI) constituye el parámetro fundamental de estimación. Un ejemplo de esta tecnología es el proyecto RADAR [Bahl et al., 2000] del centro de investigación de *Microsoft* que utiliza el estándar de comunicación inalámbrica IEEE 802.11. Este sistema es capaz de determinar la posición en 2D, en cualquier planta de un edificio, con una precisión inferior a 4 metros, a partir de la medida de intensidad a dos nodos próximos. Su aplicación al caso de 3D resulta complicada debido a las grandes reflexiones y atenuaciones que sufren las señales de RF sobre las paredes y plantas del edificio.

Otro sistema que también utiliza la intensidad de RF es el sistema PinPoint 3D-iD [Werb et al., 1998]. Está basado en una serie de emisores especialmente diseñados, que actúan como balizas y son activados secuencialmente. El objeto móvil a ser localizado porta un *tag* ligero que actúa como transponder (cambia la frecuencia, añade los códigos mediante una modulación en fase, y re-emite la señal de RF). De esta manera midiendo el tiempo de propagación de ida y vuelta de la señal, se evita el problema del instante de sincronización entre el *tag* y la baliza emisora.

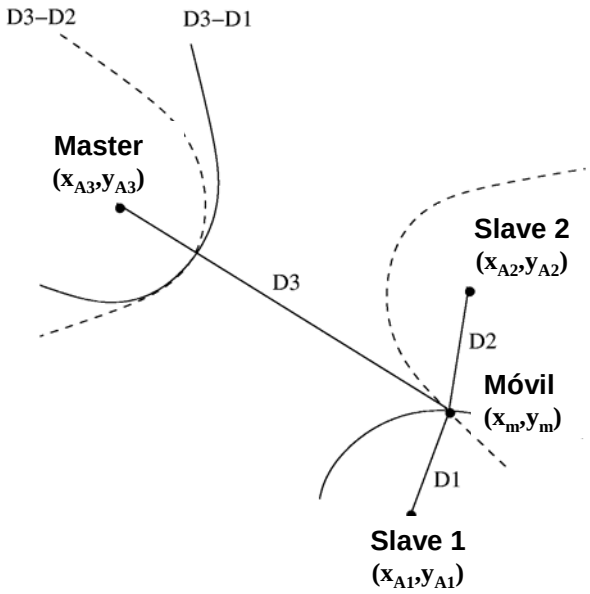


Figura 2.4. Principio de localización hiperbólico por radiofrecuencia (LORAN): una estación base maestra (Master) y dos estaciones secundarias (Slave 1 y Slave 2) emiten una señal de RF; un receptor (Móvil) en una posición desconocida mide los TDOAs y calcula su posición por la intersección de las hipérbolas.

2.3. Nuevas tendencias en sistemas de localización por radio

En este apartado se muestran algunas soluciones al problema de localización que aprovechan las redes de telecomunicación existentes en los entornos de interés.

Ultra-Wide-Band (UWB) es una tecnología que nació durante la década de 1960, y cuyo nombre fue acuñado por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos en 1989. Se desarrolló para radar, localización y aplicaciones de comunicaciones. UWB emplea ráfagas de potencia mil veces más baja que las de un teléfono móvil, con duración de picosegundos, en un espectro de frecuencia amplio (3.1-10.6GHz). Estas ráfagas ocupan unos pocos ciclos de portadora RF, por lo que la señal resultante tiene un gran ancho de banda. Sobre las ráfagas es posible transferir datos a velocidades de centenares de megabits por segundo. Además, la señal es relativamente inmune a los efectos de multitrayecto, ya que debido a su corta duración la señal directa va y es detectada antes de que las señales reflejadas en los obstáculos alcancen el receptor.

Debido a sus características, esta tecnología permite localizar los terminales con un error bastante inferior a los sistemas actuales basados en radiofrecuencia. Está basada en la emisión de pulsos ultracortos, de tal manera que el receptor puede determinar el tiempo de llegada con precisiones de picosegundos y, por tanto, estimar la posición con precisión de centímetros. La distancia al móvil u objeto a posicionar se calcula midiendo el retardo de un pulso desde que es emitido por el transmisor hasta que llega al receptor. En la Figura 2.5 se muestra un diagrama de bloques de una aplicación de posicionamiento basada en UWB denominada *Precision Asset Geolocation* [Fontana et al., 2002]. El sistema lo forman un conjunto de *tags* emisores y otro de receptores UWB que actúan como balizas ubicadas en posiciones conocidas. Las balizas receptoras están conectadas entre sí mediante una conexión serie con una estación base de control.

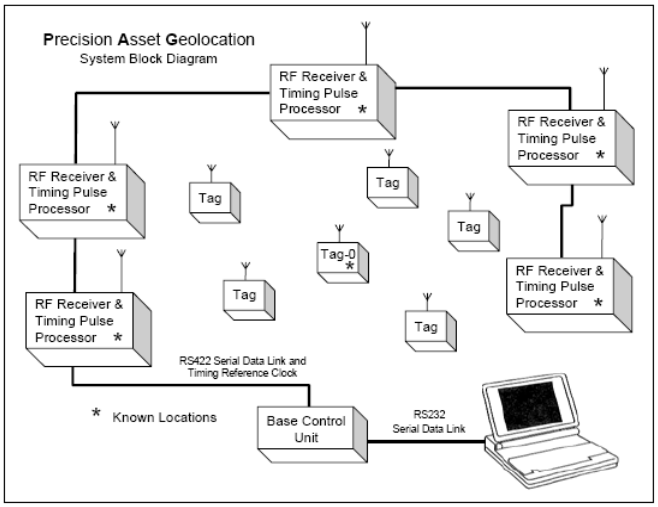


Figura 2.5. Sistema de posicionamiento basado en UWB (*Precision Asset Geolocation*) [Fontana et al., 2002].

Otra tecnología en desarrollo es la que se basa en la combinación del sistema GPS con una técnica que permite posicionar un terminal mediante el sincronismo de la señal televisión (Figura 2.6). El sistema de posicionamiento por televisión resulta eficaz para la localización en interiores, donde el sistema GPS falla debido a la escasa potencia de su señal. Las señales que se emplean para determinar la posición mediante el sistema de TV son de alta potencia y gran ancho de banda, y están transmitidas por estaciones de televisión analógica o digital. Sin embargo, es cierto que los resultados obtenidos dependen de factores como la cobertura de las estaciones de televisión, los diferentes niveles de atenuación y el multitrayecto sufrido por la señal. En términos de cobertura, las señales de TV son un complemento a las de satélite, las primeras están concentradas en áreas urbanas y pueden penetrar fácilmente en los edificios.

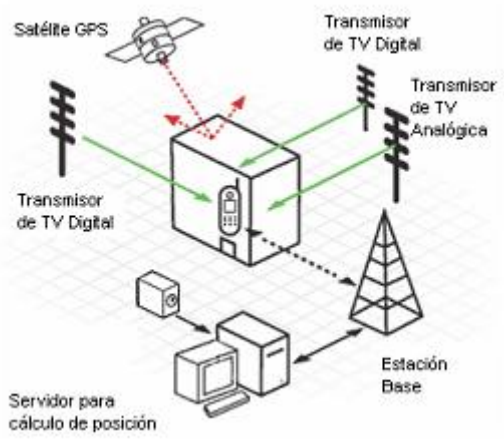


Figura 2.6. Sistema de posicionamiento basado en GPS y señal de TV.

Empleando la infraestructura de TV digital desplegada, sin efectuar cambio alguno en las estaciones de difusión de televisión, es posible concebir un sistema de localización fiable, preciso y rápido. Ya que GPS opera eficientemente en áreas rurales remotas y la tecnología de posicionamiento mediante la señal de TV resulta eficaz en emplazamientos urbanos, la sinergia entre los dos sistemas puede dar lugar a una buena solución integrada que unifique las técnicas de localización [Rabinowitz et al., 2003]. Comercialmente, las empresas *Trimble* y *Rosum* están desarrollando este sistema conjunto de GPS y localización basada en la señal de TV.

2.4. Sistemas de posicionamiento que emplean ultrasonidos

Existen varias técnicas para la medida de la distancia entre los emisores de ultrasonidos y los receptores, que se pueden resumir en tres grandes grupos:

- **Sistemas de banda ancha:** se basan en que el transmisor genera un pulso que contiene un rango de frecuencias ultrasónicas, siendo el tiempo de vuelo de la señal,

el parámetro que utiliza el receptor para calcular la distancia.

- **Sistemas de banda estrecha o de fase coherente:** miden la fase de un tono continuo para deducir la distancia entre el transmisor y el receptor, expresada como un múltiplo de longitudes de onda. Generalmente estos sistemas necesitan de una menor relación señal-ruido que los anteriores debido a que se pueden emplear técnicas de filtrado.

- **Sistemas basados en técnicas de correlación:** aquí los receptores identifican una secuencia de un código conocido que modula la señal ultrasónica emitida por los transmisores. Estos sistemas se caracterizan por tener una elevada relación señal-ruido y ser muy precisos.

Los algoritmos de posicionamiento usados con la tecnología ultrasónica se basan en la técnica de trilateración a partir de la medida de distancias entre la fuente emisora de ultrasonidos y los receptores. Unos sistemas utilizan el transmisor a bordo del móvil a posicionar, y varios receptores ubicados en posiciones conocidas dentro del entorno, que detectan la señal emitida [Seiji et al., 1998]. Otros sistemas, en cambio, utilizan un número de transmisores localizados en posiciones conocidas y un único receptor ubicado en el móvil u objeto a seguir.

2.4.1. LPSs ultrasónicos que no emplean codificación

En este apartado se describen los trabajos más relevantes que muestran el estado del arte en cuanto a sistemas de posicionamiento basados en ultrasonidos que no emplean la técnica de codificación, y que forman parte de los sistemas de banda ancha.

El trabajo descrito en [Kleeman et al., 1989], utiliza seis balizas ultrasónicas en un entorno de 12 metros cuadrados, conectadas a un controlador central que de forma secuencial y cíclica se van disparando. Cada baliza se dispara transmitiendo un pulso ultrasónico de 2,5 ms. La baliza 1 se distingue del resto porque transmite dos pulsos ultrasónicos separados 3 ms. Las medidas de distancias son determinadas a partir de los TOAs obtenidos en el receptor ultrasónico instalado en el robot móvil. El receptor está formado por un array de 8 transductores de ultrasonidos. Los receptores se conectan a un sistema microprocesador que almacena los TOAs y las amplitudes recibidas, para posteriormente ser procesadas por un *Transputer* que procesa y estima la posición y orientación del robot empleando un filtro de *Kalman*.

Uno de los primeros sistemas de posicionamiento 3D centralizado basado en ultrasonidos y que añade un sistema de sincronismo por RF es el "*Active Bat System*" desarrollado también por el centro de investigación *ORL de Cambridge* [Ward et al., 1997]. Cada objeto, persona o móvil a posicionar lleva adosado un dispositivo de pequeño tamaño (7.5cm x 3.5cm x 1.5cm) que incorpora un transceiver de RF (433 Mhz) y un emisor de ultrasonidos. Cada dispositivo tiene código único de 48-bits que le identifica. Los receptores que detectan la señal ultrasónica se ubican en el techo formando una rejilla de

1,2 metros, y están conectados entre sí a través de una red local de alta velocidad con un ordenador central (Figura 2.7). Una unidad central de proceso coordina los dispositivos a posicionar y la red de receptores. Cuando un dispositivo debe ser localizado, la unidad central lo interroga a través de su código mediante una emisión por RF, transmitiendo este un pulso ultrasónico que detectan los receptores ubicados en el techo. El ordenador central recoge los resultados de los TOAs y por trilateración calcula la posición del transmisor, siendo el error mínimo en torno a los 3 centímetros. Se trata de un sistema muy novedoso y con unos resultados realmente buenos en cuanto a la precisión obtenida. Por el contrario, resulta ser un sistema bastante complejo dado el carácter centralizado que tiene, y desde el punto de vista del hardware asociado al sistema de balizamiento, pues al ser las balizas receptores se han de comunicar con un sistema centralizado.

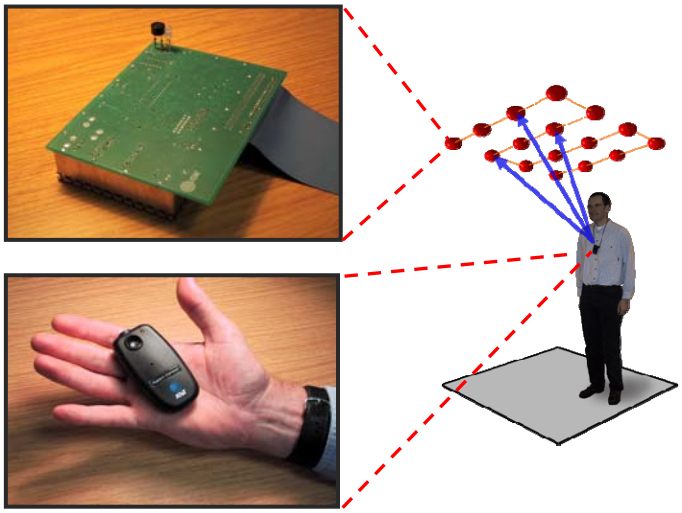


Figura 2.7. El sistema de posicionamiento Active Bat System [Ward et al., 1997].

El sistema *Cricket Location Support System* es el sistema de posicionamiento complementario al sistema *Active Bat System* descrito anteriormente. En este caso el sistema de balizamiento está formado por balizas emisoras ultrasónicas sin interconexión alguna [Priyantha, 2000]. Las balizas emiten una señal de RF simultáneamente y un pulso ultrasónico. Con el objeto de que varias balizas puedan coexistir en el mismo entorno, la emisión se hace de forma aleatoria para así disminuir las posibles colisiones. Los receptores son los que estiman la posición a partir de los TOAs con precisiones, que en el mejor de los casos son del orden de 6cm. Esta solución tiene la ventaja de ser un sistema descentralizado, donde la infraestructura es mínima, pues las balizas no necesitan estar interconectadas. El problema que presenta este sistema es la velocidad de adquisición, pues está condicionada, en el mejor de los casos, a la ausencia de colisiones en las emisiones ultrasónicas. Para ello, se estableció que cada baliza emitiese cuatro veces por segundo. Teniendo en cuenta que para garantizar el posicionamiento con un error aceptable se necesitaban del orden de 25 medidas de distancia a cada baliza, y considerando que son necesarias cuatro balizas para obtener un posicionamiento en 3D, el periodo de adquisición es del orden de cinco segundos.

Otro sistema de posicionamiento similar desarrollado en la Universidad de Bristol, está formado por un conjunto de 4 balizas emisoras por habitación, ubicadas en el techo y unidas a un sistema de control central [Randell, 2001]. Este, emite periódicamente un paquete de datos por RF (418Mhz) que identifica la habitación, planta, etc y sincroniza la emisión secuencial de un *chirp* de 1,2ms de duración por cada baliza ultrasónica, con un intervalo de 50ms. El receptor recibe la señal de sincronismo de RF y espera recibir los TOAs de cada baliza (Figura 2.8). A partir de estas medidas calcula la posición por trilateración. El error cometido en las medidas no supera los 15cm para un entorno de 10m x 10m. Se trata de un sistema de muy bajo coste y de fácil implementación.

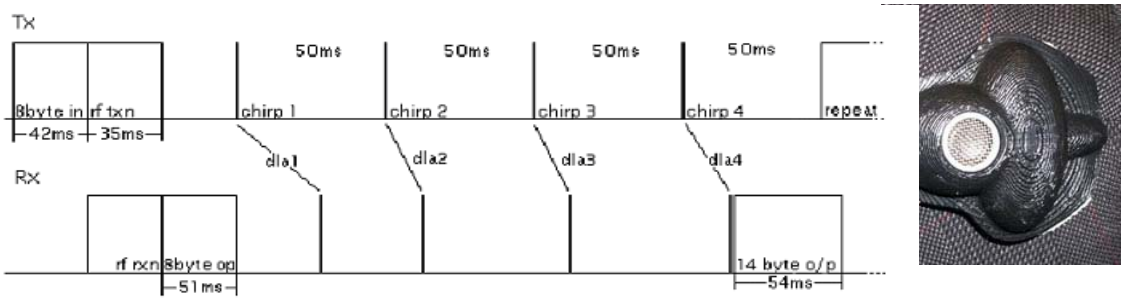


Figura 2.8. Sistema de posicionamiento propuesto por [Randell et al., 2001] y unidad receptora.

Un problema importante del sistema propuesto en [Randell et al., 2001] es la pérdida de algún *chirp* emitido por una baliza, ya que esto obliga a esperar recibir de nuevo todo el ciclo de emisión, con la consecuente reducción de la velocidad de adquisición de la posición. En el mejor de los casos está posición podría adquirirse cada medio segundo aproximadamente, reduciéndose el tiempo de adquisición en este factor por cada pérdida de algún *chirp* durante el ciclo completo de emisión.

El sistema de posicionamiento descrito en [Navarro et al., 1999] utiliza pulsos ultrasónicos para calcular las distancias a las balizas. Periódicamente cada baliza emite un pulso ultrasónico, y otro de RF para su sincronización. Después de la emisión de todas las balizas, las medidas obtenidas se transmiten a un host que determina por trilateración y aplicando un algoritmo de estimación, la posición actual del robot (Figura 2.9).

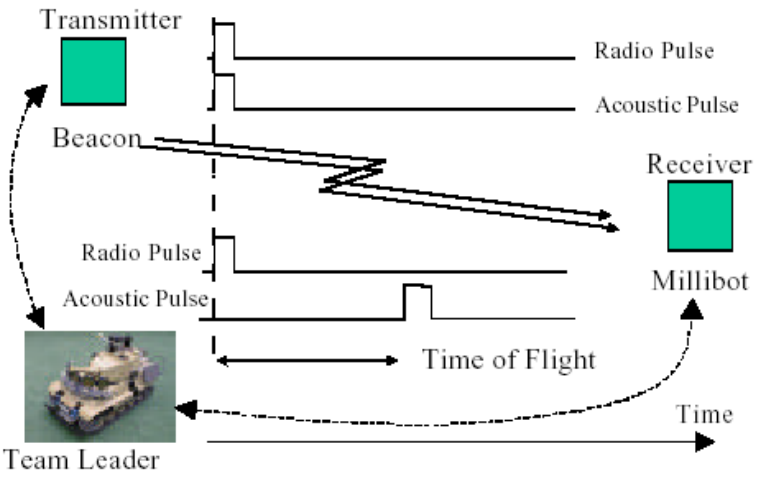


Figura 2.9. Sistema de posicionamiento propuesto por [Navarro et al., 1999].

El trabajo descrito en [Yong-gie et al., 2002] muestra otra alternativa basada en ultrasonidos y radiofrecuencia (Figura 2.10). El sistema utiliza al menos tres balizas interconectadas a través de un bus CAN, de las cuales sólo una tiene un canal de RF con la baliza máster que se sitúa a bordo del robot y que sirve para sincronizar el instante de emisión de la señal ultrasónica. Cuando esta baliza recibe por RF el comando procedente del robot móvil para iniciar una medida, envía a través del bus CAN la orden al resto de balizas para que envíen el *chirp* ultrasónico. El receptor de ultrasonidos incorporado en la baliza master mide el tiempo de vuelo y como consecuencia la distancia a la baliza correspondiente.

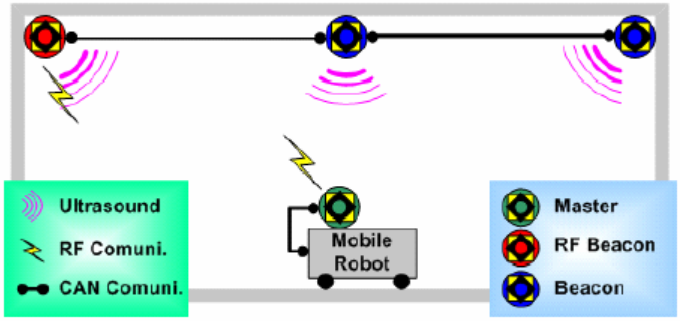


Figura 2.10. Sistema de posicionamiento propuesto por [Yong-gie et al., 2002].

Otro trabajo [Ghidary, 1999] describe un método rápido de medida de la posición de un robot en entornos cerrados. El sistema utiliza ultrasonidos e infrarrojos simultáneamente. El transmisor que está a bordo del robot transmite la señal ultrasónica e infrarroja al mismo tiempo. Los receptores, ubicados en posiciones fijas en el techo, reciben la señal infrarroja que sincroniza el arranque de un contador que mide el TOA de la señal ultrasónica (Figura 2.11). Un ordenador central recibe las medidas de distancia a cada baliza y realiza los cálculos de la posición, enviando esta información al robot a través de una red de datos inalámbrica. Es el ordenador central el que toma la decisión de cuándo

se lleva a cabo una medida, de ahí que si tuviesen que coexistir varios robots se hace necesario establecer algún criterio de selección con la consecuente reducción en la velocidad de adquisición o refresco de las posiciones.

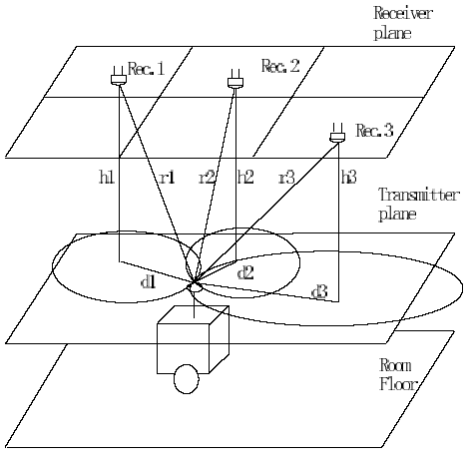


Figura 2.11. Sistema de posicionamiento basado en infrarrojos y ultrasonidos [Ghidary et al., 1999].

Otro trabajo posterior que utiliza ultrasonidos para un sistema de posicionamiento en interiores es el trabajo desarrollado en [Esko et al., 2004]. La novedad radica en el hecho de implementar un sistema de mínima infraestructura que el autor denomina sistema de posicionamiento en 3D mediante una única estación base. Se trata de aprovechar las reflexiones de la señal ultrasónica sobre las paredes, para estimar la posición a partir de los diferentes TOAs recibidos, utilizando una sola fuente emisora. En una segunda fase se aborda la utilización de un receptor formado por un array de sensores para determinar la distancia y dirección de la fuente emisora (Figura 2.12).

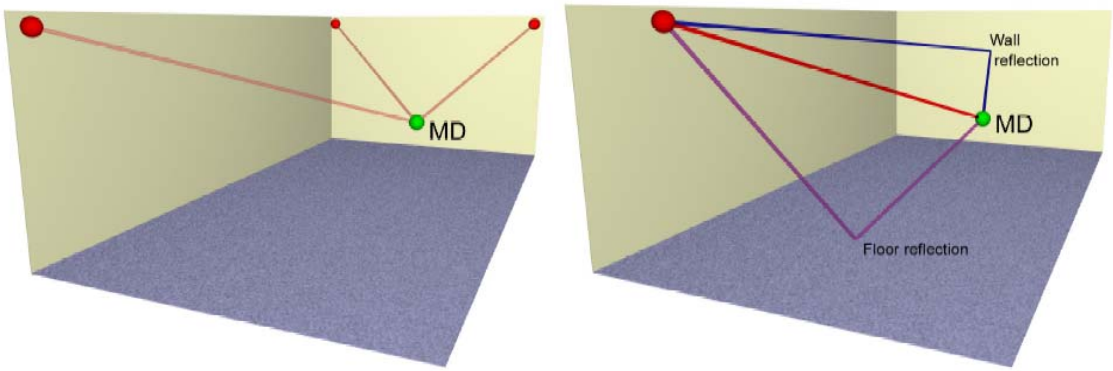


Figura 2.12. a) Estimación de la posición de un dispositivo móvil (MD) por medio de las distancias a tres estaciones base localizadas cerca del techo, y b) utilizando una única estación base por medio de las distancias obtenidas de las reflexiones de la señal con las paredes[Esko et al., 2004].

El trabajo descrito en [Bjerknes et al., 2007] muestra otro sistema de posicionamiento 2D y 3D ultrasónico simple y de bajo coste que emplea 8 balizas emisoras sincronizadas

desde una estación base. Mediante un emisor de RF se envía el instante de inicio de una emisión que se realiza a intervalos regulares por parte de cada baliza (Figura 2.13). A partir del instante de sincronismo y con un periodo de 50ms, cada baliza emite un pulso ultrasónico siguiendo un orden preestablecido. La señal de RF recibida por el receptor inicializa un temporizador que sirve para medir el tiempo de vuelo de la señal ultrasónica a partir del instante de detección. El empleo de sensores de banda estrecha de 40KHz de la firma *Murata*, junto con una electrónica sencilla basada en un microcontrolador de 8 bits, y los módulos de RF en la banda de 433 Mhz , hacen que el sistema tenga un reducido coste.

Otro trabajo reciente y muy similar [Sánchez et al., 2011] emplea también una señal de sincronismo por RF y se caracteriza por su bajo coste al emplear un hardware basado en una FPGA, tanto para la generación del *chirp* que emiten las balizas como en el receptor que incorporan los nodos móviles (Figura 2.14). De forma experimental y sobre una cuadrícula de 1.2 x 1.8 m^2, el error medio en posición se estimó en torno a los 3,5 cm sobre 16 puntos de test.

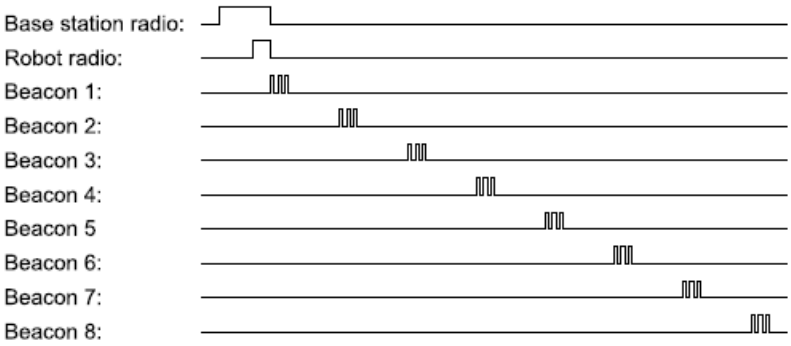


Figura 2.13. Secuencia de emisión de cada baliza del sistema de posicionamiento por ultrasonidos y RF propuesto en [Bjerknes et al., 2007]

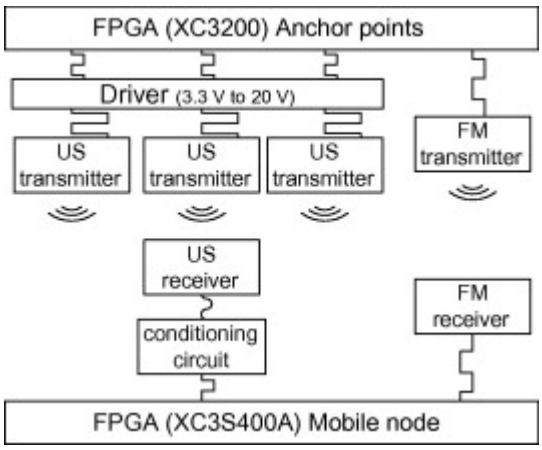


Figura 2.14. Arquitectura del sistema de posicionamiento por ultrasonidos y RF propuesto en [Sánchez et al., 2011]

Cabe destacar dentro de los sistemas la utilización de señales acústicas, en la banda sónica, en sustitución de los ultrasonidos, pero basados en el mismo principio de funcionamiento. Uno de los trabajos más recientes proporciona un posicionamiento en 3D y aplica los algoritmos de trilateración utilizando PDAs como sensores acústicos, con capacidad de comunicarse a través de una red inalámbrica [Mandal et al., 2005]. El sistema de balizamiento está formado por unidades localizadas en posiciones conocidas que actúan como balizas receptoras, y que incorporan un micrófono y la electrónica necesaria para medir el TOA desde el emisor. Estas unidades están conectadas en red a un sistema central. Sólo es necesario establecer un sincronismo del instante de emisión de la señal acústica, para lo cual se emplea la red inalámbrica del sistema (Figura 2.15).

En esta última propuesta se debe prestar especial atención a la aplicación del algoritmo de trilateración, pues los retardos provocados en la red inalámbrica de las PDAs son del orden de magnitud a los de la señal acústica, y además impredecibles en muchos casos. Para minimizar estos efectos, los autores desarrollaron un nuevo algoritmo que permite aplicar la técnica de trilateración en presencia de tales retardos, sin que estos supongan un error importante en la estimación de la posición.

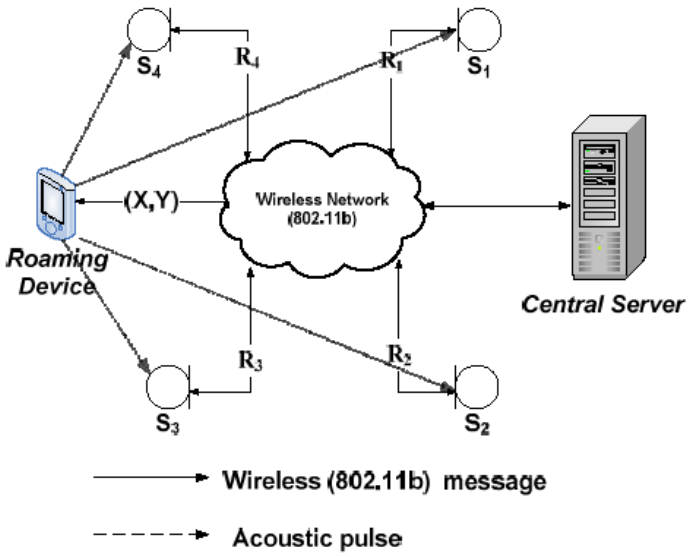


Figura 2.15. Sistema de posicionamiento basado en sensores acústicos y WLAN [Mandal et al., 2005].

Claramente en todos los sistemas descritos hasta ahora se ha visto la necesidad de emplear algún tipo de sincronismo externo para indicar el comienzo de la emisión ultrasónica. El trabajo desarrollado por [McCarthy et al., 2003] evita la sincronización considerando que las balizas emiten cada *chirp* siguiendo un intervalo y patrón regular conocido. El sistema es muy similar al desarrollado por Randell en la Universidad de Bristol, pero sin sincronismo por RF. Se dispone de cuatro balizas situadas en las esquinas del techo de una habitación. Estas balizas emiten un *chirp* de 1 ms de duración en cada turno, siguiendo un orden previo establecido, y con intervalos regulares de emisión de 50ms (Figura 2.16).

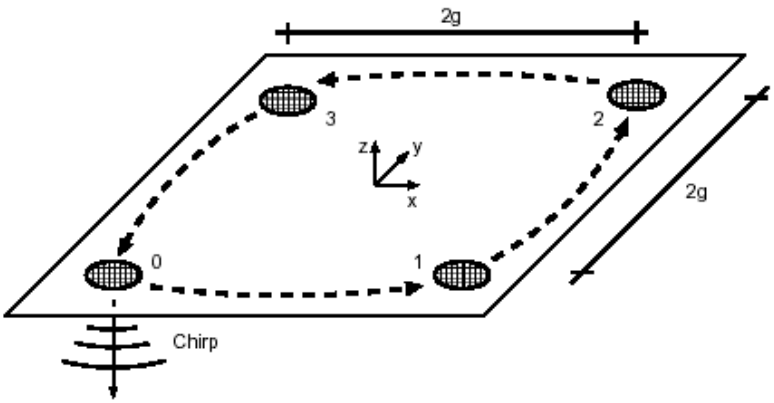


Figura 2.16. Sistema de posicionamiento basado en ultrasonidos sin sincronismo por RF[McCarthy et al., 2003].

El sistema LOSNUS (*LOcalization of Sensor Nodes by Ultra-Sound*) descrito en [Schweinzer et al., 2010] emplea 6 balizas basadas en el transductor Polaroid 600 que están ubicadas en posiciones fijas sobre una pared (Figura 2.17). El control de las emisiones se realiza desde una unidad central mediante una emisión sincronizada, en la que cada baliza emite de forma individual y con intervalos regulares de tiempo, un *chirp* (35 kHz a 55 kHz) junto a una secuencia pseudoaletaria que la identifica. El algoritmo de posicionamiento lo realiza la propia unidad central tras recibir por RF la información referente a los tiempos de vuelo que extrae cada dispositivo receptor al procesar la señal recibida. La precisión obtenida está en torno a 1 cm.

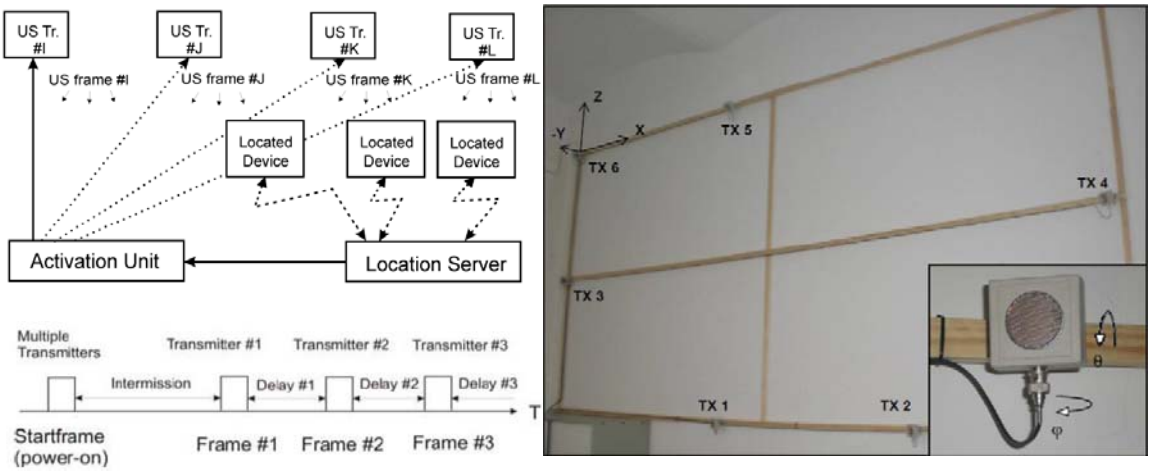
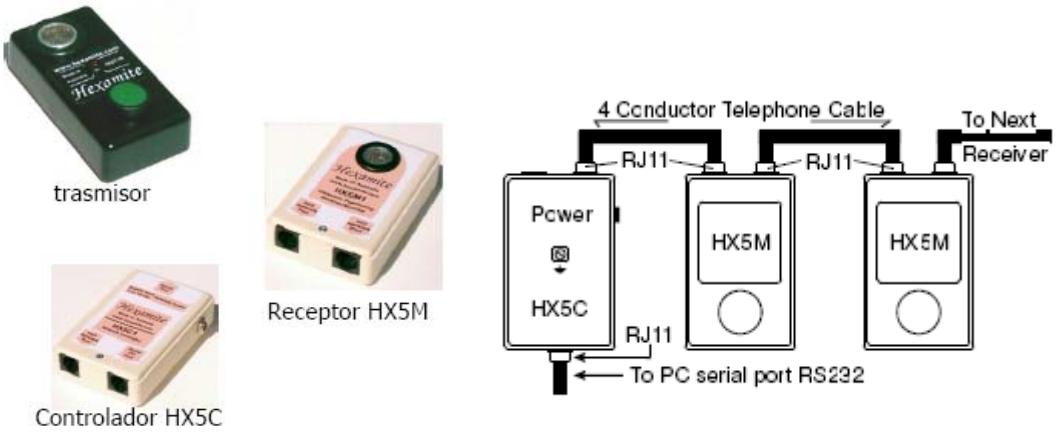


Figura 2.17. Sistema de posicionamiento LOSNUS [Schweinzer et al., 2010].

Un sistema comercial es el fabricado por la firma australiana *Hexamite*. Se trata de un sistema formado por transmisores que se ubican en los objetos a posicionar, receptores (balizas) que se han de ubicar en puntos conocidos, y nodos controladores (Figura 2.18a). Está basado en ultrasonidos y con ausencia de sincronismo por RF. La señal ultrasónica no está codificada lo cual hace que si hay que posicionar más de un objeto, un generador aleatorio de los *chirps* emitidos por cada transmisor evita las colisiones.

Aun así, tiene el inconveniente de producirse una tasa elevada de colisiones (>30%). Se basa en la medida de TDOAs aplicando multilateración hiperbólica. La gran ventaja de este sistema radica en ser fácilmente escalable al incluir cada receptor o baliza una conexión RS-485, que permite interconectarlos entre sí en cascada, tal como muestra la Figura 2.18b.



a) b)

Figura 2.18. Sistema comercial de posicionamiento ultrasónico desarrollado por la firma Hexamite: a) Nodos controladores, b) Interconexión de las balizas.

2.4.2. LPSs ultrasónicos que emplean codificación

Los primeros trabajos que investigan la posibilidad de emitir de forma simultánea varios transductores de ultrasonidos, datan de principio de los años ochenta, tanto a nivel teórico [Tournois et al., 1980], como experimental [Lee et al., 1982]. Sin embargo, la aplicación práctica de estos trabajos a la robótica móvil, no es tan evidente, y dichas técnicas no han sido aplicadas hasta hace una década.

El primer trabajo experimental [Jörg et al., 1998] se aplica al diseño de un sonar ultrasónico. En este trabajo se modula la señal ultrasónica, aplicada a dos transductores, con dos secuencias pseudo-aleatorias. Mediante un sistema de filtrado en el proceso de recepción del eco, determina la fuente asociada para evaluar la distancia al objeto.

La modulación de la señal ultrasónica mediante una secuencia *Barker* [Ureña et al., 1999] se aplicó en el diseño de un sonar constituido por cuatro transductores de ultrasonidos capaces de transmitir de forma individual y recibir de forma simultánea los ecos.

En el trabajo de [Savage et al., 1990], se utilizan tres balizas ultrasónicas que emiten de forma simultánea en tres frecuencias distintas. Estas señales son recibidas por un micrófono omnidireccional situado abordo del robot, y separadas por un banco de filtros, para así obtener los TOAs que permiten determinar la posición por trilateración.

El empleo de técnicas CDMA aplicadas a la emisión simultánea de varias balizas para abordar un sistema de posicionamiento en interiores con una buena precisión y alta inmunidad al ruido, nace con el trabajo de Lewis Girod [Girod et al., 2001]. Aunque el trabajo justifica la utilización de sensores acústicos debido a su coste, disponibilidad y a la utilización ordenadores genéricos que incorporen una de tarjeta de sonido con capacidad de procesamiento a bajas frecuencias (hasta 100 kHz), es perfectamente adaptable a ser utilizado con sensores de ultrasonidos.

El sistema de balizamiento propuesto está formado por ordenadores que incorporan una tarjeta de sonido con un altavoz y un micrófono como sensores acústicos. El sistema de sincronismo se lleva a cabo de manera cableada a través del puerto paralelo. Uno de los problemas derivados de la latencia del hardware, de la red Ethernet, de la tarjeta de sonido, etc, afecta al sincronismo entre la emisión y la recepción de la señal acústica. Para solventar este problema se desarrolló un *driver* en *Linux* para capturar una interrupción del puerto paralelo y de esta forma sincronizar el instante de emisión, y por tanto el de comienzo de captura de la señal, de una forma más precisa.

Para producir el *chirp* se utilizó una modulación en BPSK de códigos PRN (m-secuencias) de 511 bits a 12 kHz. Para la detección se utilizó un filtro de *matching* que permite obtener la posición del máximo de la función de correlación con el código deseado, y un algoritmo de búsqueda del primer máximo aplicando un umbral dinámico de estimación del ruido (Figura 2.19). Se analizaron los efectos producidos por la orientación de los sensores, así como los efectos de obstrucción de la señal sobre el camino directo entre el emisor y el receptor.

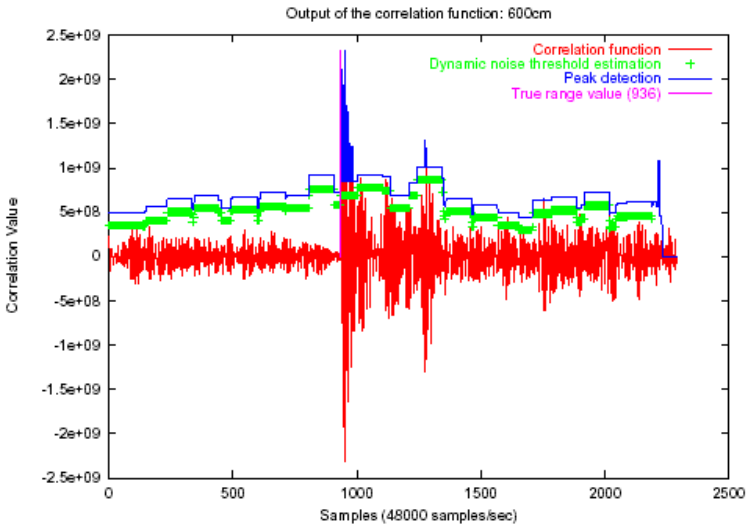


Figura 2.19. Función de correlación de la señal capturada con la secuencia PRN de una baliza a 6m [Girod et al., 2001].

Desde el punto de vista práctico, la propuesta realizada en [Girod et al., 2001], para su implementación real, necesitaría disponer de tantos PC,s como balizas. Sólo un análisis de medida de distancias entre emisor y receptor (punto a punto) se llevó a cabo, haciendo especial hincapié en la robustez de estimación de esas distancias.

Otro trabajo que también utiliza una emisión simultánea de las balizas es el desarrollado en [Hazas et al., 2002] y emplea para ello, la técnica de espectro ensanchado muy empleada en comunicaciones digitales. Los sensores empleados tanto para emitir como para recibir son de tipo PVDF, y esto permite trabajar con un gran ancho de banda, necesario en este tipo de modulaciones, frente a los sensores piezoeléctricos o electrostáticos que habitualmente se utilizan. Mediante esta técnica se consigue además, una gran inmunidad al ruido.

Cada emisor genera una señal, a partir de una portadora de 50 kHz que es modulada por una secuencia *Gold* de 511 bits a una frecuencia de 20 kHz, siendo su duración de 25 ms. Las balizas receptoras se situaron en el techo. Tanto la síntesis de la señal como el análisis se llevaron a cabo mediante un PC. Con una tarjeta conectada al bus PCI que incorporaba los conversores digital-analógicos, se generaron las secuencias moduladas que se distribuían mediante cable coaxial a cada baliza emisora, que solamente incorporaba un amplificador de potencia para atacar al transductor de ultrasonidos.

El sistema de recepción está basado en una tarjeta de adquisición conectada al bus PCI que muestrea la señal analógica recibida por cada baliza. De esta forma es el propio ordenador el que genera el sincronismo en la emisión y recepción, además de proporcionar una buena flexibilidad (Figura 2.20). No cabe duda que desde el punto de vista de desarrollo del sistema esta infraestructura puede ser la más adecuada, pero no así desde el punto de vista de una implementación real, pues no constituye un sistema autónomo y de bajo coste que pudiera ser embarcable, por ejemplo, a bordo de un robot móvil.

Esta última solución constituye un sistema centralizado (un emisor en el RM y balizas receptoras) y síncrono, en el que el ordenador es el que coordina los instantes de emisión. El algoritmo de posicionamiento se basa en la medida de distancias a cada una de las balizas a partir de los tiempos de vuelo extraídos de la posición del máximo de la función de correlación entre la señal capturada y cada uno de los códigos *Gold* asignados a cada emisor.

Figura 2.20. Aspecto de las balizas (receptores) sobre el techo, del sistema propuesto en [Hazas et al., 2002].

En un trabajo posterior [Hazas et al., 2003], se aborda la posibilidad de utilizar un mecanismo asíncrono, sin detallar cómo se lleva a cabo su implementación, en el que las balizas emiten de forma periódica las secuencias cada 25 ms, estableciendo un sincronismo entre ellas, ya sea vía radio para así hacer más sencilla la infraestructura del sistema de balizamiento, o mediante un simple cableado entre ellas.

Para estimar la posición se emplea el pseudorango, dada la incertidumbre que existe en conocer el instante de emisión, y es la diferencia que existe entre la señal de una baliza considerada como referencia y el resto de ellas, el objetivo a medir para estimar la posición. Es de esta forma lo que caracteriza la privacidad del sistema a la hora de abordar la posición de un objeto o móvil en un entorno cerrado.

Otro trabajo que aborda el posicionamiento absoluto en interiores, y que utiliza señales codificadas, es el sistema denominado 3D-LOCUS [Prieto et al., 2007], [Prieto et al., 2009] que se desarrolló en el Instituto de Automática de Arganda (IA-CSIC), dentro del proyecto PARMEI, siendo una evolución del trabajo previo desarrollado por [A.R. Jiménez et al. 2005]. Se trata de un sistema basado en señales audibles codificadas con secuencias *Golay*. Utiliza nodos (balizas) con una pareja altavoz-micrófono capaz de medir los TOAs de ida y vuelta, y con posibilidad de emplear trilateración esférica. Introduce mejoras que permiten utilizar el sistema en exteriores (por ejemplo en las excavaciones arqueológicas en Atapuerca) haciendo que sea insensible a las corrientes de aire. En interiores llega a alcanzar precisiones inferiores al centímetro.

Se trata de un sistema centralizado, tal como se muestra en la Figura 2.21, en el que una estación central genera el sincronismo, por cable o RF, con los nodos ubicados en posiciones fijas que actúan como balizas y con el nodo móvil. Esta unidad central, a través de una conexión con las balizas mediante bus CAN, recibe los TOAs medidos por los nodos y procesa el algoritmo de posicionamiento. Además, permite configurar determinados parámetros de las balizas de manera remota.

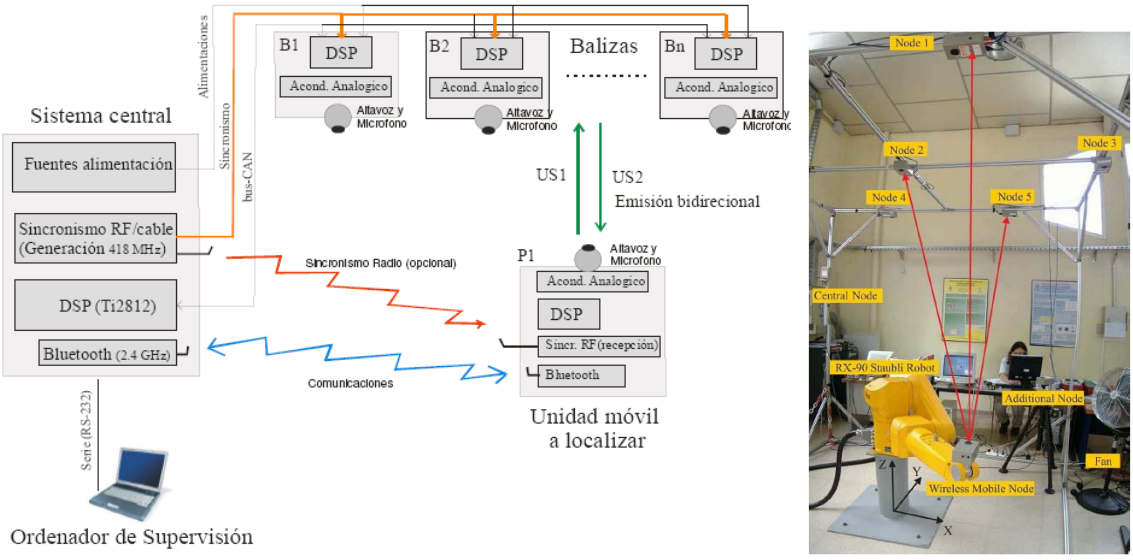


Figura 2.21. Sistema de posicionamiento 3D-LOCUS basado en señales audibles desarrollado por el IA-CSIC [Prieto et al. 2007].

También destacar los trabajos [De Marziani et al., 2005] y [De Marziani et al., 2007] desarrollados en el departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá, que abordan un sistema de posicionamiento relativo para su uso en interiores, basado en señales audibles codificadas con conjuntos de secuencias complementarias. La novedad de estos trabajos radica en la utilización de una nueva propuesta de codificación que mejora la relación señal-ruido, y el sistema de sincronismo utilizado al incorporarlo en la propia señal acústica, por lo que no se requerirán enlaces de RF o IR para la sincronización. Además, no se requiere de una infraestructura externa, siendo posible computar localmente la posición relativa con todos los nodos sin que exista una conexión física entre ellos (Figura 2.22).

En [Pérez et al., 2009a] se presenta un análisis del comportamiento de un LPS ultrasónico que utiliza la técnica DS-CDMA, ante diferentes tipos de secuencias empleadas en la codificación: secuencias *Kasami*, *Golay*, y *LS* (Loosely Synchronous). Del análisis se deduce que los códigos LS mejoran los resultados ante el efecto cerca-lejos, las interferencias MAI, y el efecto multicamino, debido a la zona libre de interferencias o de correlación nula que presentan.

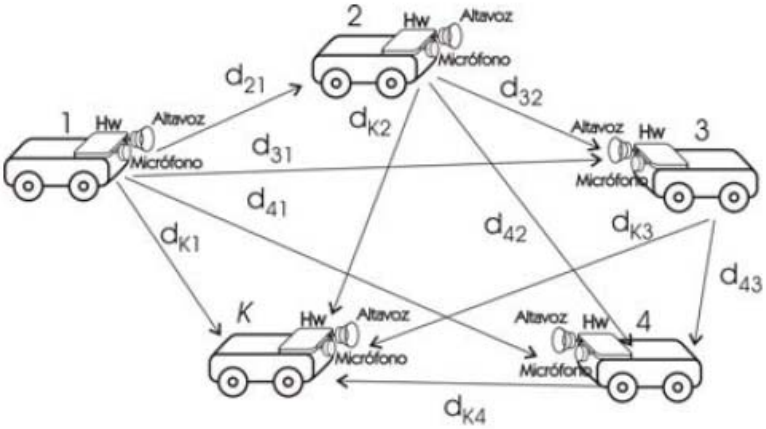


Figura 2.22. Sistema de posicionamiento relativo basado en señales audibles desarrollado por [De Marziani et. al 2005].

En [Lu, 2009] se emplean secuencias pseodoaleatorias (PN) *Gold* o *LS*, combinadas con pulsos *chirp* y utilizando diferentes ciclos de trabajo en la transmisión (Figura 2.23). Esta técnica (PN-*chirp*) con secuencias LS mejora la eficiencia energética en la transmisión, y consigue aumentar la ventana libre de interferencias (IFW) para una determinada longitud en el código, reduciendo las interferencias ISI y MAI. Además, la precisión del sistema depende del rango de frecuencias del *chirp* obteniendo unos buenos resultados experimentales para el rango entre 25 kHz y 55 kHz. Otra mejora que introducen las secuencias PN-*chirp* consiste en una mayor inmunidad al *jamming* frente a la utilización de secuencias PN con pulsos rectangulares, además de tener una mayor eficiencia espectral.

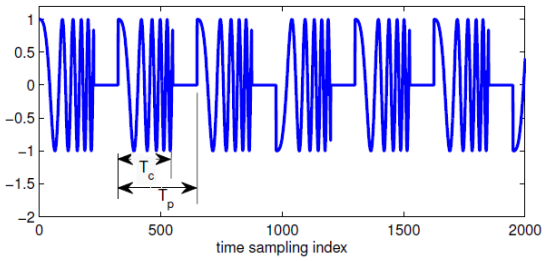


Figura 2.23. Aspecto parcial de una señal ultrasónica comprimida mediante una secuencia Gold-chirp [Lu, 2009].

Otros trabajos más recientes como [Suzuki, 2012] emplean también la técnica multiacceso DS-CDMA modulando en BPSK la señal ultrasónica empleando secuencias-*M* pseudoaleatorias de 511 bits, a partir de un símbolo de modulación formado por 4 ciclos de portadora (40 KHz). El sistema está formado por cuatro balizas emisoras realizando el proceso de modulación en una FPGA (Figura 2.24). Cabe destacar en este trabajo el algoritmo denominado SPCM (*Stored Partial Correlation Method*) implementado en una FPGA que acelera el tiempo de proceso de la función correlación llevado a cabo por el receptor. Se basa en realizar un procesamiento previo denominado pre-correlación almacenando en memoria los resultados, para ser utilizado de forma

repetida y en tiempo real con nuevos datos, y así ir obteniendo el resultado de la correlación y a su vez la salida del detector de picos, que da como resultado el tiempo de vuelo en muestras de la señal emitida por cada baliza (Figura 2.25).

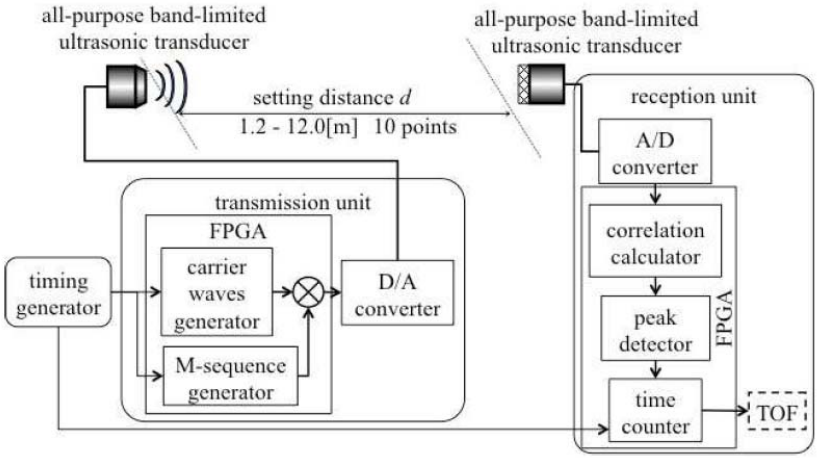


Figura 2.24. Sistema de posicionamiento basado en ultrasonidos empleando la técnica DS-CDMA[Suzuki et al., 2012]

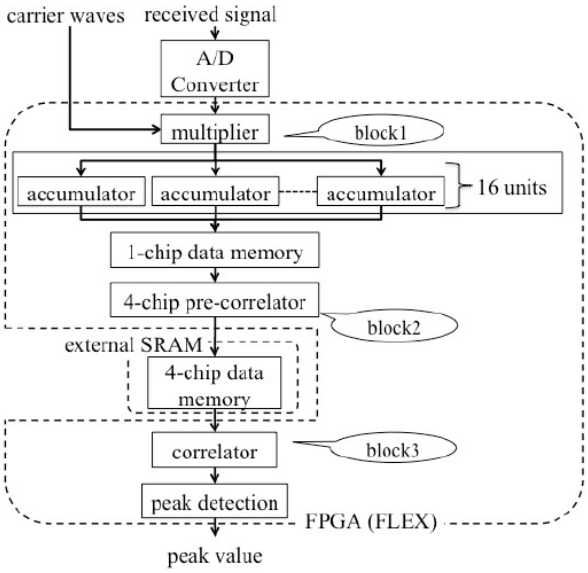


Figura 2.25. Método de correlación SPCM (Stored Partial Correlation Method) implementado en una FPGA en el sistema LPS ultrasónico [Suzuki et al., 2012].

En [Saad, 2011] se propone por primera vez el uso de la técnica multiacceso basada en el salto de frecuencia, FHSS (*Frecuency-Hop Spread Spectrum*) como método preciso y robusto en la medida de tiempos de vuelo con ultrasonidos (Figura 2.26). En un trabajo posterior [Saad, 2012] aplica esta técnica sobre un sistema LPS ultrasónico, con ausencia de sincronismo en el que el dispositivo móvil utiliza como método para estimar la posición, el tiempo de vuelo (TOA) y el ángulo de llegada (AOA) de la señal procedente de cada baliza. Con la medida del ángulo, se lleva a cabo una estimación de la posición inicial del móvil. La Figura 2.27 muestra un diagrama del algoritmo propuesto para estimar la posición.

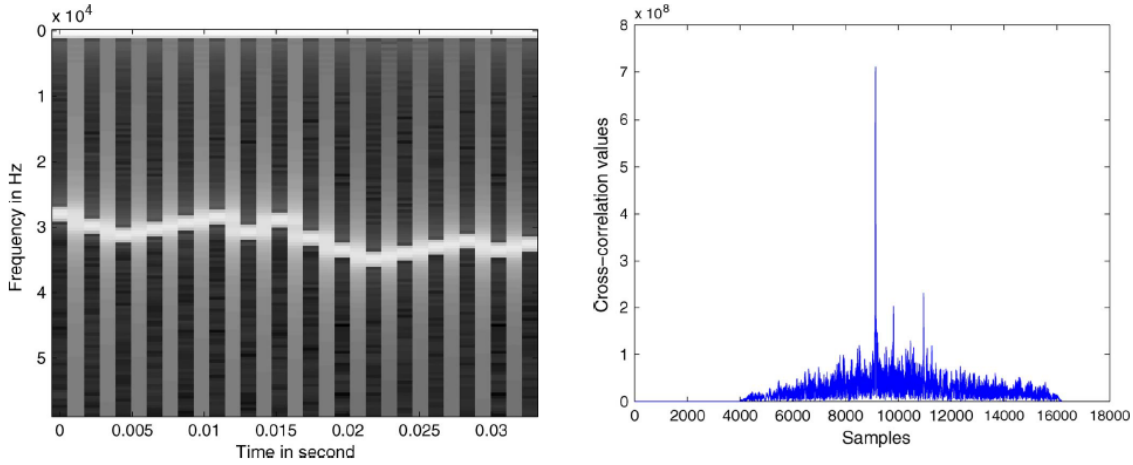


Figura 2.26. a) Uso de la técnica multiacceso FHSS con señales ultrasónicas en la medida de distancias, b) Correlación entre la señal emitida de una baliza y la señal recibida [Saad et al., 2011].

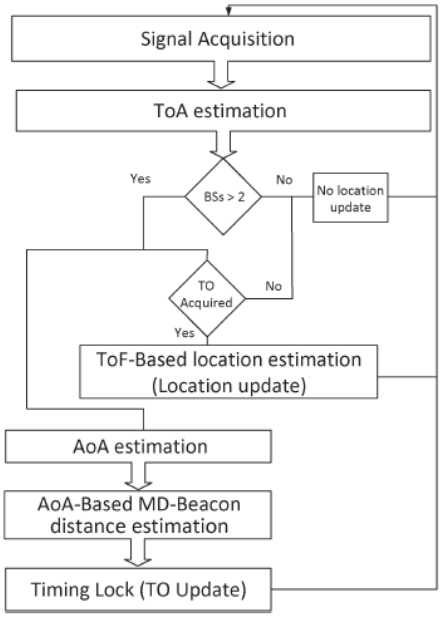


Figura 2.27. Algoritmo de estimación de la posición a partir del ángulo de llegada AOA) y la medida del tiempo de vuelo (TOA) en un sistema LPS ultrasónico que utiliza la técnica multiacceso FHSS [Saad et al., 2012].

2.5. Conclusiones

En los últimos años ha habido un gran auge en trabajos de investigación relacionados con el posicionamiento y navegación en interiores, basados en todo tipo de tecnologías, y que han dado lugar a la creación de un amplio abanico de productos comerciales para dar solución a sistemas de localización de objetos y personas en interiores y sus aplicaciones. Consecuencia de ello, es por ejemplo, la aparición de congresos específicos, como el IPIN (*International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*) que viene celebrándose desde el año 2010, o la creación de los llamados sistemas de

servicios basados en la localización, o LBS (del inglés, *Localization-Based Services*) que está actualmente teniendo un gran impacto social. Se trata fundamentalmente de una aplicación software para un dispositivo móvil (generalmente un Smartphone) que requiere de su posición o coordenadas dentro de un mapa, para proporcionar un determinado servicio al usuario.

Cabe destacar el empleo de la tecnología WIFI dado el amplio despegue que ha tenido en la creación de redes inalámbricas de comunicación disponibles hoy en empresas, hospitales, centros comerciales y de ocio, etc, y como consecuencia en la evolución de la telefonía móvil con la aparición de los smartphones que también la incorporan. Fundamentalmente el método de posicionamiento está basado en la técnica de trilateración a partir de la medida de la intensidad recibida (RSSI) de los distintos nodos. Para la navegación, muchos sistemas se apoyan de los sensores inerciales que actualmente incorporan este tipo de dispositivos.

En el caso de ultrasonidos, las aplicaciones están derivando principalmente a su uso en robótica móvil, para el posicionamiento absoluto de los robots en determinadas zonas localizadas, lo que permite corregir las derivas de los sistemas odométricos o inerciales de a bordo. Para aumentar la precisión de las medidas, los esfuerzos más recientes se centran en el empleo de técnicas de codificación de balizas que permiten emisiones simultáneas de las mismas, mejoras ende las relaciones señal a ruido (aumentando la precisión de las medidas) y tolerancia a efectos de interferencias ISI y MAI. En general, técnicas aplicadas a comunicaciones se están trasladando hacia los sistemas de posicionamiento.

3

Estructura del LPS Ultrasónico y Técnicas de Codificación

En este capítulo se hace una descripción general del sistema de posicionamiento propuesto, tanto en lo referente a la estructura del mismo como a las técnicas de codificación a emplear, destacando aquellas partes, parámetros y características del mismo, que se consideran de mayor interés para los desarrollados de los sucesivos capítulos de esta tesis. Dicho sistema de posicionamiento será objeto de estudio desde el punto de vista de los parámetros más importantes que lo caracterizan, para así seleccionar las propuestas óptimas que permiten resolver los objetivos planteados.

3.1. Introducción

En la Figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques general de un sistema de posicionamiento basado en técnicas de balizamiento. En cualquier sistema de posicionamiento que emplee la técnica de balizamiento hay que contemplar tres bloques fundamentales: por un lado los elementos que forman el propio sistema de balizamiento, formado por un conjunto de N balizas distribuidas en un determinado espacio; por otro, el canal o medio en el que se propagan las emisiones de las distintas balizas, y, finalmente, el móvil u objeto a posicionar dentro del entorno útil o área de cobertura deseada.

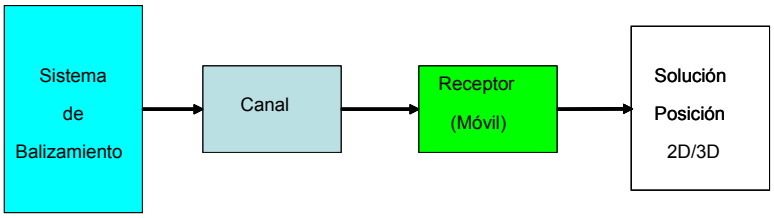


Figura 3.1. Diagrama de bloques general de un sistema de posicionamiento (LPS)

Además del sistema de posicionamiento en sí, se abordará también en este capítulo una propuesta de codificación de la señal ultrasónica emitida por la balizas con objeto de poder realizar una emisión simultánea de todas ellas, basándose en las técnicas multi-acceso que actualmente se emplean en comunicaciones para dar servicio a multitud de usuarios, y que para el sistema LPS propuesto mantienen una similitud con las balizas ultrasónicas emisoras que constituyen el sistema de balizamiento.

Se presentarán las distintas técnicas multimodo que actualmente se utilizan en comunicaciones, centrándose fundamentalmente en la técnica de Acceso Múltiple por División en Código (CDMA). Se hará un estudio comparativo de los distintos códigos pseudoaleatorios que se emplean, y se analizarán las características de la señal ultrasónica resultante después del proceso de modulación, frente a la variación de distintos parámetros como son la longitud de los códigos, periodicidad de las secuencias, elección del símbolo en la modulación, etc.

Se planteará un sistema de codificación que permita una detección adaptativa con objeto de facilitar la detección en casos de baja relación señal-ruido, debida fundamentalmente a la distancia a la que se encuentra de las balizas el móvil a posicionar o al enmascaramiento que puedan sufrir determinadas secuencias debido a los diferentes retardos con que puedan ser detectadas.

3.2. El sistema de balizamiento

Se propone diseñar un sistema de balizamiento utilizando un conjunto de balizas emisoras ultrasónicas ubicadas en posiciones conocidas, con el objetivo de llevar a cabo un sistema de posicionamiento descentralizado en el que puedan coexistir varios RMs en un mismo espacio, y sin que por esto tenga que ser alterado o modificado el sistema de balizamiento (véase la Figura 3.2).

Uno de los objetivos perseguidos en la propuesta realizada es hacer que todas las balizas emitan de forma simultánea para así garantizar en un tiempo mínimo el cálculo de la posición, para lo cual se propone emplear alguna de las técnicas multiacceso que hoy día se utilizan en comunicaciones. En esta propuesta se ha optado por la técnica CDMA, la cual será abordada en detalle en el capítulo 5.

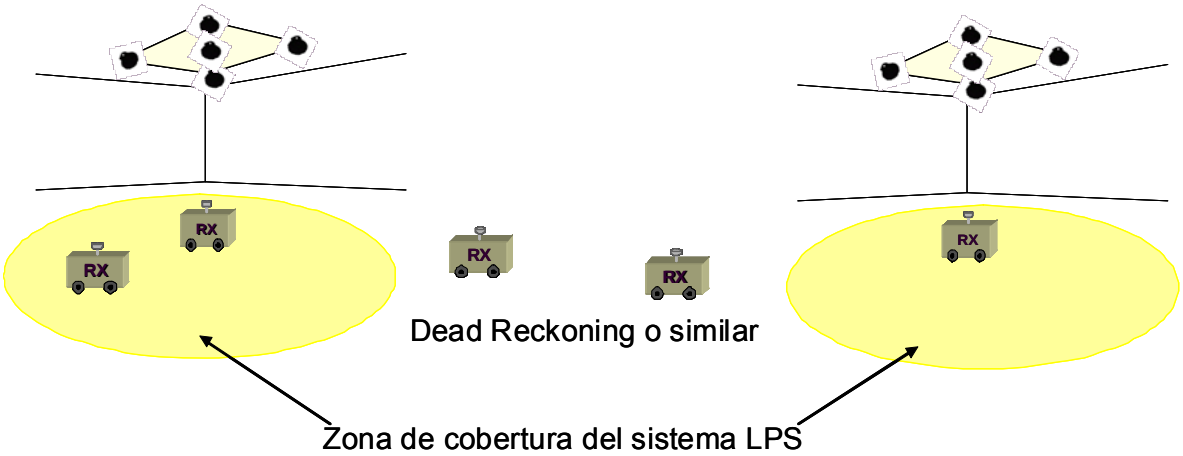


Figura 3.2. Sistema de posicionamiento local absoluto basado en balizas

El empleo de esta técnica multiacceso en el diseño del sistema de balizamiento ultrasónico será otro importante objetivo a lograr, por las grandes ventajas que aporta. El hecho de poder utilizar un mismo ancho de banda para la emisión simultánea de todas las balizas, permitirá reducir el tiempo de adquisición de la posición, a la vez que permitirá una mayor tolerancia al ruido al trabajar con códigos o secuencias pseudoaleatorias en la codificación de la señal ultrasónica (véase la Figura 3.3). Esta técnica permitirá una detección incluso por debajo de valores que supuestamente se consideran como ruido, incluido algún tipo de ruido impulsivo cuyos límites de duración temporal no sean excesivamente elevados.

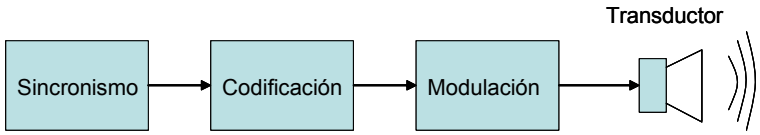


Figura 3.3. Diagrama de bloques de una Baliza ultrasónica

Para poder detectar la emisión de cada baliza, se le asignará un código o secuencia que presente unas buenas propiedades de autocorrelación y correlación cruzada, a efectos de garantizar una buena detección. Cada baliza emitirá de forma periódica y sincronizada tal como muestra la Figura 3.4.

La elección del transductor más óptimo para implementar cada una de las balizas deberá tener en cuenta los distintos parámetros que lo caracterizan:

a) El ancho de banda necesario, acorde con el tipo de modulación a emplear y la elección de las secuencias pseudoaleatorias más apropiadas para garantizar, por un lado, la detección de la señal emitida por las distintas balizas minimizando las interferencias de unas balizas con otras; y por otro lado, para tener una alta

inmunidad al ruido presente en el medio que haga posible una detección incluso con niveles de señal por debajo del ruido.

b) El patrón de emisión que haga que cada baliza tenga el mayor área de cobertura posible, para así hacer que el número de balizas necesario para cubrir un determinado espacio sea el más reducido posible. Además, si las balizas no están muy separadas se minimiza el efecto cerca-lejos (saturación por la señal de la baliza más cercana), aun a costa de empeorar el PDOP (*Positional Dilution of Precision*).

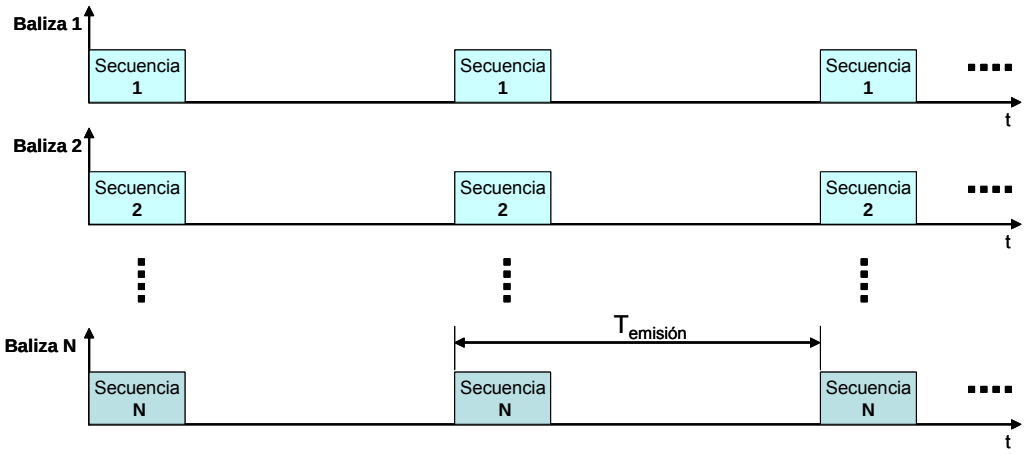


Figura 3.4. Emisión periódica de las balizas (Transductores ideales)

De acuerdo a estos parámetros se creará un modelo de transductor que permita llevar a cabo las simulaciones de la forma más real posible, no sólo desde el punto de vista de cómo va a modificar la señal real de excitación, sino también desde el punto de vista de la detección de la señal ultrasónica considerando el efecto de atenuación del medio en función del ángulo de recepción.

Otro objetivo a alcanzar en el diseño del sistema de posicionamiento es evitar cualquier tipo de sincronismo entre las balizas y los RMs. Para ello se hace necesario que las balizas emitan de forma periódica y sincronizada. El sincronismo en la emisión de las distintas balizas se llevará a cabo de forma externa mediante un reloj común y una línea de interconexión también común a todas las balizas.

La justificación de un reloj común para todas las balizas es evidente, frente a que cada baliza tenga su propio reloj individual. Esto se debe a la deriva o variación de la frecuencia de un oscilador ante cambios de temperatura, humedad, envejecimiento, etc, haría que se perdiese el sincronismo de emisión dando lugar a errores en los instantes de llegada de las señales procedentes de las balizas.

El periodo mínimo de emisión de las balizas está determinado por la posición más alejada a la que se encuentren los RMs de alguna de las balizas, siendo el tiempo de propagación o tiempo de vuelo máximo de los ultrasonidos, en este caso, el que fije dicho periodo. Esto garantiza, por un lado, una atenuación suficiente de la señal ultrasónica

evitando así confusiones con posibles ecos, y por otro lado, errores de correspondencia con alguna baliza en el análisis de la señal detectada.

3.3. El canal

El medio de propagación de la señal ultrasónica constituye el canal de comunicación dentro del sistema. Son varios los elementos que afectan, en mayor o menor medida, a degradar la señal ultrasónica recibida en el móvil. Se trata de estudiar los cambios que sufre la señal desde que se emite la onda acústica en los transductores de las balizas emisoras, hasta que la misma llega al receptor y una vez hecho esto cuantificar y valorar los posibles efectos que los cambios sufridos producen sobre la estimación de la posición en el receptor.

En el camino de cualquier señal desde el emisor hacia el receptor, la misma se ve sometida a una serie de efectos que hacen que a su llegada al receptor pueda estar atenuada, retardada o que se detecten versiones de la misma solapadas con la señal original, contaminada con ruido de diversos tipos, etc., lo cual puede dificultar la detección en el receptor.

En la Figura 3.5 se representa el diagrama de bloques de canal, considerando una serie de efectos que pueden llegar a afectar a la obtención de la posición. Se estudiarán cada uno de los efectos sufridos por la señal a su paso por el canal, tanto desde el punto de vista frecuencial como temporal, así como las repercusiones de los mismos sobre la señal recibida.

Desde el punto de vista de la atenuación de la señal ultrasónica se debe considerar los siguientes aspectos: a) cuando el sonido se propaga a través de un medio, la amplitud del mismo se reduce debido a la fricción con el medio por el que se propaga; b) conocer el valor de estas pérdidas por absorción, o atenuación es crucial para determinar el rango de sensibilidad que deberá tener el transductor; c) la atenuación del sonido en el aire se incrementa con la frecuencia, y para una frecuencia dada la atenuación varía en función de la humedad y la temperatura.

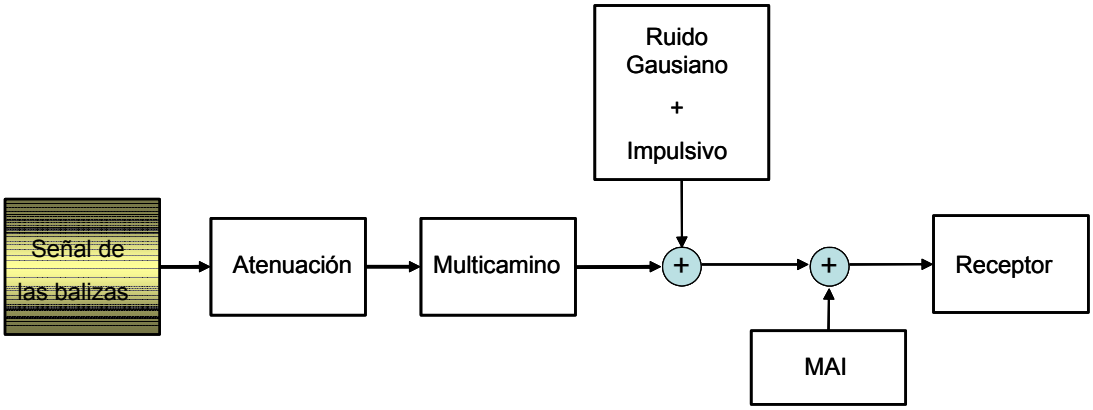


Figura 3.5. Diferentes efectos sobre la señal ultrasónica en el canal.

El multicamino (multipath), es el efecto que se produce sobre las ondas ultrasónicas emitidas al rebotar sobre una superficie próxima, de forma que la señal llega al receptor por un camino distinto al del camino directo, tal y como se muestra en la Figura 3.6.

.

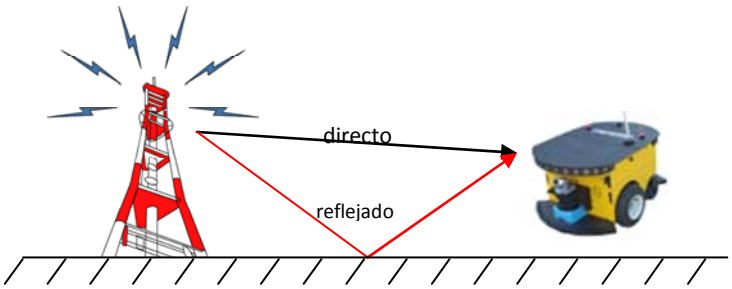


Figura 3.6. Efecto multicamino.

La señal a través del camino directo llegará al receptor con una potencia siempre superior a la del camino reflejado, ya que el camino que recorre será siempre más corto y además no sufrirá los efectos de absorción y cambio de fase que se dan en la superficie reflectora. Esto siempre será así, si el camino directo no se ve obstruido por algún obstáculo, caso en el que pudiese ocurrir que la señal validada fuese la del camino reflejado con el consiguiente error en la medida del TOA correspondiente.

El ruido en canales de comunicación se podría definir como un conjunto de señales indeseadas de origen diverso que se añaden a la señal de interés enmascarándola y haciéndola en ocasiones indetectable en recepción. El ruido puede provenir de diversas fuentes, ya sea como consecuencia de una fuente próxima interferente y con carácter determinista, o con carácter aleatorio, siendo en este caso clasificado en dos grandes grupos: ruido gaussiano e impulsivo.

El empleo de la técnica CDMA trae como consecuencia un problema sumamente importante, y ampliamente estudiado en comunicaciones. Se trata de la interferencia por acceso múltiple entre usuarios (MAI), o en nuestro caso entre las señales de las distintas balizas. Surge como consecuencia de la codificación a partir de secuencias pseudoaleatorias, donde la correlación cruzada entre ellas y como consecuencia de los retardos de propagación, puede dar lugar en determinadas situaciones a una dificultad en la detección de dichas secuencias al aplicar la función de correlación.

Este efecto es necesario mitigarlo, para lo cual se propondrán los algoritmos clásicos de proceso de señal en recepción, antes de aplicar el algoritmo de búsqueda o detección de cada una de las secuencias asignadas a cada baliza, y una nueva forma de emisión que mejora considerablemente el comportamiento del sistema.

3.4. El receptor

Por receptor se entiende el sistema de adquisición que irá a bordo de cada robot móvil, y que se encargará de recibir las señales ultrasónicas de las balizas, y aplicar los algoritmos de procesamiento necesarios para extraer, por un lado, el instante de llegada de cada una de las secuencias asignadas a cada baliza, y por otro obtener a partir de estos datos la solución a la posición en 3D en dicho instante.

De forma generalizada se puede representar el diagrama de bloques que constituye el receptor tal como muestra la Figura 3.7. Una característica importante del sistema propuesto, como ya se comentó, es la ausencia de sincronismo con el sistema de balizamiento, lo cual hace que se trate de un receptor no coherente y por tanto totalmente asíncrono con el instante de emisión de las balizas.

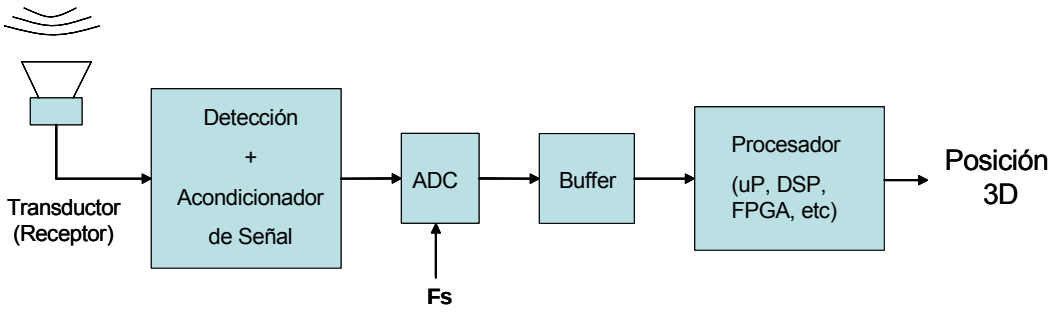


Figura 3.7. Diagrama general del hardware del receptor.

Una primera etapa analógica estará dedicada a detectar y acondicionar el nivel de señal para atacar a la entrada de un conversor analógico-digital, que a una frecuencia de muestreo suficiente adquirirá las muestras en un buffer o memoria temporal, con capacidad suficiente para adquirir al menos un periodo de repetición de las secuencias, con objeto de poder detectar, en la ventana de captura, en el peor de los casos, un máximo o pico de la función de correlación para cada una de las balizas. La Figura 3.8 muestra el sistema de procesamiento basado en un banco de correladores que será necesario implementar para estimar el instante de llegada de cada una de las secuencias asignadas a cada baliza.

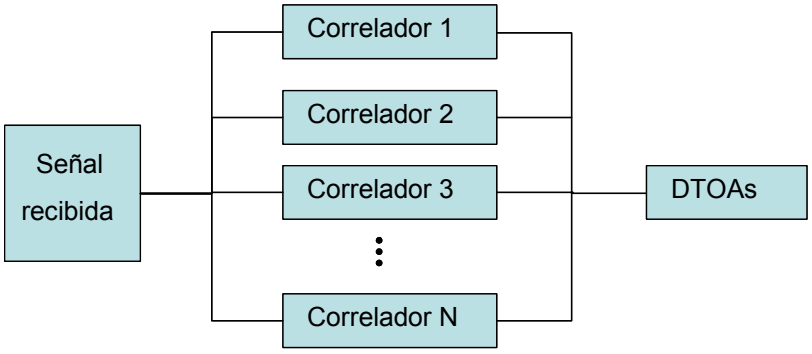


Figura 3.8. Diagrama de bloques del sistema de procesamiento que permite estimar los TDOAs .

La utilización de una detección asíncrona justifica la necesidad de estimar la posición a partir de las diferencias de tiempos de vuelo (TDOAs) entre una baliza de referencia que se considere y el resto de ellas. Para ello será necesario el análisis de una ventana de adquisición de la señal recibida en un determinado instante, en lugar de utilizar los tiempos de vuelo absolutos (TOAs) al no conocer el instante de emisión de las balizas. La Figura 3.9 representa la diferencia entre éstas dos técnicas ampliamente utilizadas en posicionamiento, y conocidas como trilateración esférica o circular (en el caso de 2D) y trilateración hiperbólica.

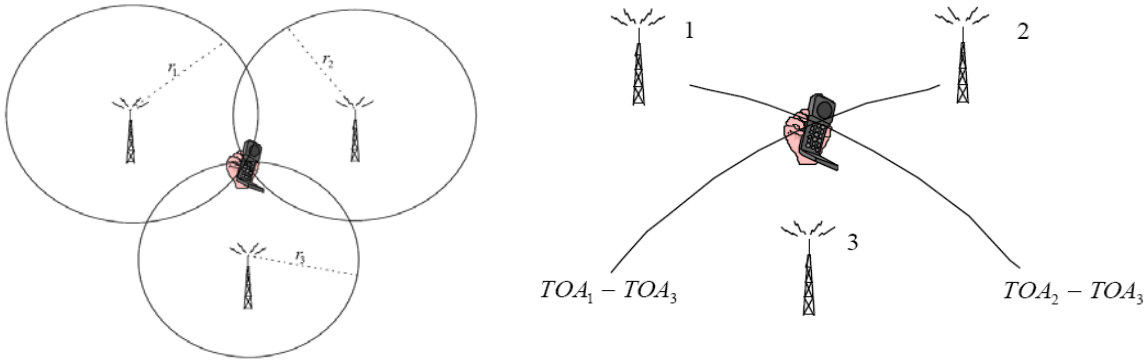


Figura 3.9. Posicionamiento 2D. a) Trilateración circular b) Trilateración hiperbólica.

La Figura 3.10 muestra un sistema de posicionamiento 2D, en el que el sistema de balizamiento está formado por 3 balizas que se encuentran en el mismo plano que el robot. Las balizas emiten periódicamente una secuencia o código pseudoaleatorio, modulando la señal ultrasónica a una determinada frecuencia (Figura 3.11).

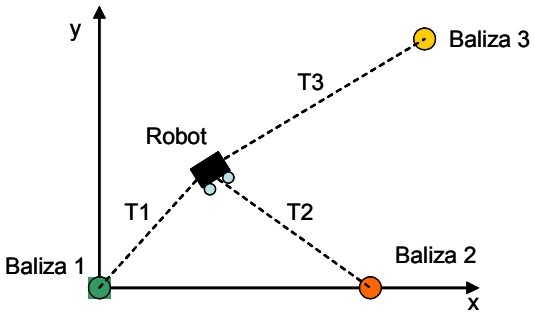


Figura 3.10. Ejemplo de sistema de posicionamiento en 2D.

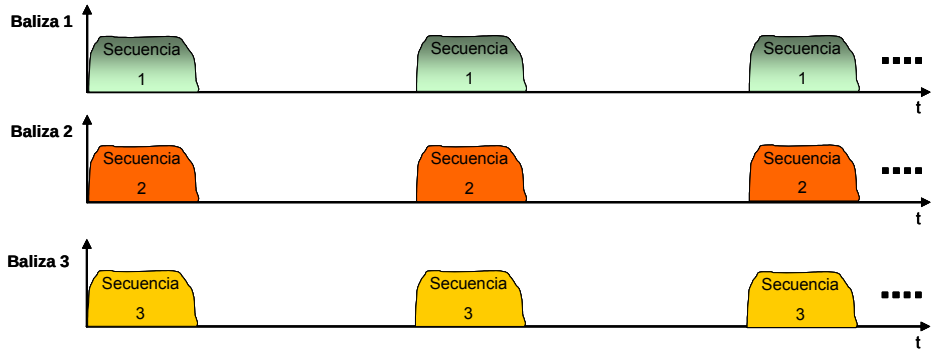


Figura 3.11. Ejemplo de sistema de posicionamiento en 2D: Emisión periódica y simultánea de las balizas.

La señal una vez capturada en un determinado instante, se procesa llevando a cabo la correlación con cada una de las secuencias asignadas a cada baliza. Puede observarse en la Figura 3.12 que debido a que la baliza 1 es la más próxima al robot (considerada como referencia), la salida del correlador 1 detecta antes un máximo o pico en un instante determinado en la ventana de captura (muestra M1). El resto de correladores obtendrán la detección de las secuencias 2 y 3 en instantes posteriores (muestras M2 y M3 respectivamente). Será suficiente con multiplicar por el periodo de muestreo, para obtener las diferencias de tiempos de vuelo T_{12} y T_{13} necesarias para obtener la posición del robot.

La contribución de todos los efectos comentados anteriormente, hace que en la estimación del tiempo de llegada de la señal ultrasónica se cometan ciertos errores que afectarán en mayor o menor medida a la estimación de la posición de los RMs.

Para determinar la posición empleando las diferencias de tiempos de llegada de la señal (TDOAs) será necesario emplear al menos una baliza adicional (en relación a las necesarias en el caso de posicionamiento esférico) con objeto de resolver el sistema de ecuaciones resultante. Dado el carácter no lineal del sistema de ecuaciones resultante, se ha elegido el método de Gauss-Newton para calcular su solución (véase el Anexo B).

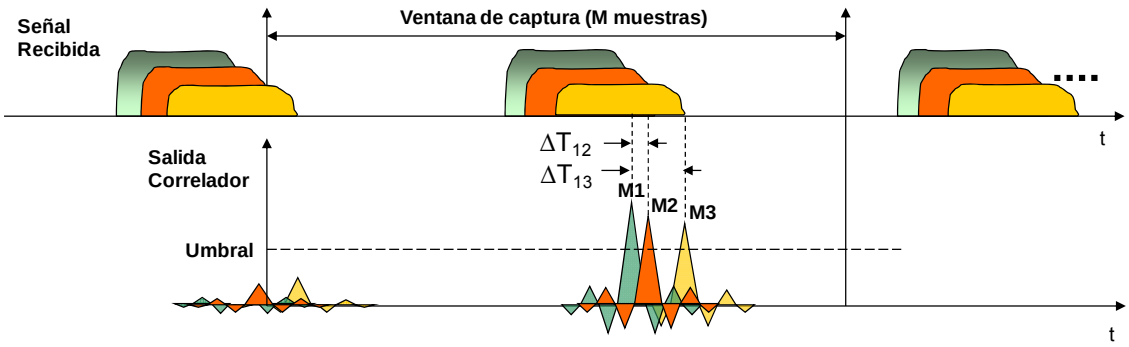


Figura 3.12. Detección del instante de llegada de las secuencias y extracción de los TDOAs.

3.5. Introducción a las técnicas de acceso múltiple en los sistemas de comunicación y sensoriales

Las denominadas técnicas de acceso múltiple surgen de la necesidad de poder permitir a diferentes usuarios compartir un mismo medio físico de transmisión. La idea básica que aparece en la definición de estas estrategias radica en la capacidad de separación que debe existir en el receptor entre las señales provenientes de cada uno de los usuarios, para que puedan ser recuperadas de forma independiente y sin verse afectadas por las señales del resto. Dicho de otro modo, y matemáticamente hablando, es preciso que las señales transmitidas por los diferentes usuarios que comparten el mismo medio físico sean ortogonales (o al menos pseudo-ortogonales) entre sí, lo que garantiza su capacidad de separación.

A partir del concepto de ortogonalidad surgen tres técnicas básicas de acceso múltiple sobre las que se sustentan los diferentes sistemas de comunicaciones, y que se detallan a continuación:

Acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA, del inglés *Frequency Division Multiple Access*). El principio de esta técnica de acceso múltiple consiste en ortogonalizar las señales en banda base por medio de su traslación a bandas de frecuencia diferentes del espectro, permitiendo que los diferentes usuarios transmitan de forma simultánea. En recepción, para separar la señal de un usuario de las del resto, basta con sintonizarse con la frecuencia empleada por el transmisor deseado y filtrar la señal recibida teniendo en cuenta el ancho de banda ocupado.

Desde el punto de vista de utilización de esta técnica aplicada a los ultrasonidos, cabe destacar la necesidad de emplear transductores de ultrasonidos con un ancho de banda suficiente para permitir que cada baliza emita con una frecuencia portadora diferente y separada en frecuencia, como mínimo, el ancho de banda de la señal en banda base que se utilice en la emisión. Esto dificulta el diseño del sistema de balizamiento, pues es necesario dependiendo del número de balizas a utilizar, diseñar un hardware específico para cada una de ellas. Desde el punto de vista de la detección surge la necesidad de emplear un receptor capaz de recibir de forma simultánea varias portadoras, lo cual supone cierta dificultad dado que es necesario particularizar dicho hardware dependiendo del número de balizas utilizadas.

Acceso múltiple por división de tiempo (TDMA, del inglés *Time Division Multiple Access*). A diferencia de la técnica FDMA, el acceso TDMA permite a diferentes usuarios compartir una misma banda de frecuencias a través de restringir la transmisión de cada uno a un cierto intervalo temporal denominado ranura (en inglés *time slot*). En consecuencia, en este caso la capacidad de separación entre señales en el receptor viene propiciada por la no existencia de solapamiento temporal. Esta técnica de acceso aparece ligada habitualmente a una estructura de tramas repetidas periódicamente y cada una formada por un número de ranuras temporales, con lo que a

cada usuario se le permitiría transmitir una vez cada trama. Esta estrategia obliga a disponer de mecanismos apropiados de sincronización para que cualquier usuario conozca sin ambigüedad posible cual es el intervalo en el que puede transmitir.

La utilización de esta técnica en aplicaciones de posicionamiento de robots móviles a partir de balizas ultrasónicas ubicadas en el entorno implica una sincronización en la emisión de cada baliza, y por tanto, del conocimiento por parte del receptor de dicho instante de emisión. Esta técnica ha sido y sigue siendo utilizada ampliamente hasta la fecha por ser sencilla de implementar, utilizando para el sincronismo entre el robot y el sistema de balizamiento, una señal de infrarrojos o radiofrecuencia que marca el instante de emisión de cada baliza. Sin embargo esta técnica tiene algunos inconvenientes que se detallarán a continuación.

La medida, en cada emisión ultrasónica, de un solo TOA hace que se amplíe el tiempo de adquisición de la posición, en un directamente proporcional al número de balizas. Además, debe evitarse la posibilidad de que las señales de diferentes balizas pudieran llegar a solaparse en un mismo intervalo temporal, por ejemplo, debido a los diferentes tiempos de propagación de cada una de ellas. Para evitar esto, es necesario conocer el TOA máximo que vendrá determinado por la baliza más alejada, y establecerlo como *time slot* mínimo. Esto redunda en un periodo de repetición de las emisiones relativamente grande, y condicionado al número de balizas que formen el sistema de balizamiento. El hecho de que en cada instante de tiempo sólo sea posible una emisión, condiciona a que el robot para determinar una posición deba permanecer inmóvil hasta que se completa la emisión de todas las balizas. Además, existe la necesidad del sincronismo entre el robot y el sistema de balizamiento.

Acceso múltiple por división de código (CDMA, del inglés *Code Division Multiple Access*). El modo de funcionamiento de este tipo de acceso consiste en ortogonalizar las señales de los diferentes usuarios mediante el empleo de secuencias ortogonales entre sí, lo que permite a dichos usuarios transmitir simultáneamente y emplear a su vez la misma banda de frecuencias. En recepción, basta con conocer la secuencia código de cada usuario para conseguir separar cada una de las señales. En este caso, la limitación respecto del número máximo de usuarios que pueden tolerarse en el sistema no es tan clara como en los casos TDMA y FDMA, para los que existe un número fijo de canales disponible dado por el ancho de banda de cada canal, el ancho de banda total o la duración de la trama y de la ranura temporal. Por el contrario, en CDMA, hay que tener en cuenta las consideraciones que se detallan a continuación.

Cuando se hace uso para separar las señales de los diferentes usuarios de códigos con buenas propiedades de pseudo-ortogonalidad entre sí, se dispone en general de familias de códigos bastante reducidas. De esta forma, puede existir una limitación en el número de usuarios motivada por el número total de códigos disponible. Sin embargo, muy habitualmente, y con objeto de disponer de un número de secuencias código mayor, no se emplean códigos que sean totalmente ortogonales sino que es suficiente con que tengan unas buenas propiedades de correlación. En este caso, las señales de los diferentes

usuarios se pueden separar pero se mantiene un cierto nivel de interferencia residual tanto mayor, cuanto mayor sea el número de usuarios transmitiendo simultáneamente. Por ejemplo, para el caso de comunicaciones, esto se traduce en una cierta tasa de error en la señal recuperada dependiente de los usuarios existentes en el sistema. Por ello, el límite máximo de usuarios que pueden tolerarse dependerá directamente de la tasa de error que cada uno pueda tolerar. Así, no puede hablarse de un límite de capacidad rígido como en los casos TDMA y FDMA sino que existe una capacidad *soft* en tanto que se podrán aceptar más usuarios si sus requerimientos de tasa de error son más relajados.

En esta tesis se empleará la técnica CDMA en el diseño del sistema de balizamiento ultrasónico por las grandes ventajas que aporta. El hecho de poder utilizar un mismo ancho de banda para la emisión simultánea de todas las balizas permitirá reducir el tiempo de adquisición de la posición. Además permitirá una mayor tolerancia al ruido al trabajar con códigos o secuencias pseudoaleatorias que tienen una apariencia de ruido, permitiendo una detección incluso con relaciones señal a ruido negativas, incluido algún tipo de ruido impulsivo cuya duración en el tiempo no sea excesivamente elevado.

3.6. Principios básicos de la técnica CDMA

La técnica de acceso múltiple CDMA se engloba dentro de las denominadas técnicas de espectro ensanchado basadas en distribuir la potencia de la señal a transmitir a lo largo de una banda de frecuencias mucho más grande de la estrictamente necesaria, lo que se traduce en una densidad espectral de potencia que puede tomar valores inferiores incluso al ruido térmico. Esta característica propicia que las comunicaciones CDMA sean capaces de coexistir con otras transmisiones de banda estrecha sin verse afectadas por éstas. Fundamentalmente existen dos técnicas para proporcionar el ensanchamiento espectral en CDMA:

- CDMA por Salto en Frecuencia (FH-CDMA, del inglés *Frequency Hopping* CDMA): consiste en efectuar la transmisión de la señal de información alternando la frecuencia portadora según una secuencia pseudoaleatoria de frecuencias diferentes conocida por el receptor. Esta característica dota a la transmisión de una diversidad inherente que permite que aun cuando la transmisión a una frecuencia pueda verse degradada por el canal no ocurra así para el resto de frecuencias. Uno de los inconvenientes que dificulta la puesta en práctica de esta estrategia radica en la necesidad de disponer de sintetizadores de frecuencia capaces de efectuar los cambios de frecuencia en tiempos muy inferiores al período de bit.

- CDMA por Secuencia Directa (DS-CDMA, del inglés *Direct Sequence* CDMA): en este caso el ensanchamiento espectral se produce por medio de la multiplicación de cada bit de información por una secuencia código diferente para cada usuario que presenta una variación mucho más rápida que la de la

señal de información. En recepción basta con multiplicar nuevamente por la misma secuencia para devolver el espectro recibido a su forma original.

Dentro de las dos técnicas CDMA comentadas, es la técnica DS-CDMA la que constituye la base de funcionamiento del sistema de codificación de las balizas ultrasónicas propuesto en esta tesis, de la cual se analizarán los principios de funcionamiento a continuación.

Considérese el esquema correspondiente a un transmisor DS-CDMA con modulación BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) como el que se muestra en la Figura 3.13, y un ejemplo de evolución temporal de las diferentes señales involucradas como el mostrado en la Figura 3.14. La señal de información a transmitir, $d(t)$, presenta un período de bit de duración T_b, esto es:

$$d(t) = A\sum_k b_k p(t - kT_b) \tag{3.1}$$

donde los bits b_k se suponen codificados según +1, -1, A es la amplitud de la señal que determinará la potencia transmitida y *p(t)* corresponde al pulso conformador.

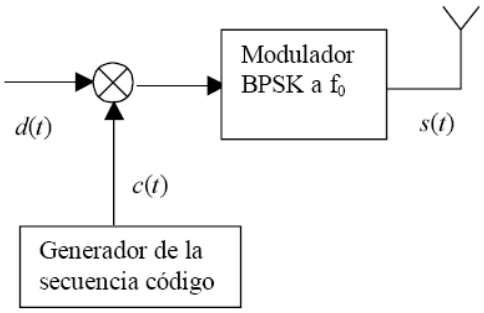


Figura 3.13. Ciclo de portadora de frecuencia f_c (frecuencia central del transductor).

La secuencia código utilizada *c(t)*, está formada por N valores pseudoaleatorios denominados *chips*, cada uno de ellos de duración T_c (a modo de ejemplo, en la Figura 3.14 se muestra un caso con N=7). Esta secuencia se repite periódicamente cada T_b, de modo que se cumple la relación $N=T_b/T_c$. La variación temporal de *c(t)* viene, en consecuencia, dada por:

$$c(t) = \sum_k \sum_{i=0}^{N-1} c_i p_c(t - iT_c - kT_b) \tag{3.2}$$

donde c_i son los valores +1 ó -1 de los chips, y $p_c(t)$ es un pulso rectangular conformador de duración T_c. La señal que finalmente se transmite vendrá dada por:

$$s(t) = d(t)c(t)\cos(2\pi f_0 t) = A\sum_k b_k \sum_{i=0}^{N-1} c_i\, p_c(t - iT_c - kT_b)\cos(2\pi f_0 t) \tag{3.3}$$

Como puede apreciarse, presenta una variación temporal que viene fundamentalmente gobernada por el periodo de chip T_c, tal como se observa en la Figura 3.14.

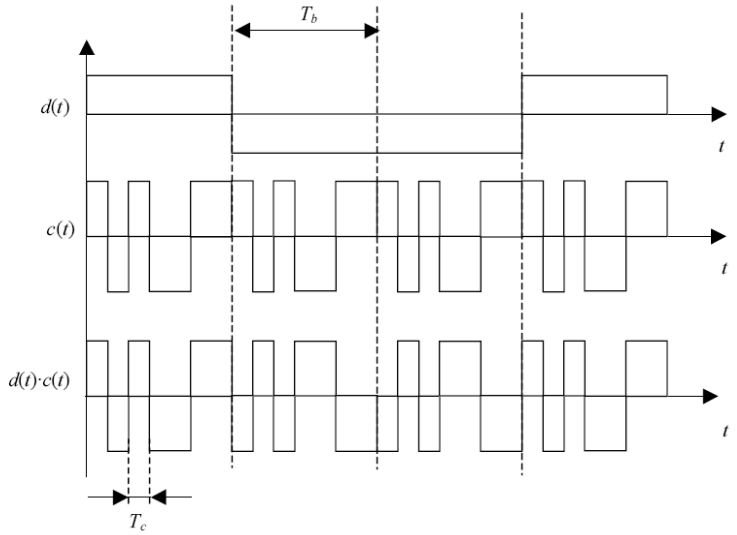


Figura 3.14. Evolución temporal de una señal DS/CDMA.

La banda ocupada por la señal *s(t)* se ha ensanchado en un factor $N=T_b/T_c$ respecto a la banda ocupada por la señal de información *d(t)* a la vez que la densidad espectral de potencia se ha reducido en un factor *N*, manteniéndose igual la potencia transmitida. El parámetro *N*, es decir el número de chips existentes en cada bit transmitido, es uno de los parámetros más importantes en un sistema DS-CDMA y recibe el nombre de ganancia de proceso. Cuanto mayor sea este parámetro mayor será la inmunidad del sistema al ruido o interferencias, y por el contrario mayor el ancho de banda total requerido.

3.7. Secuencias código en DS-CDMA

Quizás uno de los elementos clave para el buen funcionamiento del esquema DS-CDMA es la elección de las secuencias código pseudoaleatorias que permitirán distinguir las señales provenientes de los diferentes usuarios (en el caso de esta tesis, las señales provienen de las balizas). En particular, ya se ha comentado que la situación ideal consistiría en emplear secuencias que fueran totalmente ortogonales entre sí, lo que garantizaría la total capacidad de separación de las señales involucradas. A estos efectos, se considera que dos secuencias $c_1(n)$ y $c_2(n)$, de duración *N* chips, son ortogonales entre sí si cumplen la relación:

$$\sum_{n=0}^{N-1} c_1(n) \cdot c_2(n) = 0 \tag{3.4}$$

Si bien existen familias de secuencias totalmente ortogonales entre sí, como los códigos *Walsh* o las secuencias *Hadamard*, los problemas principales que presentan son dos: por un lado la existencia de un número reducido de secuencias en la familia, y por otro, el hecho de que la ortogonalidad únicamente se garantiza si las secuencias están perfectamente alineadas a nivel de *chip*, lo que obliga al uso de una detección síncrona. Nótese, por otro lado, que esta situación será bastante inhabitual en transmisiones originadas en terminales móviles, debido a los diferentes tiempos de propagación involucrados o en el caso del LPS, como consecuencia de los tiempos de propagación de la señal ultrasónica procedente de las distintas balizas.

Así pues, dentro de este contexto, surge la necesidad de definir secuencias código que, aun no siendo totalmente ortogonales entre sí, presenten buenas propiedades de capacidad de separación de las señales, aun con detección asíncrona, a la vez que garanticen la existencia de un número elevado de secuencias en cada familia. En particular, a la hora de seleccionar una familia de secuencias código para ser empleadas con DS-CDMA, surgen tres requerimientos importantes a tener en cuenta:

a) Cada secuencia ha de ser fácilmente distinguible de cualquier versión desplazada temporalmente de sí misma. Esta propiedad permitirá por un lado facilitar la sincronización de la secuencia recibida con la secuencia generada localmente en el receptor, y por el otro reducir la interferencia de las diferentes réplicas de la señal recibidas debido a la propagación multicamino característica del entorno móvil.

b) Cada secuencia ha de ser fácilmente distinguible del resto de secuencias código de la misma familia, con independencia del desplazamiento temporal entre ellas. Esta propiedad permitirá la capacidad de separación de las señales de usuarios diferentes (balizas) minimizando su interferencia mutua.

c) El número de secuencias de la familia que cumplan las dos propiedades anteriores ha de ser suficientemente grande como para poder dar cabida a un buen número de usuarios (balizas) en el sistema. Considerando un sistema de posicionamiento en 3D, serían suficientes al menos 5 balizas o secuencias, para cada "zona de cobertura" independiente. La posibilidad de añadir más balizas va a redundar en poder obtener la posición de manera más fiable, y con menor error si para la solución se escogen las más adecuadas.

3.7.1. Secuencias pseudoaleatorias

Una secuencia pseudoaleatoria o de ruido (del inglés, *pseudo-noise* o *PN*) se define como un conjunto de señales binarias, de cierta longitud, de tal forma que dentro de cada periodo la señal puede aproximarse a una señal aleatoria. Esto es así para tener la

certeza de que la misma secuencia puede generarse tanto en el transmisor (baliza) como en el receptor (robot). Si fuese totalmente aleatoria esto no sería posible.

En el Anexo A se presentan las secuencias pseudoaleatorias más utilizadas, analizando su generación, propiedades y sus características más importantes.

Dentro de las distintas familias de secuencias PN las más importantes y utilizadas son las secuencias *M* (o de longitud máxima), las secuencias *Gold*, y las secuencias *Kasami*. Se hará un estudio comparativo de sus propiedades para ver cuales son las más adecuadas para nuestro sistema, atendiendo fundamentalmente al valor de la correlación cruzada entre dos secuencias distintas y su relación con el valor máximo de autocorrelación de cada una de ellas. Esto permitirá establecer un coeficiente de cómo son de parecidas (o desiguales) y con ello un grado de bondad para ser discernidas durante el proceso de detección por parte del receptor.

La Tabla 3.1 muestra las características más importantes de algunas de las secuencias pseudoaleatorias más comunes de los sistemas DS-CDMA. Se analizan las secuencias *M*, *Gold* y *Kasami* para diversas longitudes *L*, dando como resultado el número de secuencias obtenidas (*N*), el valor máximo de la función de correlación cruzada entre dos secuencias del conjunto $\left|R_{xy}\right|_{\max}$, y el valor del índice de bondad o *bound,* que indica la relación entre el máximo de la función de correlación cruzada y el valor máximo de la función de autocorrelación, $R_{xx}(0)$, que da idea del grado de ortogonalidad. Los mejores resultados en cuanto al *bound* se obtienen con las secuencias *Kasami*.

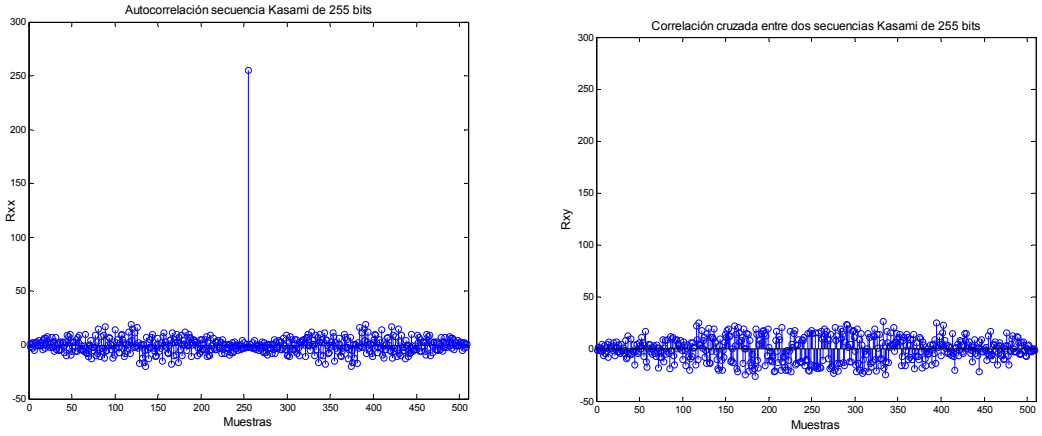
Para un diseño de un sistema LPS ultrasónico de carácter hiperbólico, son necesarias al menos 5 balizas para un posicionamiento en 3D. Si se utilizan secuencias *Kasami*, de la Tabla 3.1 se deduce que son necesarias secuencias de al menos 63 bits (ya que no existen de longitud 31 bits). Finalmente, se han elegido secuencias de 255 bits ya que la mejora del *bound* es relevante respecto a las de 63 bits, proporcionando además un conjunto de 16 secuencias, suficiente para sobredimensionar el sistema de balizamiento. No obstante, tal como se mostrará en el capítulo de resultados de esta tesis, también se han realizado pruebas con secuencias *Kasami* de 1023 bits.

Tabla 3.1. Comparativa de características de algunas secuencias pseudoaleatorias.

N	**L**	**Secuencias M**			**Secuencias Gold**			**Secuencias Kasami**		
	2^N-1	Nº	$\left\|R_{xy}\right\|_{\max}$	$\frac{\left\|R_{xy}\right\|_{\max}}{R_{xx}(0)}$	Nº	$\left\|R_{xy}\right\|_{\max}$	$\frac{\left\|R_{xy}\right\|_{\max}}{R_{xx}(0)}$	Nº	$\left\|R_{xy}\right\|_{\max}$	$\frac{\left\|R_{xy}\right\|_{\max}}{R_{xx}(0)}$
4	15	2	9	0.6	17	9	0.6	4	5	0.3
5	31	6	11	0.35	33	9	0.29	-	-	-
6	63	6	23	0.36	65	17	0.27	8	9	0.14
7	127	18	41	0.32	129	17	0.134	-	-	-
8	255	16	95	0.37	257	33	0.129	16	17	0.066
9	511	48	113	0.22	513	33	0.065	-	-	-
10	1023	60	383	0.37	1025	65	0.064	32	33	0.030
11	2047	176	287	0.14	2049	65	0.032	-	-	-
12	4097	144	1407	0.34	4099	129	0.032	64	65	0.015

3.7.2. Modulación de la señal ultrasónica

Para la aplicación objeto de esta tesis, a cada baliza B_j se le asigna un código o secuencia de longitud L que la identifica. En este caso se ha elegido un conjunto de secuencias *Kasami* de 255 bits, que proporciona hasta 16 secuencias con valores muy bajos en la función de correlación cruzada aperiódica, que hará que tengan muy baja interferencia, lo cual ayudará en la fase de detección (véase la Figura 3.15). Para enviar dichas secuencias mediante una señal ultrasónica es necesario emplear algún tipo de modulación. Entre las diferentes alternativas que se pueden emplear, se ha considerado la utilización de una modulación en BPSK por su fácil implementación, y elevada inmunidad a las interferencias de tipo ruido impulsivo.



a) b)

Figura 3.15. a) Autocorrelación y b) correlación cruzada entre dos secuencias *Kasami* de 255 bits.

Cada símbolo estará formado por m ciclos de M muestras de la portadora, cuya frecuencia ha de ser la central del transductor (ej. 50 *kHz*), y se modula en BPSK por la secuencia *Kasami* correspondiente de longitud L.

El proceso de modulación se describe matemáticamente en (3.5), siendo $B_j[n]$ la señal que será emitida por la baliza j a intervalos regulares.

$$B_j[n] = A_j\left[\frac{n}{M \cdot m}\right] * S[n] = \sum_{k=0}^{L \cdot M \cdot m - 1} A_j\left[\frac{k}{M \cdot m}\right] \cdot S[n-k] \tag{3.5}$$

En (3.5), $A_j[n]$ constituye la secu encia *Kasami* de L bits asignada a cada baliza (que es diezmada de acuerdo a la duración del símbolo), y $S[n]$ es el símbolo formado por m veces las M muestras de cada ciclo de la portadora.

En la Figura 3.16 se muestra el caso particular y más simple, en el cual el símbolo está formado por un solo ciclo de portadora, asumiendo que la frecuencia de muestreo es 10 veces la de la portadora (M=10). Matemáticamente el símbolo de modulación queda definido de forma matricial así:

$$S[n] = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1] \tag{3.6}$$

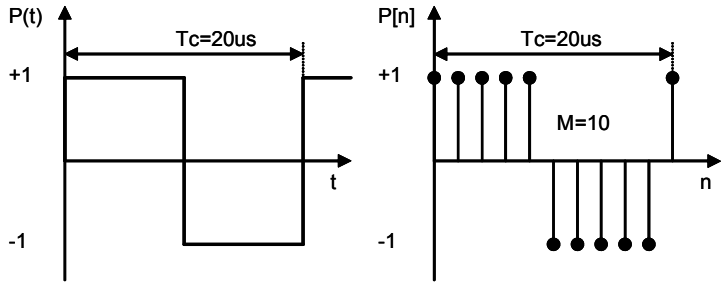
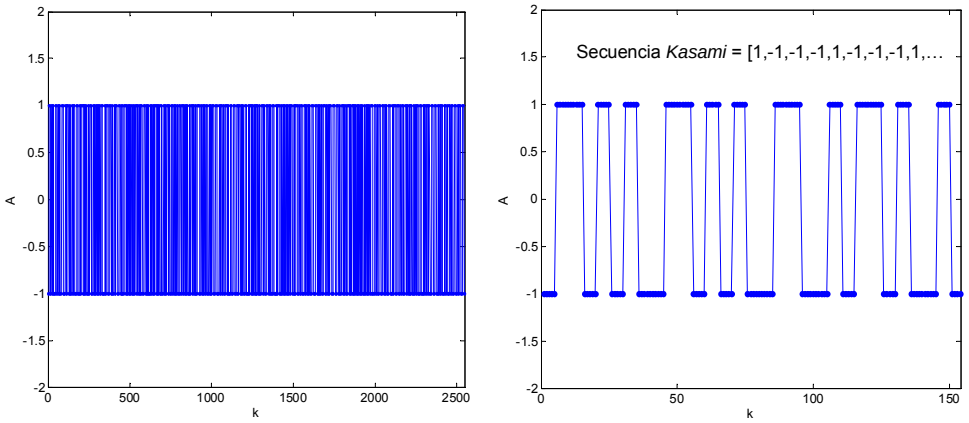


Figura 3.16. a) Ciclo de portadora de 50 *kHz*. b) Muestras en un ciclo de portadora (M=F_s/F_c).

La Figura 3.17 muestra el resultado de la modulación para el caso de una secuencia *Kasami* de 255 bits, donde se observan los cambios de fase en el símbolo al pasar la secuencia de +1 a -1, o viceversa.



a) b)

Figura 3.17. a) Portadora de 50 *kHz* modulada en BPSK por la secuencia *Kasami* de 255 bits (m=1, M=10). b) vista ampliada del proceso de modulación de las primeras muestras.

El número de muestras M de un ciclo de portadora de frecuencia F_c, dependerá de la frecuencia de muestreo utilizada en el receptor (F_s). Así, resultará una señal cuya duración temporal, D, vendrá dada por:

$$D = L \cdot m \cdot M \cdot T_s$$
$$M = \frac{F_s}{F_c} = \frac{T_c}{T_s} \tag{3.7}$$

Para el ejemplo contemplado en la Figura 3.17, considerando una secuencia *Kasami* de 255 bits donde el símbolo está formado por un solo ciclo de portadora (m=1), y siendo la

frecuencia de muestreo de 500 *kHz* (M=10), resulta una señal con una duración de *5,1 mseg*. La señal resultante se transmite de forma periódica (T_{seq}) y de manera continua tal y como se muestra en la Figura 3.18.

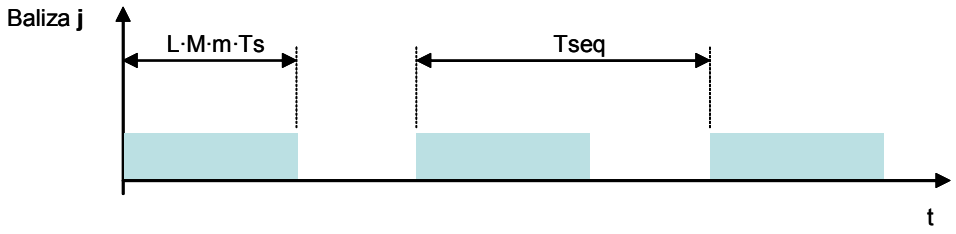


Figura 3.18. Señal periódica y continua emitida por la Baliza *j*.

El periodo de repetición ha de tener una duración mayor o igual al máximo tiempo empleado por la señal ultrasónica en alcanzar al receptor, que coincidirá con la situación de máxima separación entre baliza y receptor. Esta condición garantiza, por un lado, que sólo sea recibida por el receptor una secuencia por periodo de cada baliza, y por otro, que la señal ultrasónica se atenúe suficientemente como para evitar que señales no deseadas, que pudiesen alcanzar al receptor (algunos casos de multicamino), lograran confundir su origen en el receptor.

3.7.3. Efecto de la elección del símbolo en la modulación

El número de ciclos de portadora que forman el símbolo *S[n]* trae como consecuencia dos efectos importantes. El primero afecta a la energía, pues cuanta más duración tenga el símbolo, mayor será la energía transmitida, lo cual hace que aumente el alcance de las balizas. El segundo afecta a la forma del espectro, de manera que a medida que se hace más largo el símbolo aparecen *m-1* lóbulos laterales con alta energía en torno a la frecuencia de la portadora. Este efecto trae a su vez como consecuencia en la detección, un incremento del número de picos en torno al máximo de la función de correlación de la señal adquirida con cada secuencia, pudiendo dar lugar a errores en la detección del instante de llegada del código. En la Figura 3.19 y en la Figura 3.20 se muestra este efecto en la función de autocorrelación de la secuencia resultante para varios valores de m, donde se aprecian los picos laterales desde el punto de vista temporal.

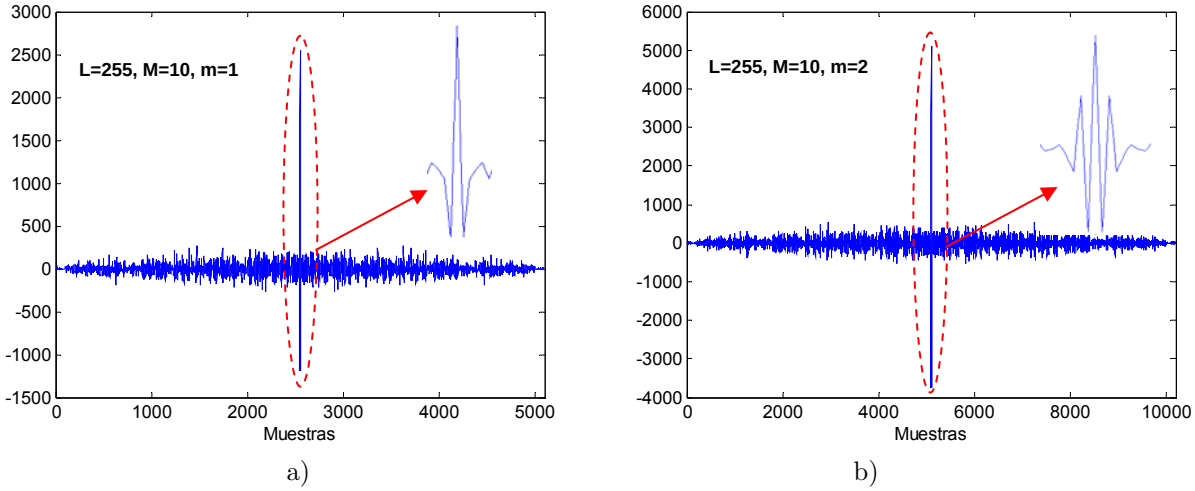


Figura 3.19. Autocorrelación de la señal modulada (L=255, M=10) para distintos valores de m: a) m=1, b) m=2.

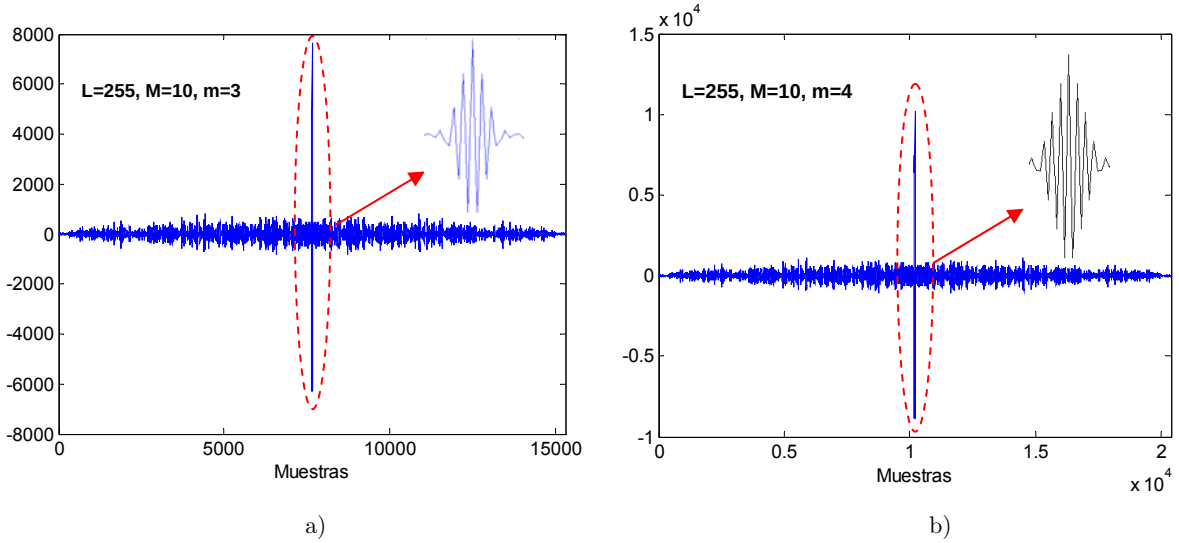


Figura 3.20. Autocorrelación de la señal modulada (L=255, M=10) para distintos valores de m: a) m=3, b) m=4.

La Figura 3.21 muestra diferentes versiones de la señal modulada para distintos valores de m, y la Figura 3.22 el espectro de las mismas. A medida que se incrementa m, la duración de la señal resultante emitida por cada baliza crece de manera proporcional con el parámetro m. Para m=4, la duración de la señal pasa a ser de 20.4ms. La variación del periodo de repetición de las secuencias no afecta prácticamente en nada al espectro de la señal resultante, salvo en las componentes de baja frecuencia y en términos de energía.

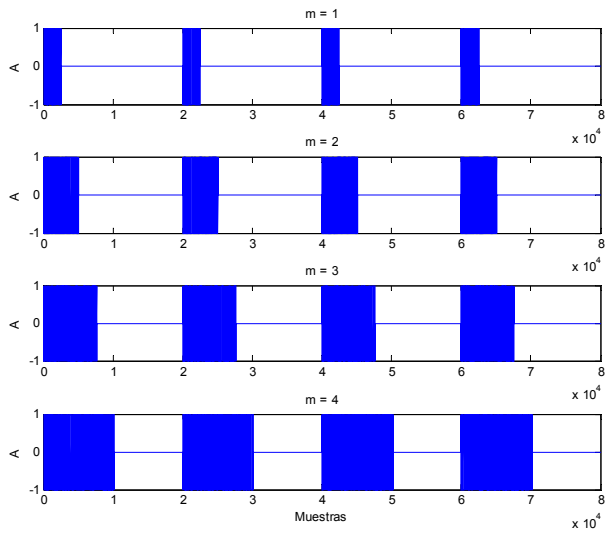


Figura 3.21. Efecto de variación del número de ciclos m de la portadora, sobre la señal periódica modulada (T_{seq} = 20ms) por una secuencia *Kasami* de 255 bits (M=10).

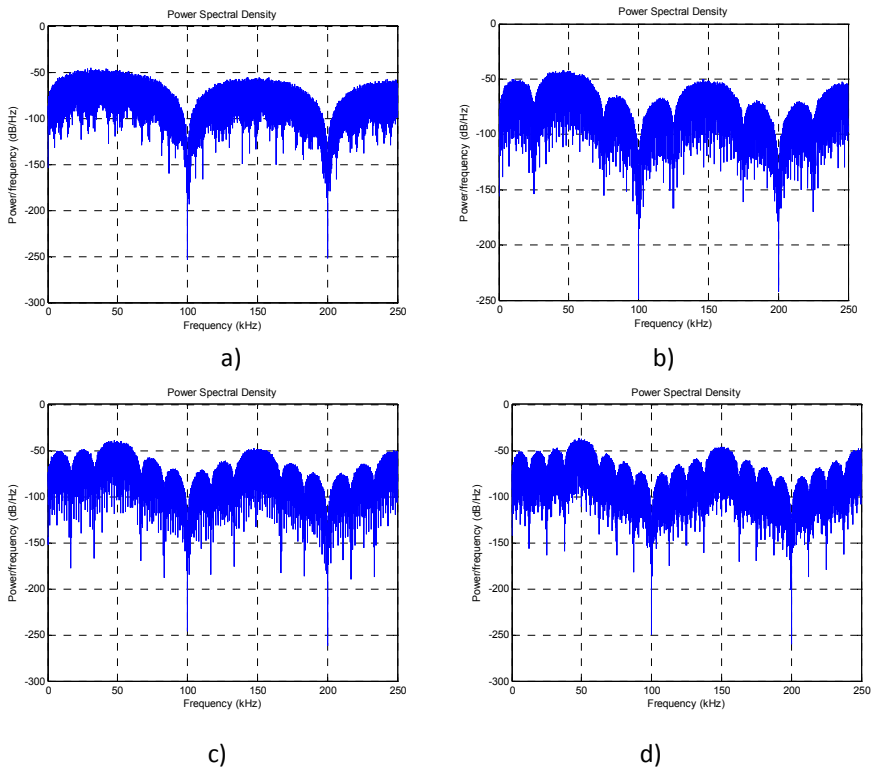


Figura 3.22. Espectro de la señal modulada (F_c=50kHz, T_s=2µs, M=10) para distintos valores de m. a) m=1, b) m=2, c) m=3, d) m=4.

3.7.4. Efecto de superposición de las secuencias

En este apartado se tratará de ver cómo se detectan las secuencias en el caso de emisiones simultáneas para el caso en que el móvil se posicione a una distancia más o menos equidistante de 2 o más balizas, lo cual trae como consecuencia que los tiempos de vuelo sean muy similares, dando lugar a un solapamiento de las señales. A pesar de

esto, se observa como correlando la señal recibida resultante con cada una de las secuencias asignada a cada baliza es posible extraer el instante de llegada a partir del índice donde se sitúa el máximo de la función de correlación.

Para plantear este ejemplo de superposición, se considerará el caso más sencillo para detectar un TDOA entre dos balizas. El sistema formado por las balizas (emisores), el canal o medio de transmisión, y el receptor, se considerarán ideales. Será en el capítulo 6 donde se hará un estudio desde el punto de vista de la detección, al considerar todos lo efectos reales del sistema, como el modelo del transductor, patrón de emisión, ruido en el canal, interferencias multiacceso e intersímbolo, multicamino, etc.

En este momento se pretende mostrar cómo el empleo de las secuencias *Kasami*, cuyas propiedades de ortogonalidad son buenas, van a permitir detectar la llegada de la señal de manera simultánea de varias balizas.

Se considerará el caso más sencillo de dos balizas ubicadas a la misma altura del suelo y separadas 3 metros (véase la Figura 3.23). Si el receptor se sitúa en la perpendicular sobre el punto medio de la distancia de separación ($\pm$ 1cm), estará recibiendo la señal de cada baliza prácticamente en el mismo instante de tiempo. Se considera que cada baliza se codifica con una secuencia *Kasami* de 255 bits distinta, que el símbolo de modulación es 1 ciclo de la portadora (Fc=50 kHz), con una frecuencia de muestreo de 500 kHz (M=10). Así cada secuencia dura 5.1 ms.

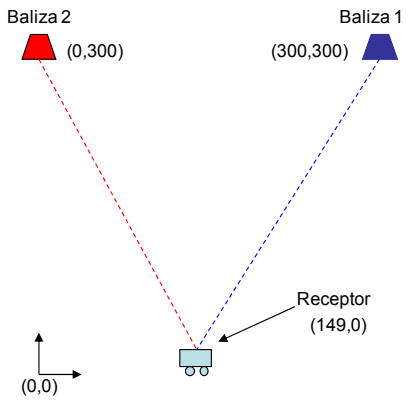


Figura 3.23. Situación de las balizas.

La Figura 3.24 muestra la señal recibida resultante donde la duración es prácticamente similar a la de una secuencia debido al solapamiento. Obsérvese que el efecto de solapamiento reduce en algunos puntos el nivel de amplitud de la señal recibida.

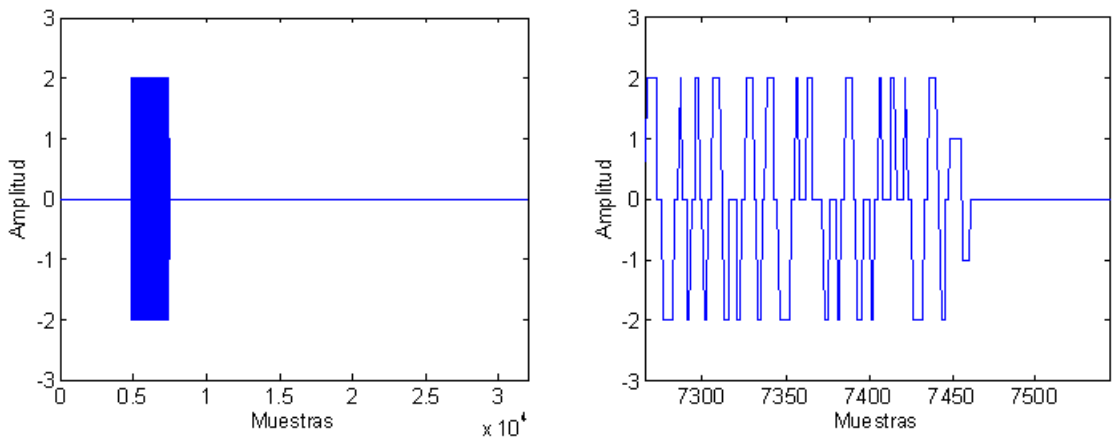


Figura 3.24. Señal recibida en un punto prácticamente equidistante a 2 balizas codificadas a partir de secuencias *Kasami* de 255 bits.

La Figura 3.25 muestra la correlación entre la señal recibida y cada una de las secuencias, donde claramente se detecta el instante de llegada de cada una de ellas. El valor de la diferencia de tiempos de vuelo (TDOA) es el resultado de multiplicar el periodo de muestreo (Ts) por la diferencia en muestras.

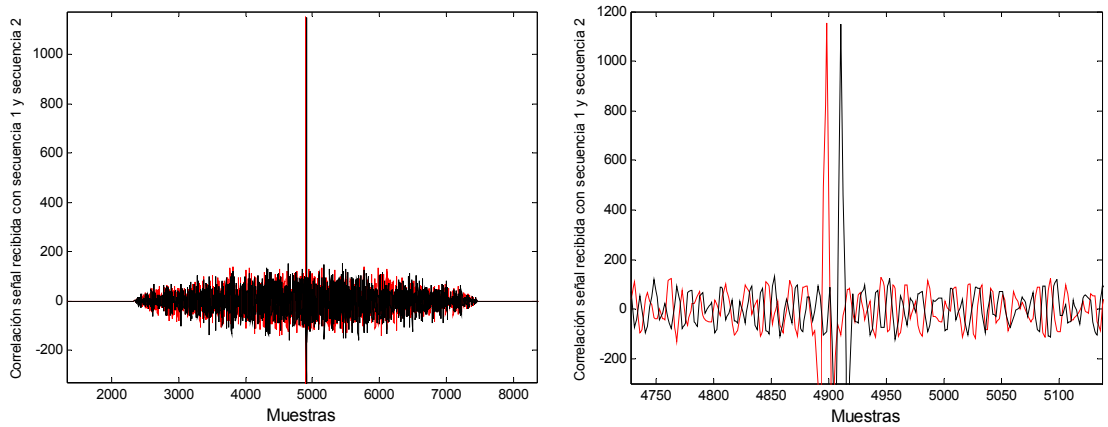


Figura 3.25. Correlación de la señal recibida con la secuencia 1 (rojo) y secuencia 2 (negro).

3.8. Conclusiones

En este capítulo se han presentado los aspectos más relevantes relacionados con la estructura del sistema LPS propuesta, así como un análisis sobre diferentes tipos de secuencias o códigos pseudoaleatorios utilizados en sistemas multiacceso CDMA, con el objeto de definir la estrategia de medida y seleccionar un tipo de secuencias y modulación para codificar las emisiones de señales ultrasónicas de balizas para medir con precisión y fiabilidad tiempos de vuelo, pensando en aplicaciones de posicionamiento local.

Del estudio realizado se desprende que las secuencias *Kasami* son muy favorables, por sus buenas propiedades de autocorrelación y correlación cruzada. Para estas secuencias *Kasami,* con longitudes de 255 bits se puede acometer una detección de las señales emitidas por las balizas, aun en condiciones de relación señal a ruido muy bajas.

Se ha propuesto como técnica de modulación para emitir dichas secuencias mediante una señal ultrasónica, una modulación en BPSK por ser la que mejor se adapta al medio de transmisión, donde las diferencias de nivel de señal en el receptor pueden tener unos márgenes de variación muy amplios.

Se han analizado los efectos que sobre la señal resultante tienen diversos parámetros relacionados con la modulación de la señal ultrasónica, especialmente sobre el ancho de banda pues será uno de los parámetros clave en la elección del transductor de ultrasonidos para implementar las balizas.

4

Diseño de una Baliza Ultrasónica de Amplia Cobertura

En este capítulo se presenta una nueva propuesta de baliza ultrasónica para ser instalada en espacios interiores (techo, por ejemplo), de manera que a partir de un único transductor con un determinado lóbulo de radiación se pueda conseguir una baliza con un lóbulo de radiación más amplio y convenientemente dirigido. De esta forma se podrán conseguir áreas amplias de cobertura sobre el suelo.

4.1. Introducción

Uno de los aspectos importantes en sistemas de balizamiento ultrasónico para posicionamiento local, es el diseño de sensores (balizas) capaces de "insonificar" la mayor área posible del entorno, con el objetivo de que cada punto del espacio sea insonificado por el mayor número de balizas lo que redundará en una mayor facilidad de configuración del sistema de medida, así como mayor fiabilidad, robustez y exactitud del sistema de posicionamiento.

Así, a partir de la elección de un transductor comercial se plantea una propuesta de diseño de un reflector cónico con el objetivo de mejorar su lóbulo de radiación o patrón de emisión, para garantizar una mayor área de cobertura y poder implementar un sistema de balizamiento con el menor número de balizas posibles, y con la información suficiente en cada punto del entorno de interés para garantizar una localización correcta.

En este capítulo se exponen las pautas de diseño desde el punto de vista físico de la baliza, considerando aspectos relacionados con la ubicación física de las mismas dentro del entorno y el área de cobertura de cada una de ellas. También se analizarán los

efectos de pérdida debidos a la absorción, divergencia, así como los derivados de las reflexiones ocurridas en el interior del reflector cónico diseñado. Así mismo se mostrarán los detalles de construcción física de un prototipo de reflector para realizar una caracterización práctica de la baliza resultante.

Finalmente se abordará el estudio de la distribución de las balizas diseñadas utilizando el reflector cónico para tener una amplia área de cobertura común, que garantice en todos los puntos del entorno (suelo) el nivel de señal suficiente para determinar la posición de sistemas móviles. Se tendrá en cuenta la necesidad de ubicar las balizas no muy alejadas entre sí para facilitar el control y sincronización de las mismas, y para minimizar el efecto cerca-lejos.

4.2. Criterios de selección del transductor ultrasónico

Dentro de los múltiples transductores de ultrasonidos que se comercializan hoy en día, no es fácil encontrar uno que se adapte plenamente a las características requeridas por el sistema de balizamiento propuesto para sistemas de posicionamiento. Varias son las características más importantes a valorar en dicha elección. Una característica esencial la constituye el ancho de banda, que debido a la modulación de la señal ultrasónica se hace necesario que sea al menos de un 20% de la frecuencia central (10 kHz, para una frecuencia de trabajo en torno a los 40 kHz). En este sentido cabe indicar que algunos transductores de tipo piezoeléctrico y PVDF son los más adecuados, aunque algunos *tweeter* empleados en audio también proporcionan buenos resultados. Otra característica importante es el patrón de emisión, pues se ha de buscar que sea lo más omnidireccional posible, para así tener una mayor área de cobertura, considerando que las balizas se han de situar sobre el suelo a una determinada altura. También es importante que proporcione un alto SPL (*Sound Pressure Level*) y que no introduzca distorsión de fase, que pueda afectar al proceso posterior de detección. Como compromiso de todo ello se ha elegido un transductor PVDF (*Fluoruro de Polivinilideno*).

4.2.1. Transductor PVDF

El PVDF, material que combina las características de los materiales plásticos con las de los piezoeléctricos, presenta unas propiedades excelentes como transductor de ultrasonidos, caracterizándose principalmente por su gran ancho de banda. Se comercializa en forma de película con espesores de 9-50µm, y es el material más usado en el diseño de sensores distribuidos, porque puede cortarse fácilmente para darle la forma deseada.

Actualmente la firma *Measurement Specialties* (MSI) comercializa un sensor de tipo PVDF (US40KT) sobre un soporte cilíndrico y en un encapsulado de pequeño tamaño, que funciona a una frecuencia de resonancia de 40 kHz [MSI, 2001]. Este tipo de transductor, debido a su ancho de banda y al patrón de emisión será uno de los transductores objeto de estudio. Su fabricación en forma cilíndrica o semicilíndrica, hace

que el patrón de emisión no sea el más adecuado cuando estos se utilizan como balizas ultrasónicas situadas normalmente en el techo de un recinto cerrado. Con objeto de adecuar el patrón de emisión y aumentar el área de cobertura en la superficie, se plantea como propuesta en esta tesis el diseño de un reflector cónico para implementar una baliza ultrasónica de amplia área de cobertura.

La Figura 4.1 muestra los patrones de directividad. El patrón de directividad en el plano horizontal se observa que es totalmente omnidireccional; sin embargo, el patrón de emisión vertical presenta un cierto grado de directividad en un ángulo aproximado de ±40º, para una reducción de potencia del 50% del valor máximo. A la vista del patrón de emisión horizontal, este tipo de sensor es útil para aplicaciones donde las medidas se realicen más o menos en el plano en el que se sitúe el sensor. Un ejemplo de este tipo de aplicación es el diseño de un sistema sensorial que permita caracterizar el entorno que rodea, por ejemplo al robot, a partir de los ecos recibidos por uno o varios receptores después de una emisión ultrasónica [Jiménez et al., 2005]. Otro ejemplo es el diseño de un sistema de posicionamiento relativo entre varios robots que comparten un mismo entorno, a partir de una baliza emisora y receptora que llevan incorporados, basadas en este tipo de sensor [De Marziani et al., 2005].

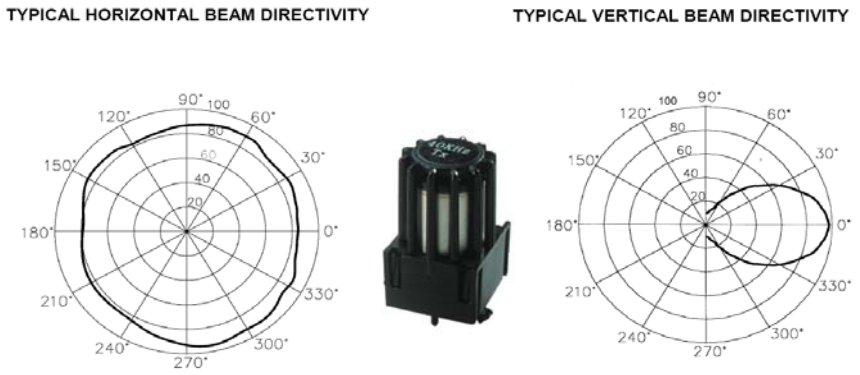


Figura 4.1. Patrón de directividad horizontal y vertical del transductor PVDF (MSI corporation).

Los patrones de emisión que tiene este tipo de sensor hacen que cuando se sitúe en una posición elevada, por ejemplo en el techo, la radiación se concentre fundamentalmente entorno a una corona situada en el plano en el que está posicionado el sensor, sin que apenas la emisión alcance la superficie del suelo, salvo que se incline el sensor hacia la zona de interés, perdiendo entonces cobertura en una amplia zona de su entorno y provocando rebotes sobre el techo.

Con objeto de poderlo utilizar como baliza ultrasónica en un sistema LPS, se hace necesario acoplarle un reflector, por ejemplo de tipo cónico, que haga que la máxima radiación se refleje sobre el suelo.

A continuación y teniendo como punto de partida el sensor mostrado en la mencionada Figura 4.1, se realiza una propuesta de reflector y se aborda su diseño, caracterizándolo a nivel físico, para posteriormente hacer un análisis de los aspectos más relevantes y su

efecto sobre la pérdida de intensidad de señal con la distancia, considerando que el plano de posicionamiento coincide con la superficie del suelo.

4.3. Propuesta de un reflector cónico

Se ha optado por un reflector de tipo cónico, fundamentalmente por su facilidad de construcción, por su posibilidad de uso en ubicaciones físicas a diferentes alturas del plano de cobertura, y porque además cumple, como se pondrá de manifiesto más adelante, con todas las exigencias que demanda la aplicación analizada. Otras configuraciones tales como la de tipo parabólico tienen la dificultad no sólo desde el punto de vista de construcción, sino también para realizar el enfoque de la parábola sobre el transductor, teniendo en cuenta que no se trata de un emisor puntual sino que es de tipo cilíndrico.

Se ha considerado una disposición del transductor sobre el reflector cónico como la mostrada en la Figura 4.2a. Para el diseño del reflector se tendrán en cuenta una serie parámetros que determinarán las dimensiones físicas del reflector, considerando que la baliza se sitúa a una determinada altura del plano de cobertura (suelo). Los parámetros de interés a tener en cuenta en el diseño son:

- Distancia del punto central del sensor al vértice del cono del reflector (d).
- Longitud del reflector (L_r).
- Ángulo de apertura del reflector (β).
- Ángulo de apertura del transductor en el plano vertical (α) que se ha fijado como aquél para el cual se obtiene una caída de nivel de señal del 50% respecto al eje axial (Figura 4.2b).
- Altura a la que se sitúa el sensor respecto al suelo (h).
- Radio de cobertura en el suelo sobre la vertical del sensor (R) que se desea obtener.

Antes de continuar con el diseño del reflector, se van a definir algunos aspectos de carácter general que facilitan la presentación de los próximos apartados. En primer lugar indicar que en lo que sigue se va a considerar el origen del sistema de coordenadas en el centro del transductor y con los ejes definidos tal como se muestra en la Figura 4.3. Dado que tanto el transductor como el reflector (y su conjunto la baliza) tienen un comportamiento simétrico respecto al eje de coordenadas y, (simetría de rotación respecto al eje y) en lo que sigue, y para todas las demostraciones, se va a considerar una sección trasversal en el plano x-y.

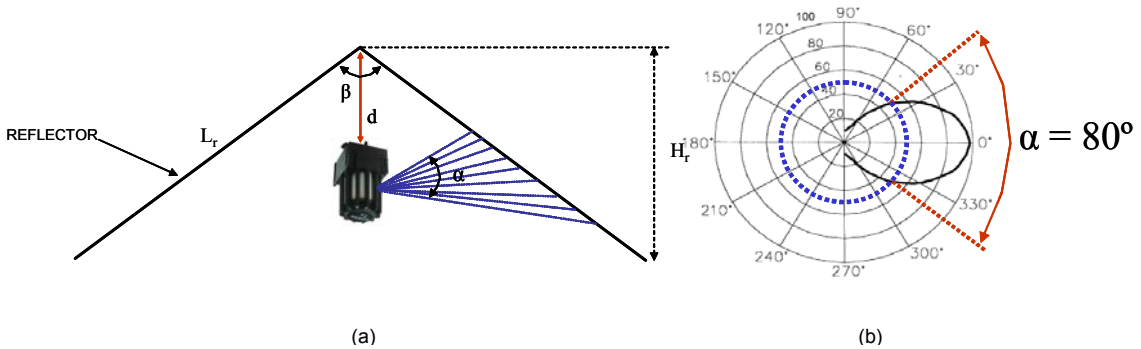


Figura 4.2. Disposición del transductor en el interior del reflector cónico, b) patrón vertical de directividad.

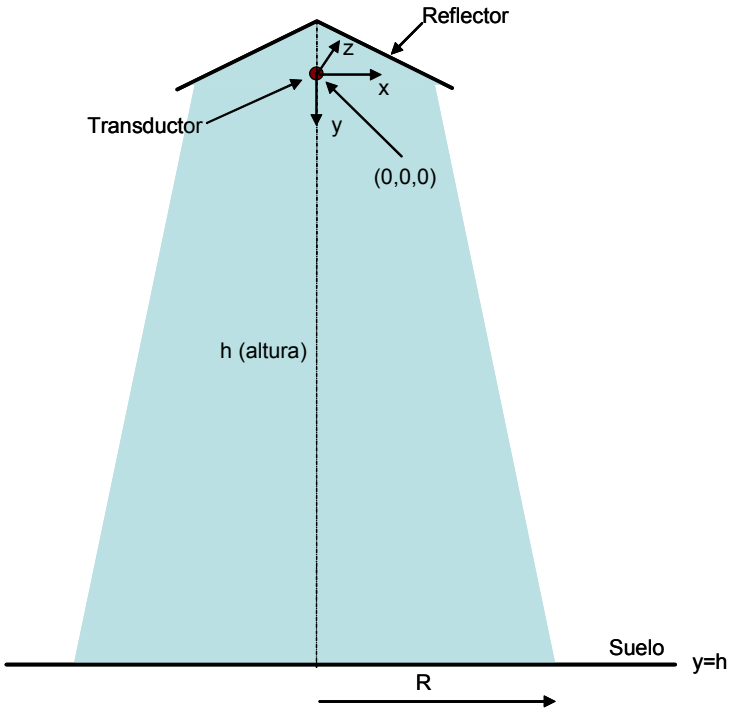


Figura 4.3. Baliza con el transductor como origen de coordenadas situado a una altura (y=h) del plano donde se sitúa el receptor y su radio de cobertura (R).

Para el análisis del diseño y comportamiento de la baliza resultante se ha considerado el transductor cilíndrico de tipo puntual, dando por tanto lugar a que la emisión ultrasónica parta de un solo punto situado a una distancia *d* del vértice del reflector. Dado que la altura *h* a la que se sitúa el reflector respecto al plano de medida (suelo) es mucho mayor que las dimensiones del reflector, esto es una buena aproximación en el caso del reflector cónico.

Para el análisis del patrón de emisión resultante se ha aplicado la teoría de espejos, al considerar el reflector como una superficie especular, dando lugar a que el comportamiento del reflector en el plano x-y pueda verse representado tal como muestra la Figura 4.4. Nótese que desde el punto de vista real, y debido a la simetría de rotación, el transductor se transforma en el plano imagen en una corona circular ubicada por

encima del vértice del reflector, y truncada en el plano vertical o perfil, por el patrón vertical de emisión del transductor (α).

Otra consideración a tener en cuenta es que como la distancia del transductor al vértice del reflector (d) es muy pequeña respecto a la altura a la que se sitúa la baliza (hecho que garantiza una emisión lo más puntual posible de la corona resultante), en lo sucesivo se considerará que la altura (h) a la que se sitúa la baliza o sensor resultante respecto al plano donde se sitúe el receptor (y=h), coincide con la altura real del transductor cilíndrico ubicado en el interior del reflector. De todo lo expuesto, podemos considerar al transductor para el análisis del comportamiento del reflector (en el plano x-y), como dos emisores puntuales simétricos respecto a la vertical del reflector, tal como muestra la Figura 4.5.

En dicha Figura 4.5 se muestran las variables que se van a utilizar en adelante para definir las características geométricas del reflector cónico. Estas variables son: el ángulo de apertura β del reflector, longitud L_r del cono, diámetro de la base D_r, y altura H_r (evidentemente L_r, D_r y H_r están relacionadas, sólo una es independiente).

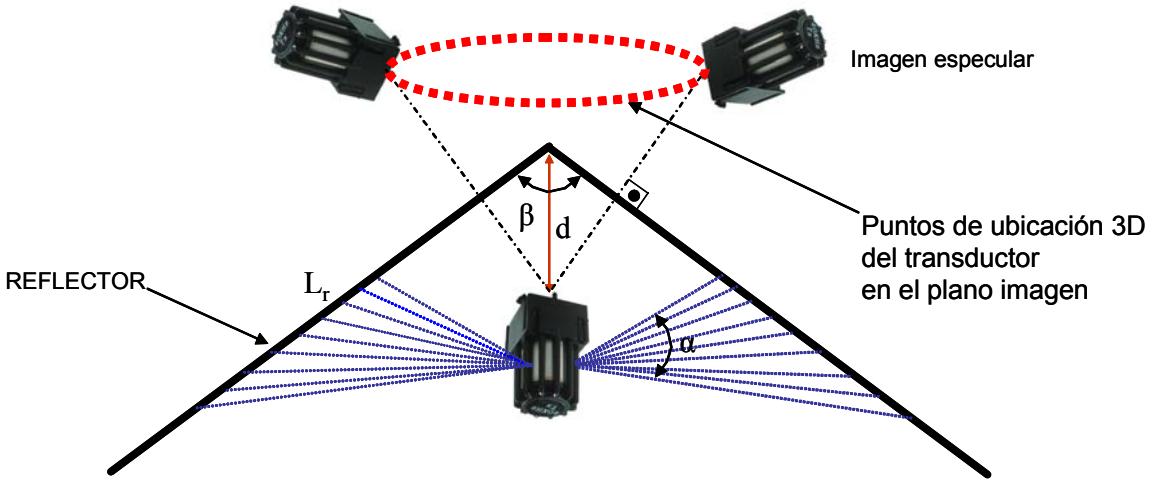


Figura 4.4. Imagen del transductor en el plano x-y como consecuencia de la teoría de espejos al considerar al reflector como una superficie especular.

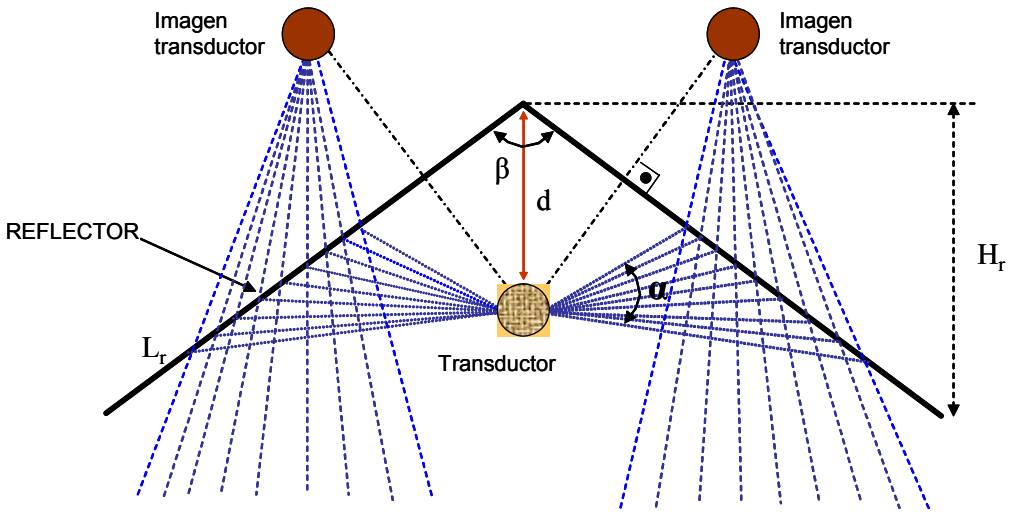


Figura 4.5. Variables objeto de análisis en el estudio de las dimensiones del reflector cónico.

4.3.1. Elección del ángulo de apertura (β) del reflector cónico.

En primer lugar, interesa que el ángulo de apertura del reflector cónico (β) sea mayor que el ángulo de apertura (α) de la emisión en sentido vertical, es decir, que $\beta \geq \alpha$. De este modo se evitan dobles reflexiones dentro del propio reflector (véase la Figura 4.6). Por otro lado, considerando d la distancia al vértice del cono, que interesa reducir para considerar puntual el transductor con respecto al reflector, se puede transformar, a efectos de análisis, en una nueva estructura como la mostrada en el Figura 4.7, en la que la superficie cónica actúa como un espejo para el transductor que se sitúa en su interior.

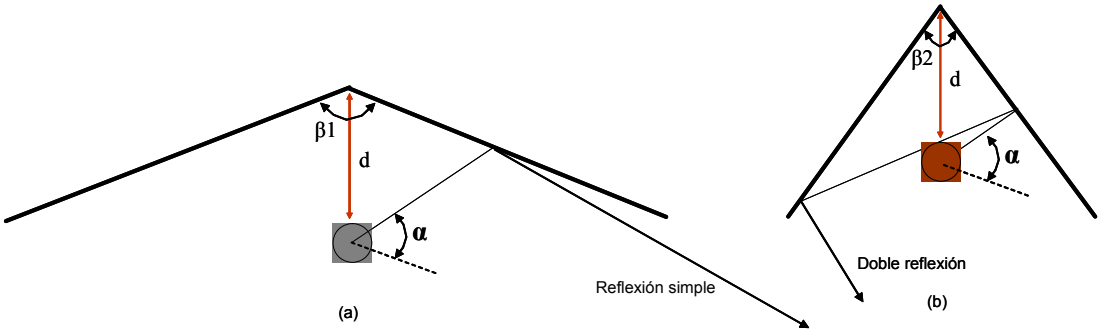


Figura 4.6. Análisis del efecto de doble reflexión en el interior del reflector al considerar a) $\beta > \alpha$ y b) $\beta < \alpha$.

Teniendo en cuenta que el nuevo modelo de transductor se sitúa a una determinada altura h del suelo, interesa también evitar la zona de superposición que aparece sobre el suelo (Figura 4.7), para lo cual se hace necesario que el patrón vertical de emisión con un ángulo de apertura α, gire hasta que los haces extremos sean paralelos (véase la Figura 4.8).

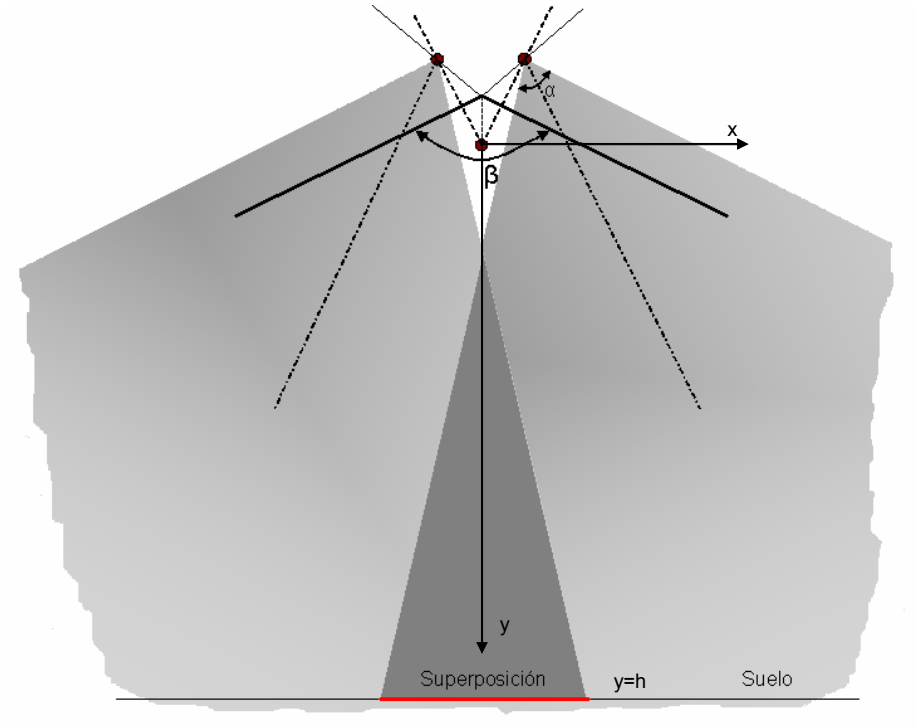


Figura 4.7. Transformación del transductor tras considerar el reflector cónico como un espejo.

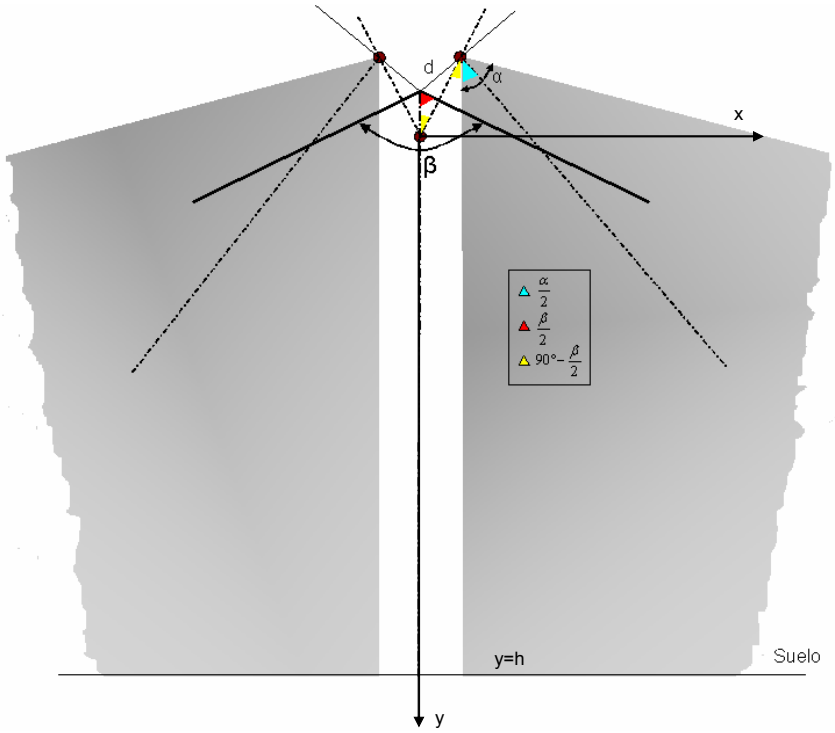


Figura 4.8. Resultado final de la transformación para el análisis, después de eliminar la zona de superposición.

Esta condición de haces extremos paralelos se consigue cuando se cumple (4.1):

$$\beta = 90^{o} + \frac{\alpha}{2} \tag{4.1}$$

Y teniendo en cuenta el valor de α (80°) impuesto por las características del transductor, entonces β = 130°. En la Figura 4.8 se muestran las zonas de cobertura después de eliminar la zona de superposición, como consecuencia de la elección del ángulo β indicado. Conviene resaltar que el ángulo de apertura α del transductor se definió para una caída de potencia mitad respecto al eje axial. Esto implica en la práctica, que la zona de superposición existirá, si bien con potencias de señal muy reducidas para las señales provenientes del lado contrario. Esto será analizado posteriormente.

4.3.2. Cálculo de las dimensiones físicas del reflector cónico.

Para calcular las dimensiones físicas del reflector, es decir la longitud L_r del cono o lo que es lo mismo el diámetro de la base del mismo (D_r) se ha de tener en cuenta el radio de cobertura sobre el suelo respecto a la vertical del sensor (R) y la distancia d a la que se sitúa el sensor del vértice del cono. La distancia d mínima viene fijada por las dimensiones físicas del sensor PVDF de partida. Teniendo en cuenta esto se ha fijado d= 2 centímetros.

Para dimensionar el reflector se partirá del análisis de la Figura 4.9 donde se ha situado el sensor a una distancia h del suelo, y se ha considerado que las reflexiones más alejadas del eje axial (coordenadas x_c,y_c) en el interior del cono, que se produce en los puntos de borde del cono, tendrá un impacto sobre el suelo a una distancia R del eje axial (eje y) del sensor. Esta distancia R, que denominaremos "radio de cobertura de la baliza", será un parámetro a fijar por el diseñador del reflector.

Considerando que R y h son muy grandes respecto a las dimensiones del reflector ($h >> H_r$ y $R >> D_r/2$) se puede escribir:

$$tg\left(\beta - 90^{o} + \phi\right) \approx \frac{R}{h} \tag{4.2}$$

Siendo β el ángulo de apertura del reflector cónico, que ya ha sido fijado, y ϕ el ángulo de incidencia de los haces reflejados en el borde del cono.

Para determinar el valor de L_r, basta con calcular las coordenadas (x_c,y_c); coordenadas de un punto de borde del reflector cónico, tal como se muestra en la Figura 4.10. Teniendo en cuenta que el origen de coordenadas (x=0, y=0) se ubica sobre el transductor, la ecuación de una recta con vector director perpendicular al de la superficie del reflector y que pasa por y=-d y x=0 (contenida en el plano x-y) viene dada por:

$$y = x \cdot tg\left(90^{o} - \frac{\beta}{2}\right) - d \tag{4.3}$$

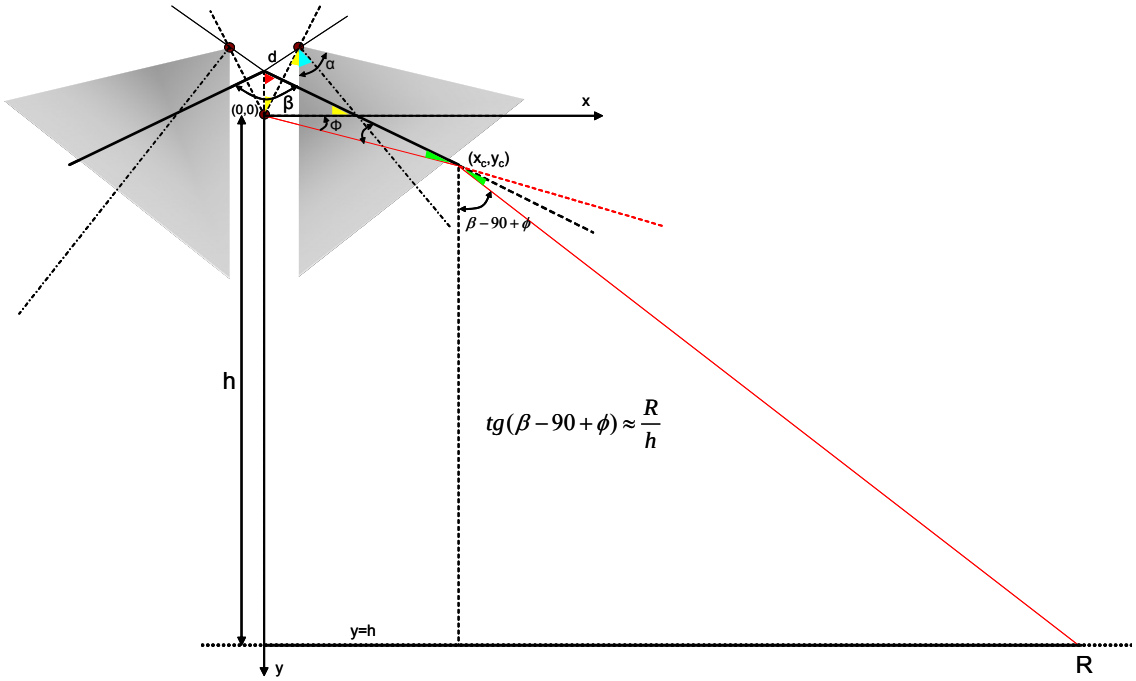


Figura 4.9. Análisis del reflector cónico para la determinación de las dimensiones físicas del reflector para garantizar un radio de cobertura R, considerando que se sitúa a una altura h del suelo.

Por otra parte, la ecuación de la recta que pasa por el origen de coordenadas y por un determinado punto de borde (x_c, y_c), que se corresponde con un haz incidente con ángulo ϕ, viene dada por:

$$y = x \cdot tg\phi \tag{4.4}$$

A partir de las ecuaciones (4.3) y (4.4) se obtiene el punto de corte (x_c, y_c) que permitirá determinar las dimensiones del reflector.

$$\begin{aligned} x_c &= \frac{d}{tg\left(90 - \frac{\beta}{2}\right) - tg\phi} \\ y_c &= \frac{d}{\frac{tg\left(90 - \frac{\beta}{2}\right)}{tg\phi} - 1} \end{aligned} \tag{4.5}$$

De la ecuación (4.5) se deduce que las dimensiones del reflector quedan determinadas tal como muestra la Figura 4.11.

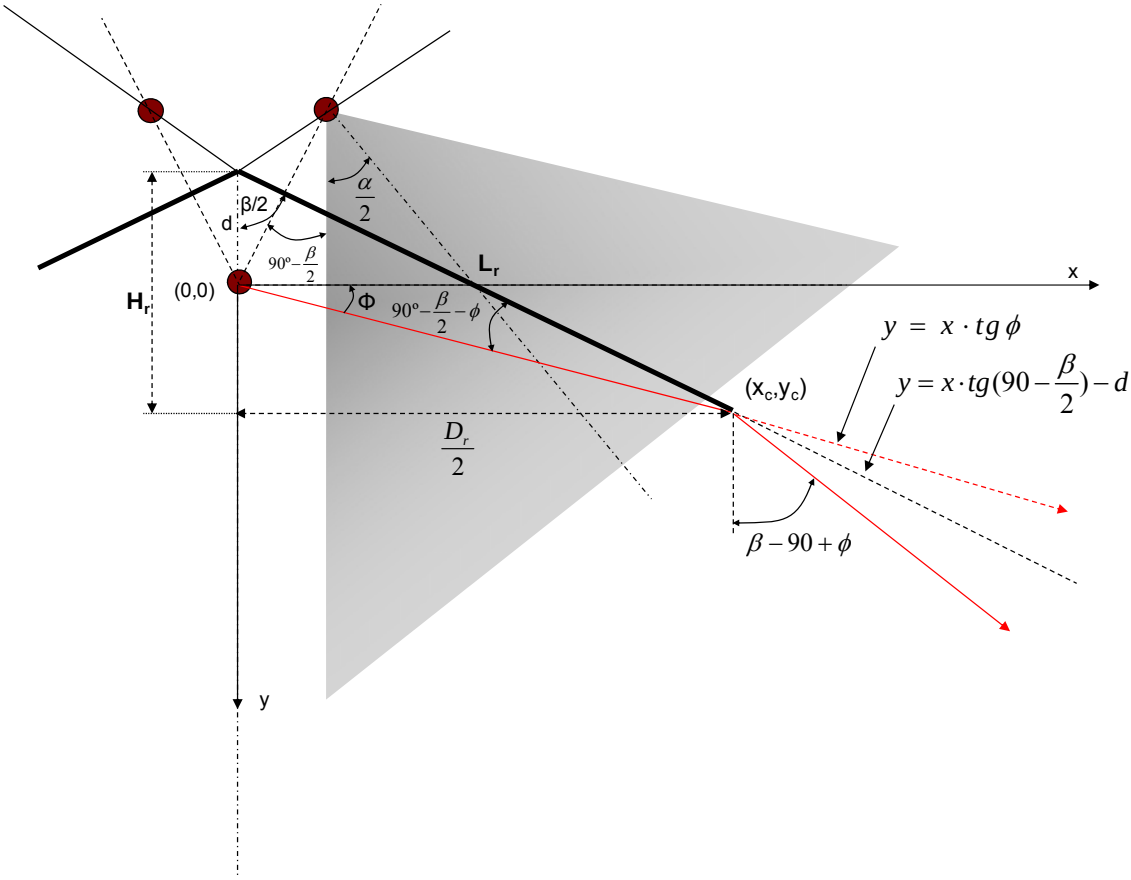


Figura 4.10. Análisis de la reflexión en el interior del reflector cónico para la determinación de las dimensiones físicas del reflector.

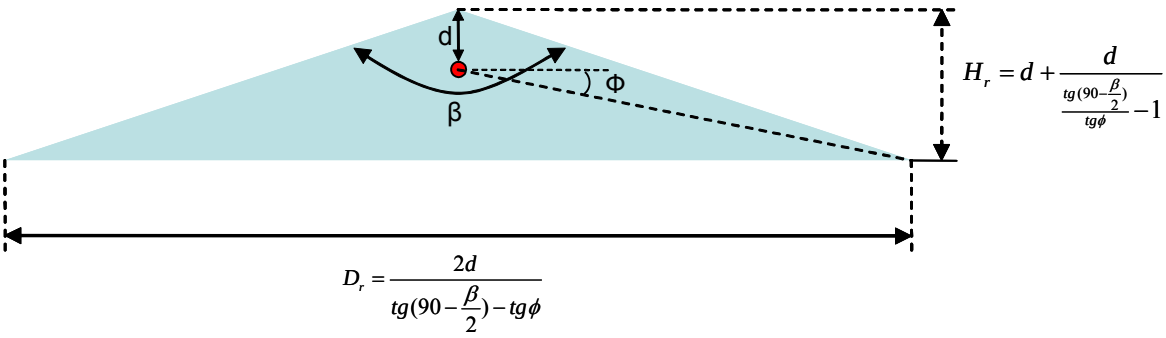


Figura 4.11. Dimensiones del reflector cónico.

En la Figura 4.12 se muestra la dimensión del reflector (diámetro del cono, D_r), en función de la altura h, para diversos valores de radio de cobertura R deseados.

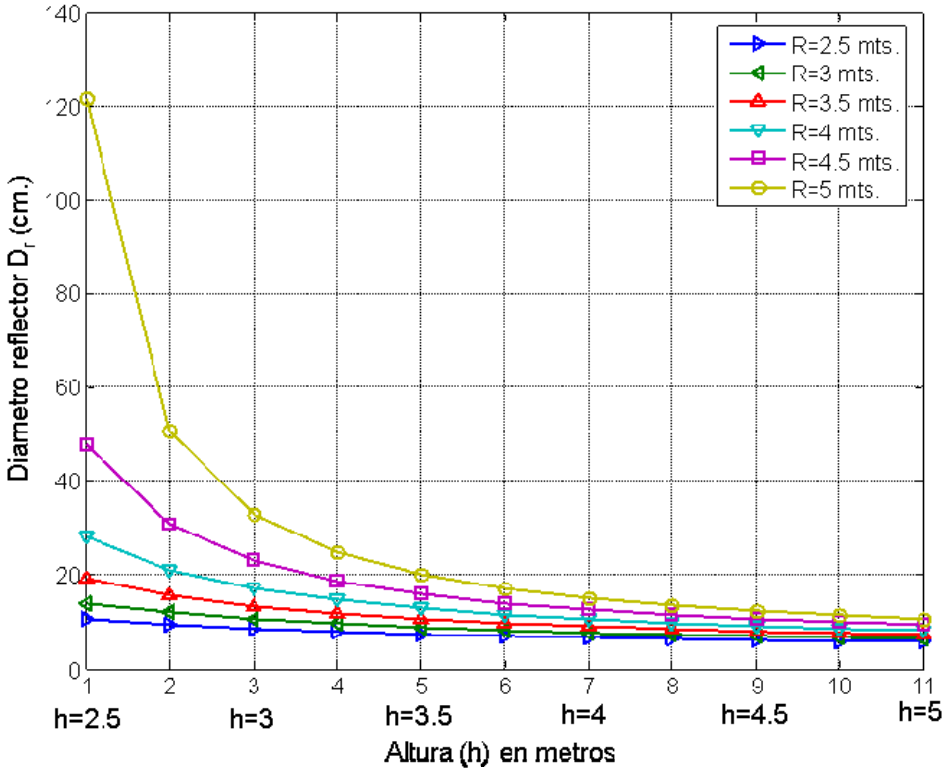


Figura 4.12. Representación gráfica que relaciona el diámetro del cono del reflector con la altura h y el radio de cobertura R deseado.

Desde el punto de vista práctico se ha diseñado un reflector que para una altura h=3m y considerando un radio de cobertura R=4m sobre el suelo, sus dimensione físicas resultan ser las mostradas en la Figura 4.13.

En la Figura 4.14 se muestra el prototipo de baliza ultrasónica de amplia área de cobertura diseñado, utilizando un reflector cónico construido con material DM y un transductor PVDF cilíndrico.

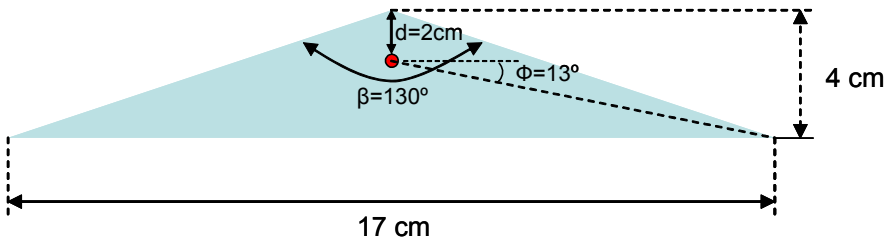


Figura 4.13. Dimensiones del reflector cónico para una altura h=3m y un radio de cobertura R=4m.

Figura 4.14. Aspecto del prototipo de baliza ultrasónica.

4.4. Análisis de pérdidas para una baliza de amplia área de cobertura.

Una vez diseñada la baliza de amplia área de cobertura, un aspecto importante es conocer la energía incidente (recibida) en los diferentes puntos del entorno. Se han analizado los distintos efectos que afectan en el valor de la energía recibida en los puntos pertenecientes a un plano (suelo) perpendicular al eje axial del reflector (eje y) y ubicado a una distancia $y=h$ del sistema de referencia, y todo ello para diferentes distancias al eje axial.

Para evaluar la energía recibida en cada uno de los puntos se han tenido presentes los diferentes efectos que intervienen en la pérdida de energía. Así se han considerado las pérdidas siguientes: por *absorción* y por *divergencia*.

4.4.1. Pérdidas por absorción

En su propagación por el medio, las ondas acústicas sufren una atenuación en amplitud debido a que parte de su energía se disipa en forma de calor. El sonido no es más que una perturbación que se transmite y propaga a través de un medio elástico, de forma que un cuerpo en oscilación (fuente) es capaz de poner en movimiento las moléculas de aire que lo rodean, y éstas a su vez a las moléculas vecinas. Teniendo esto en cuenta, es fácil entender que el choque entre las moléculas del medio cause una pérdida de energía importante proporcional a la distancia recorrida por la onda [Álvarez et al., 2006].

El cálculo de la absorción del sonido en la atmósfera está estandarizado y recogido en la normativa ISO: 9613-1, la cual permite determinar el valor de la constante de absorción α_a en neperios ($8.67 \cdot \alpha_a$ en decibelios) a través de la siguiente expresión:

$$\alpha_a = f^2 \left\{ 18.4 \cdot 10^{-12} \left(\frac{P}{P_{ref}}\right)^{-1} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^{\frac{-5}{2}} \cdot \left[0.01275 \frac{e^{\frac{-2239.1}{T}}}{f_{rO} + \frac{f^2}{f_{rO}}} + 0.1068 \frac{e^{\frac{3352}{T}}}{f_{rN} + \frac{f^2}{f_{rN}}} \right] \right\} \quad (\mathrm{N_p}/m) \qquad (4.6)$$

Como se puede observar dicha constante depende de la presión atmosférica P en kiloPascales (P_{ref} = 101.325 kPa), la temperatura absoluta T (T_{ref} = 293.15 °K), la frecuencia de la onda f en Hertzios, así como de las frecuencias de relajación del oxígeno (f_{rO}) y del nitrógeno (f_{rN}), componentes principales del aire (20,9% y 78,1% respectivamente). Estas frecuencias no son constantes y dependen, entre otros, de la humedad relativa del aire. Por este motivo, se puede afirmar que la absorción atmosférica depende principalmente de la frecuencia, la temperatura, la humedad y la presión atmosférica.

Para un valor de frecuencia de 50 kHz, a una temperatura de 20°C, una humedad relativa del 70% y una presión atmosférica de 101325 Pa, se obtiene un coeficiente de atenuación de aproximadamente 2dB/m.

Las pérdidas por absorción, dadas en dB, son por tanto directamente proporcionales a la distancia D entre el punto considerado y el punto donde se sitúa el sensor o baliza (Figura 4.15). Dado que la distancia D para los puntos ubicados sobre el plano $y=h$, y a una distancia r del eje axial del reflector (o lo que es lo mismo, ubicados sobre una recta que forma un ángulo δ con el eje axial) (ver Figura 4.15) viene dada por:

$$D = h\sqrt{1 + tg^2\delta} = \frac{h}{\cos\delta} \qquad (4.7)$$

Considerando que el coeficiente de absorción es η dB/m, y que depende de varios parámetros (frecuencia, tipo de medio de propagación, temperatura, humedad, etc.) la atenuación en los puntos definidos por la ecuación (4.7) (círculo de radio r sobre el plano $y=h$) viene dada por:

$$A_a = \eta h\sqrt{1 + tg^2\delta} = \frac{\eta h}{\cos\delta} \quad [dB];\ \forall 0 \le \delta \le \alpha \qquad (4.8)$$

En este caso, considerando una frecuencia de 50 Khz se puede aproximar η = 2 dB/m y suponiendo que α= 80°, se obtiene:

$$A_a = 2h\sqrt{1 + tg^2\delta} = \frac{2h}{\cos\delta} \quad [dB];\ \forall 0 \le \delta \le 80^{\circ} \qquad (4.9)$$

Si se expresa la atenuación normalizada con respecto a la que se obtiene cuando δ=0, se obtiene:

$$A_a = A_a(\delta) - A_a(\delta = 0) = \eta h\left(\sqrt{1+tg^2\delta} - 1\right) \quad [dB]; \quad \forall\ 0 \le \delta \le \alpha \tag{4.10}$$

La representación gráfica de la ecuación (4.10) se muestra en la Figura 4.16, donde se puede apreciar que para un ángulo δ=40° y un plano y=h=3m, la atenuación no llega a superar los 2dB, y esto corresponde en el plano y=3m con los puntos sobre un círculo de radio r =2,5m.

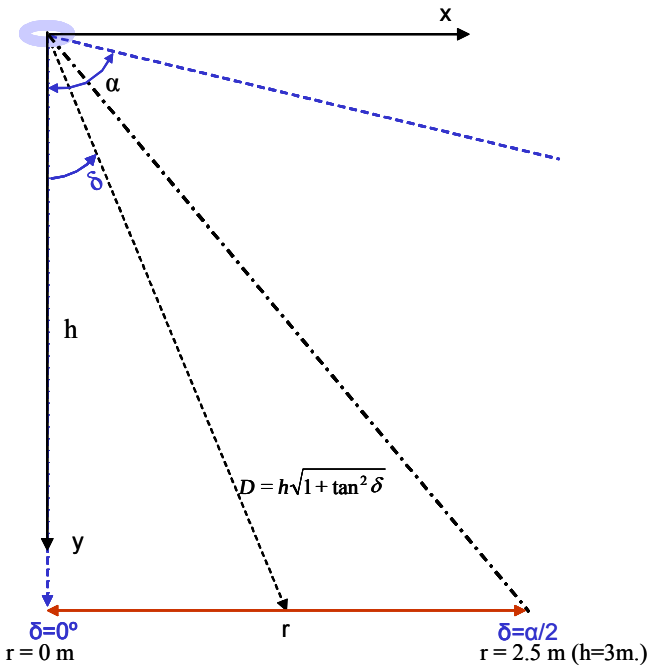


Figura 4.15. Representación gráfica para evaluar el efecto de la pérdida por absorción.

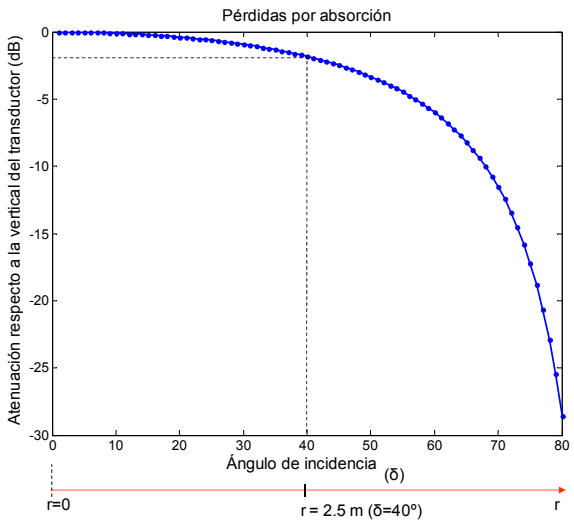


Figura 4.16. Atenuación con el ángulo de incidencia al considerar el efecto de la pérdida por absorción.

4.4.2. Pérdidas por divergencia

Otro efecto que influye en la energía recibida en un punto es la divergencia. Las pérdidas debidas a la divergencia tienen su origen en la combinación de dos efectos: la atenuación debida al patrón de emisión del transductor, dada por $A_H(\delta)$, y el efecto de divergencia esférica de las ondas ultrasónicas en los puntos de la superficie del plano (suelo), identificada por $A_D(\delta)$.

El patrón vertical de emisión del transductor $H(\theta)$ se ha modelado a través de la ecuación (4.11) donde J_1 es la función de *Bessel* de primer orden, y las constantes k y a, representan al número de onda y al diámetro del pistón respectivamente (modelando la fuente de emisión de acuerdo a la teoría del pistón). Aquí se ha elegido un valor de $k \cdot a$=3,5 por ser el que mejor aproxima el patrón de emisión al proporcionado por el fabricante, tal como muestra la Figura 4.17.

$$H(\theta) = \frac{2J_1(k \cdot a \cdot \sin\theta)}{k \cdot a \cdot \sin\theta} \qquad 0 \le \theta \le 360^{\circ} \tag{4.11}$$

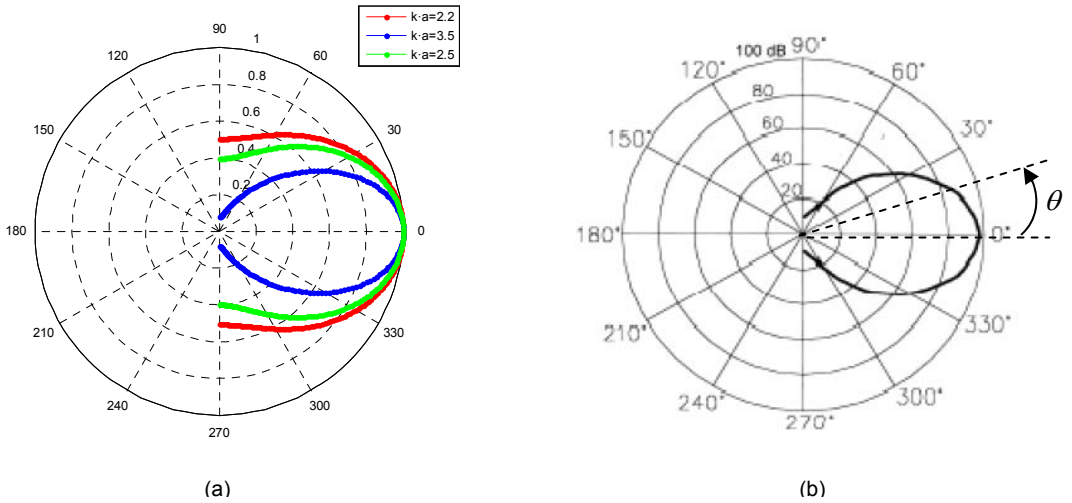


Figura 4.17. a) Modelo de patrón vertical de emisión del transductor obtenido a partir de la función de Bessel de primer orden; b) Patrón vertical de emisión del transductor US40KT proporcionado por el fabricante.

La atenuación debida al patrón de emisión $A_H(\delta)$, expresada en decibelios y considerando que el transductor está orientado de forma que el eje axial del haz emisor ($\delta=\alpha/2$) es el de máxima energía, vendrá expresada por:

$$A_H(\delta) = 20\log\left(\frac{2J_1(3.5 \cdot \sin(\delta - \alpha/2))}{3.5 \cdot \sin(\delta - \alpha/2)}\right) \quad [dB] \tag{4.12}$$

Y particularizando para α=80°, resulta:

$$A_H(\delta) = 20\log\left(\frac{2J_1(3.5\cdot\sin(\delta-40))}{3.5\cdot\sin(\delta-40)}\right) \quad [dB] \tag{4.13}$$

La Figura 4.18 muestra la atenuación debida al patrón de emisión respecto a la vertical del transductor, al alejarnos de esta sobre la superficie del suelo, y en función del ángulo de incidencia. Se observa una atenuación menor en torno al eje axial del haz emisor ($\delta=\alpha/2$=40°), tomando como referencia (0 dB) la vertical del transductor (δ=0°).

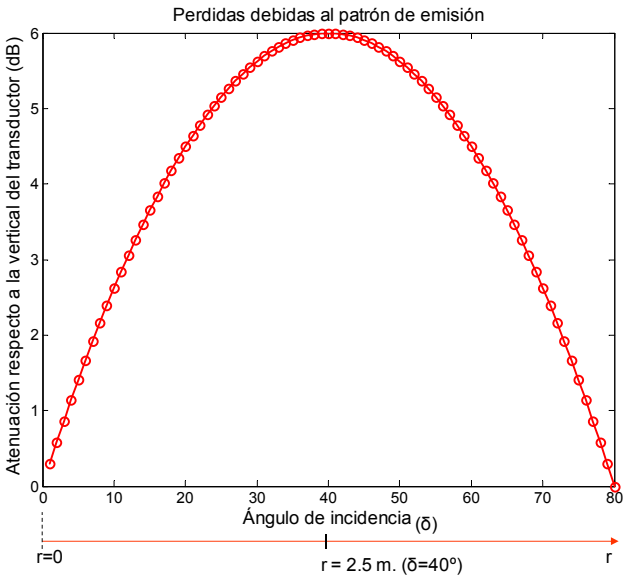


Figura 4.18. Atenuación debida al patrón de emisión, respecto a la vertical del transductor y en función del ángulo de incidencia δ.

Para analizar el efecto de la divergencia esférica, se considerará la fuente emisora de tipo puntual que irradia la señal ultrasónica con energía constante. Esta señal es de intensidad uniforme (energía por unidad de área) en todas las direcciones. Los círculos representan las esferas que tienen radios en múltiplos enteros de *d*. Toda la energía efectiva que pasa por la primer área cuadrada (Figura 4.19) a un radio *d*, también pasa por las áreas marcadas a un radio *2d*, *3d*, *4d*, etc.

Por tanto, cuando la señal ultrasónica se propaga con un frente de onda esférico, la superficie abarcada es cada vez mayor (esferas de radio más grande) y por tanto la energía por unidad de superficie disminuye con la distancia a la fuente. Este efecto es conocido como divergencia esférica y es otra de las causas importantes de atenuación en señales ultrasónicas.

No habría pérdidas por divergencia si se tratase de un frente de onda plano, ya que la superficie atravesada es siempre la misma. La intensidad disminuye con la distancia y como el área de una esfera es 4 r^2, el área de un pequeño segmento en la superficie de la

esfera también varía con el cuadrado del radio.

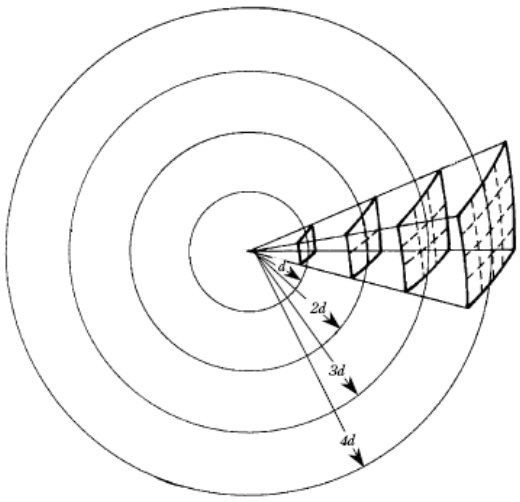


Figura 4.19. Efecto de la divergencia esférica para un emisor puntual.

La intensidad acústica de un sonido se define como la potencia acústica radiada por unidad de superficie (W/m^2). Si se consideran dos esferas de radios D_1 y D_2 y conociendo la potencia W del foco emisor, entonces la intensidad acústica en la superficie de cada una de las esferas vienen dadas por:

$$I_1 = W / 4\ \pi D_1^{\ 2} \tag{4.14}$$

$$I_2 = W / 4\ \pi D_2^{\ 2} \tag{4.15}$$

A partir de estos valores se puede calcular la caída de intensidad en decibelios, según la expresión:

$$\Delta_{dB} = 10 \cdot \log\left[\frac{I_2}{I_1}\right] = 10 \cdot \log\left[\frac{D_1^{\ 2}}{D_2^{\ 2}}\right] = 20 \cdot \log\left[\frac{D_1}{D_2}\right] \qquad (dB) \tag{4.16}$$

En el caso de ondas esféricas, la intensidad del sonido se atenúa 6 dB cada vez que se duplica la distancia. Además, a partir del nivel de presión sonora en un determinado punto (referencia) así como su distancia al foco emisor, es posible determinar con facilidad las pérdidas debidas a la divergencia en cualquier otro punto.

De lo expuesto se deduce que en campo abierto, la intensidad de la señal en un punto del espacio varía inversamente proporcional al cuadrado de la distancia a la fuente emisora. Considerando D_1 como referencia ($D_1 = h$), y D_2 para una distancia genérica D, se deduce que la atenuación debida a la divergencia esférica está dada por la siguiente

expresión:

$$A_D(D) = 20\log\left(\frac{h}{D}\right) \quad [dB] \tag{4.17}$$

La expresión anterior se puede expresar en función de δ y h, sin más que sustituir D por su valor dado en la ecuación (4.8):

$$A_D(\delta) = 20\log\left(\frac{1}{\sqrt{1+tg^2\delta}}\right) \quad [dB] \tag{4.18}$$

A efectos de análisis la Figura 4.20 muestra el efecto de la divergencia esférica al considerar la baliza situada a una altura h del suelo.

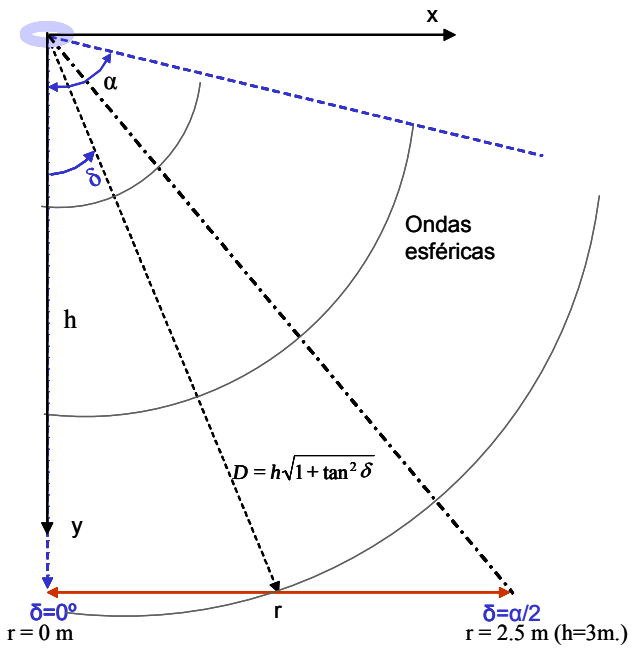


Figura 4.20. Análisis de la divergencia esférica considerando la baliza situada a una altura h del suelo.

El valor de la atenuación debida a la divergencia esférica, $A_D(\delta)$, normalizado con respecto a la vertical de la baliza, será pues :

$$A_{D(r)}(\delta) = 20\log\frac{1}{\sqrt{1+tg^2\delta}} = 20\log(\cos\delta) \quad [dB] \tag{4.19}$$

Siendo su representación gráfica la mostrada en la Figura 4.21.

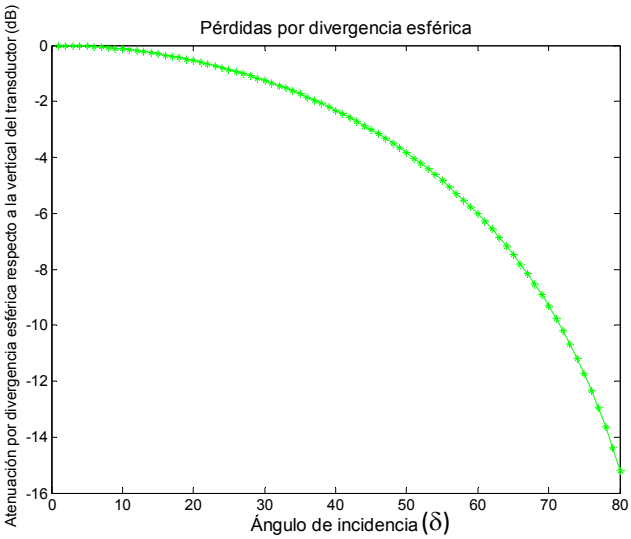


Figura 4.21. Atenuación debida a la divergencia esférica, respecto a la vertical del transductor y en función del ángulo de incidencia δ.

En la Figura 4.22 se muestra la atenuación en función del ángulo de incidencia considerando la combinación de los tres efectos: pérdida por absorción, patrón de emisión y divergencia esférica.

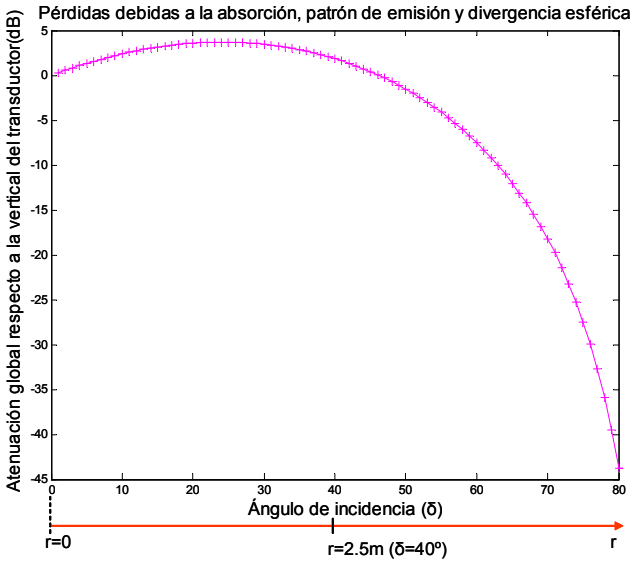


Figura 4.22. Atenuación debida a la divergencia esférica, respecto a la vertical del transductor y en función del ángulo de incidencia δ.

4.5. Análisis de las reflexiones en el interior del reflector cónico

En este apartado se hace un estudio de las reflexiones en el interior del reflector cónico como consecuencia de que el sensor PVDF cilíndrico radia en todas las direcciones en el plano perpendicular a su eje axial (plano horizontal, supuesto que el eje axial coincide con el eje y del sistema de coordenadas ya definido para el análisis). Esto trae como consecuencia que, desde el punto de vista del análisis de la señal recibida en un punto del plano $y=h$ (suelo), se puede recibir energía procedente de varias trayectorias, dependiendo del punto que se considere sobre el plano $y=h$. Esto es debido a que la señal recibida puede proceder de: una *emisión directa*, una reflexión directa del lado del reflector considerado o *reflexión primaria*, y de una reflexión del lado imagen del reflector o *reflexión secundaria*, tal como muestra la Figura 4.23.

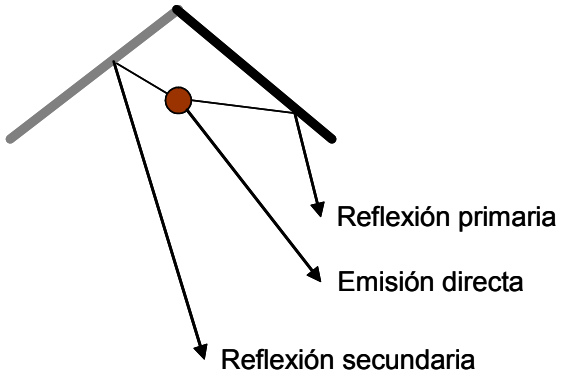


Figura 4.23. Tipos de Reflexión en el interior del reflector cónico (análisis lado derecho).

La Figura 4.24 muestra el efecto de la recepción de señal procedente de una emisión directa, una reflexión directa del lado del reflector considerado y de una reflexión del lado imagen del reflector. Como se puede observar el área o superficie donde se producen superposiciones de señal sobre el suelo es dependiente de la altura h a la que se sitúe la baliza y de los parámetros dimensionales (β y L_r) del reflector cónico. Como resultado de la superposición de las distintas señales, se pueden diferenciar tres zonas: una primera zona donde se produce la superposición de tres señales ($0 \leq r \leq r_1$), una segunda con superposición de dos señales ($r_1 \leq r \leq r_2$), y una última donde no existe superposición ($r_2 \leq r \leq r_3$) que corresponde a la emisión directa del sensor sin reflexión, cuando el ángulo de salida supera al límite marcado por la dimensión física L_r del reflector. En la figura se ha reflejado esta situación sólo para valores de r positivos, pero dada la simetría del reflector, lo mismo sucede para valores de r negativos.

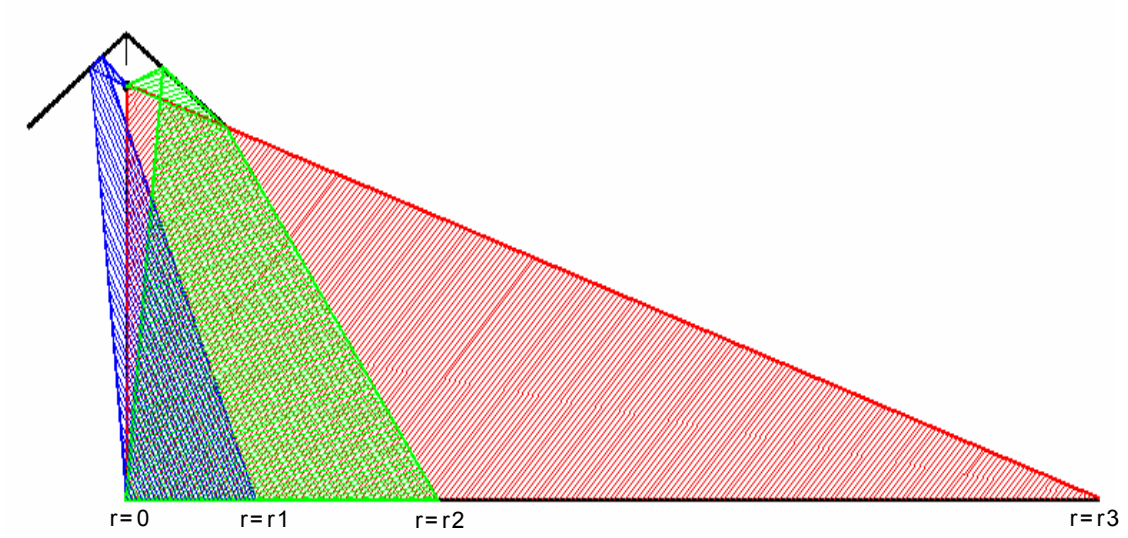


Figura 4.24. Áreas de influencia sobre la superficie del suelo de las reflexiones en el interior del reflector cónico.

Para determinar la magnitud de estas zonas se parte del análisis de la imagen del sensor al actuar el reflector como una superficie especular. La Figura 4.25 muestra el resultado de este efecto, de manera que al trazar las rectas perpendiculares desde cada imagen del sensor y la recta que une el sensor con el límite del reflector se obtienen los puntos de corte sobre el suelo que definen los límites entre las diferentes zonas.

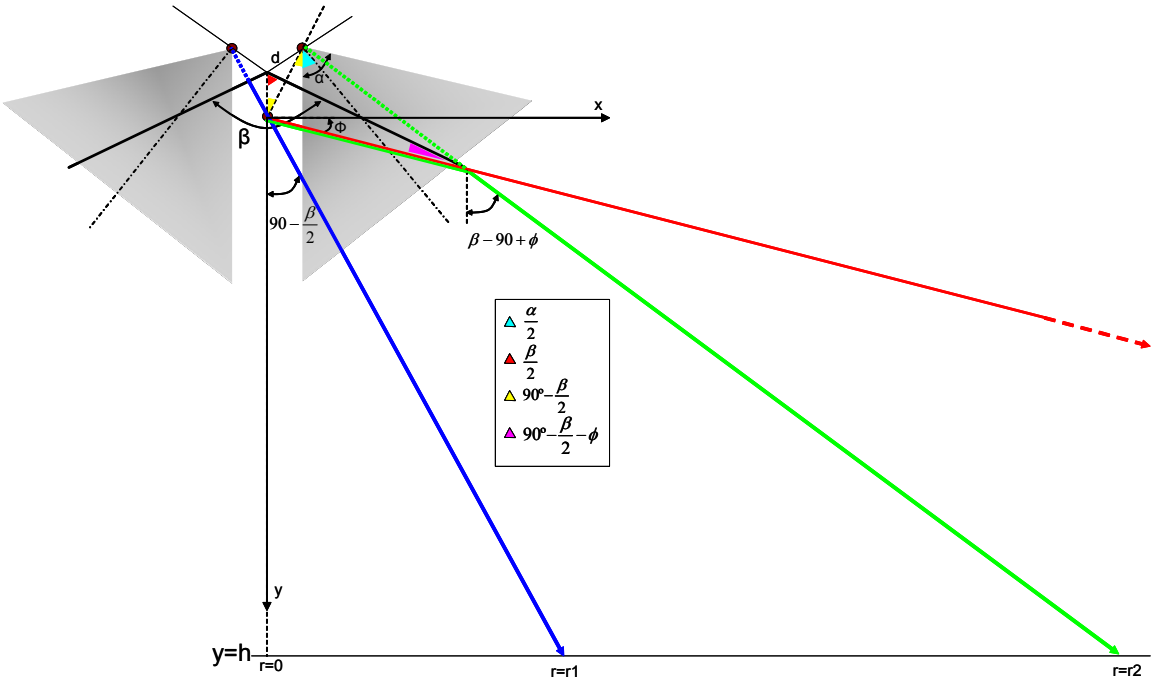


Figura 4.25. Representación gráfica para la determinación de las áreas de influencia sobre la superficie del suelo de las reflexiones en el interior del reflector cónico.

A partir de la Figura 4.25, considerando la baliza situada a una altura h y los ángulos de

incidencia de las tres emisiones, se determinan fácilmente los radios de influencia sobre la superficie del suelo que marcan los límites de las tres zonas.

$$r_1 = h \cdot tg\left(90 - \frac{\beta}{2}\right) \tag{4.20}$$

$$r_2 = h \cdot tg\left(\beta - 90 + \phi\right) \tag{4.21}$$

$$r_3 = h \cdot tg\left(90 - \phi\right) \tag{4.22}$$

Los radios que determinan los límites de las tres zonas de superposición sobre la superficie del suelo para una altura h= 3 m. y un radio de cobertura R= 4 m. son:

$$\begin{aligned} r_1 &= 1{,}39m \\ r_2 &= 4m \\ r_3 &= 12{,}86m \end{aligned} \tag{4.23}$$

4.5.1. Efectos de pérdida como consecuencia de las reflexiones en el interior del reflector cónico.

Anteriormente se han estudiado las pérdidas que sufre la señal ultrasónica radiada por el transductor PVDF al acoplarle el reflector cónico, considerando éste como un emisor puntual. Se analizaron los efectos debido a la absorción y a la divergencia, pero sin tener en cuenta las reflexiones ocurridas en el reflector cónico, y por tanto los distintos trayectos que dan lugar sobre el suelo a la aparición de las tres zonas de superposición ya estudiadas.

Los efectos de pérdidas previamente estudiados se van a analizar ahora para cada uno de los trayectos que tienen lugar como consecuencia de las reflexiones para la baliza diseñada, considerando que la misma se sitúa a una altura h=3m sobre el nivel del suelo.

Los resultados se muestran gráficamente en la Figura 4.26. Se han relativizado los valores respecto al valor obtenido en la vertical del sensor para la reflexión primaria. En azul se muestran por separado las pérdidas debidas al patrón vertical de emisión de la señal procedente de cada uno de los tres caminos posibles: emisión reflejada en el lado del reflector a considerar o reflexión primaria, en el lado opuesto o reflexión secundaria, y la emisión directa. Los efectos de pérdida debido a la absorción y a la divergencia esférica representados en rojo y verde para cada trayecto son similares (aparecen solapados), dado que la distancia efectiva al suelo es prácticamente la misma para cualquiera de los caminos, ya que el transductor se halla bastante alejado del suelo.

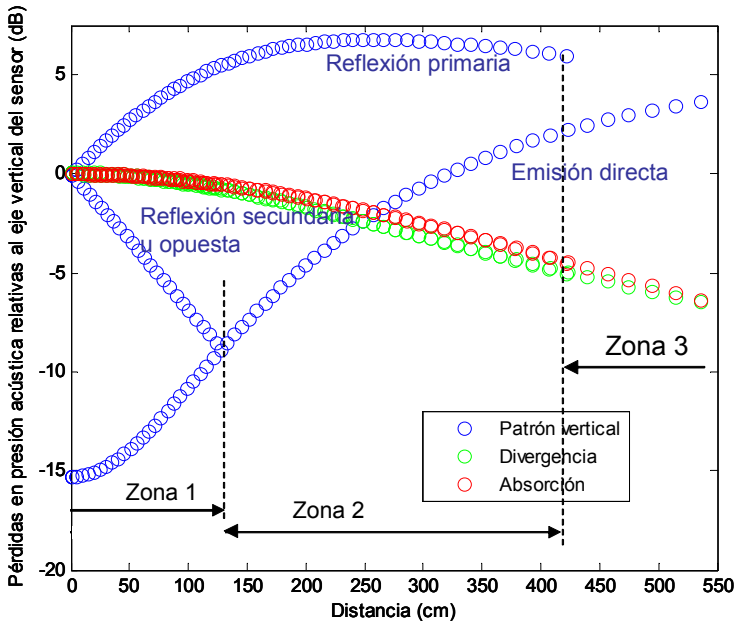


Figura 4.26. Efectos de pérdida del sensor PVDF relativizados a la vertical del suelo (función de la distancia r), al considerar las reflexiones en el interior del reflector cónico.

Los resultados obtenidos al sumar los efectos de pérdida sobre las distintas zonas de superposición, muestran que en las proximidades del eje axial (y) la contribución de las reflexiones tanto primarias como secundarias son relevantes frente a la emisión directa (Figura 4.27).

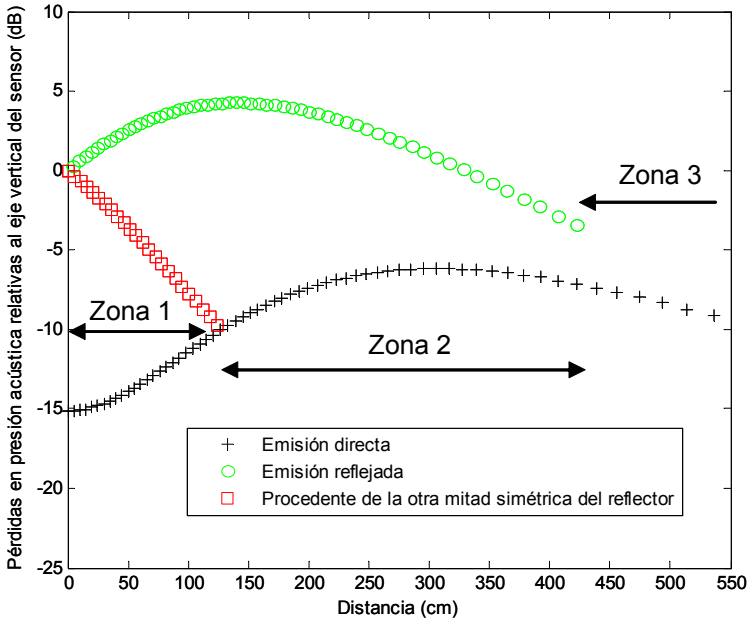


Figura 4.27. Resultado de la suma de los efectos de pérdida del sensor PVDF relativizados a la vertical del suelo (función de la distancia r) en las distintas zonas de superposición al considerar las reflexiones en el interior del reflector cónico.

4.5.2. Efecto de pérdida debido al "multicamino" para el caso de señales codificadas.

Un nuevo efecto se hace presente como consecuencia de las reflexiones en el interior del reflector. Al considerar que el transductor se va a excitar a partir de la modulación de una portadora ultrasónica, mediante un código o secuencia pseudoaleatoria, se debe tener presente un efecto muy importante y ampliamente estudiado en comunicaciones digitales que emplean la técnica DS-CDMA, y es el efecto multicamino o "multipath". Este efecto es debido a que la secuencia se detecta al llegar por trayectorias o caminos distintos, con diferencias de retardo muy pequeñas.

Por otra parte la zona más influyente está en la proximidad a la vertical del transductor ($0 \leq r \leq r_1$), y es debido a que la señal llega por tres caminos como consecuencia del efecto de superposición ya comentado. Si la diferencia de tiempo de llegada del código o secuencia es inferior al tiempo de duración del símbolo de modulación, tiene lugar la denominada interferencia entre símbolos (ISI). Esto es debido a que los máximos de la función de correlación para cada trayecto están tan próximos, que sus lóbulos laterales interfieren en el valor del máximo real, variando su amplitud. Será este efecto el que traerá como consecuencia una variación del nivel de potencia detectado, y que será objeto de análisis. Para ello, considérese una portadora de 50kHz modulada en BPSK por una secuencia *Kasami* de 255 bits, donde el símbolo de modulación consiste en un ciclo de portadora muestreado a una frecuencia de 500kHz, dando como resultado una longitud del símbolo de 10 muestras (T_{symb}=20µs).

El proceso de detección como ya se comentó en el capítulo anterior se lleva a cabo mediante la correlación de la señal recibida con la secuencia que se quiere detectar.

Para simular el multicamino se considera que la señal modulada recibida procede de tres fuentes diferentes supuesto el caso de las tres zonas de superposición, o de dos fuentes para el caso de las dos zonas de superposición. El efecto multicamino, obtenido de la diferencia de distancia recorrida por las distintas señales como consecuencia de las reflexiones, se ha simulado insertando un retardo en la emisión de cada haz. El nivel de amplitud para cada señal o camino se simula a partir de las pérdidas por absorción, el patrón de emisión del transductor y la divergencia, obtenidas sobre la superficie del suelo, considerando cada una de las reflexiones por separado. La señal resultante se correla con la secuencia a detectar, evaluando la amplitud del máximo de la función de correlación.

La Figura 4.28 muestra el resultado de la correlación entre la secuencia a detectar y la señal recibida, a una distancia de 1 metro de la vertical. Para evaluar el efecto del multitrayecto la señal recibida se ha compuesto a partir de tres señales independientes, que se corresponden con los tres trayectos existentes dentro de primera zona de superposición. El nivel de amplitud de cada señal se ha obtenido a partir de los efectos de pérdida ya evaluados, y considerando cada trayecto por separado.

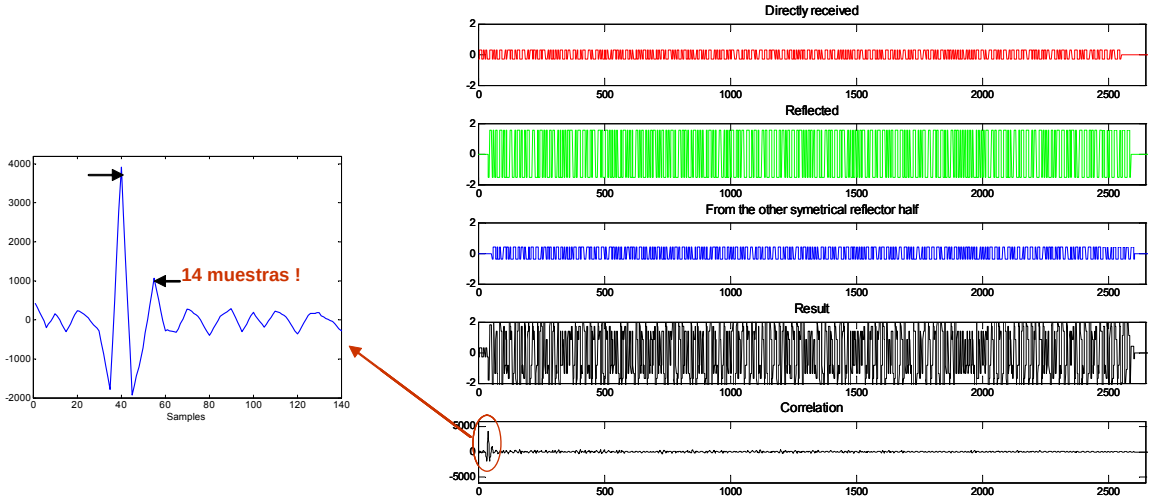


Figura 4.28. Resultado de la detección al correlar la secuencia PN con la señal recibida a una distancia de 1 metro de la vertical, obtenida de la propagación de los tres trayectos con sus efectos de pérdida por absorción y divergencia.

Del análisis de la Figura 4.28 se observa, que a 1 metro del eje axial, la diferencia entre el máximo de la función de correlación y el pico más próximo es de 14 muestras (Fs=500 kHz), y por tanto, superior al tamaño o longitud del símbolo de modulación (10 muestras). El resultado es que la interferencia entre símbolo es mínima, siendo la amplitud del lóbulo lateral un 25% del valor máximo.

En cambio, por ejemplo, a 40 centímetros de la vertical, los resultados que se muestran en la Figura 4.29 cambian considerablemente. Se observa que la diferencia entre el máximo de la función de correlación y el pico más próximo es ahora de 7 muestras (Fs=500 kHz), y por tanto, inferior al tamaño o longitud del símbolo de modulación (10 muestras). El resultado es la aparición de la interferencia entre símbolo, que hace que el lóbulo secundario sea bastante apreciable. La amplitud del lóbulo lateral aumenta hasta aproximadamente un 35%.

Del análisis de la Figura 4.30, al evaluar la energía recibida en el plano $y=h$ (suelo) a partir de la función de correlación al ir aumentando el valor de r, resulta que hasta unos 40 centímetros la energía decae rápidamente y de manera escalonada como consecuencia del efecto multitrayecto, al ser bastante relevante la reflexión en el lado opuesto del transductor. Es a partir de unos 50 centímetros aproximadamente de la vertical, donde prácticamente la máxima energía recibida es consecuencia de la reflexión primaria y la emisión directa, pues comienza contribuir de forma más notoria la emisión directa frente a la reflexión secundaria, hasta alcanzar la zona 2.

En la zona 2 el efecto multicamino es menor al sólo estar presente la emisión primaria y la directa, pero a medida que aumenta el valor de r, la distancia recorrida por ambas emisiones es de magnitud más similar, lo cual hace que vuelva a aparecer el efecto ISI, aunque con menor grado de magnitud. En el límite de la zona 2 aparece una discontinuidad, pues prácticamente desaparece la reflexión primaria. Es a partir de los 4m cuando ya se entra en la zona 3, en la cual sólo se recibe la emisión directa.

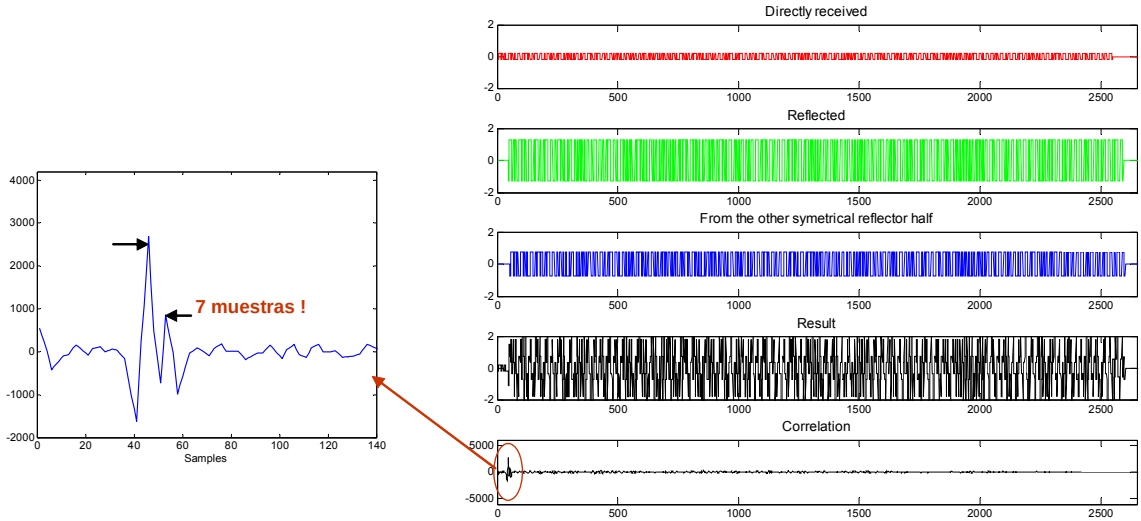


Figura 4.29. Resultado de la detección al correlar la secuencia PN con la señal recibida a una distancia de 0,4m de la vertical, obtenida de la propagación de los tres trayectos con sus efectos de pérdida por absorción y divergencia.

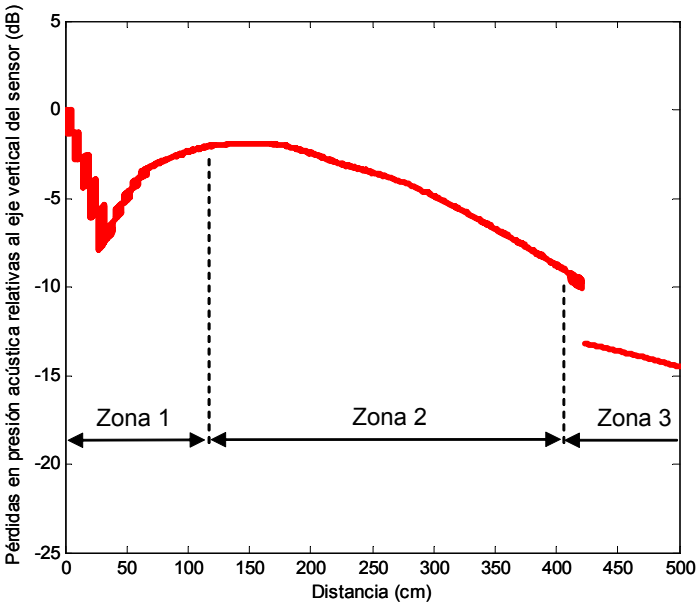


Figura 4.30. Resultado final en simulación, de los efectos de pérdida de la baliza respecto a la vertical del suelo, obtenidos a partir de la función de correlación.

La Figura 4.31 muestra para la zona 1, hasta qué distancia de la vertical se manifiesta el efecto ISI para varias alturas de la baliza, considerando que la duración del símbolo de modulación son 10 muestras. Se observa que para un margen de variación de la altura entre 2.5m y 3.5m, el efecto ISI se manifiesta hasta una distancia entre 0.5m y 0.9m de la vertical. La Figura 4.32 muestra los mismos resultados para el caso de la zona 2, donde el efecto ISI manifiesta su aparición al final de la zona, es decir a mayor distancia de la vertical.

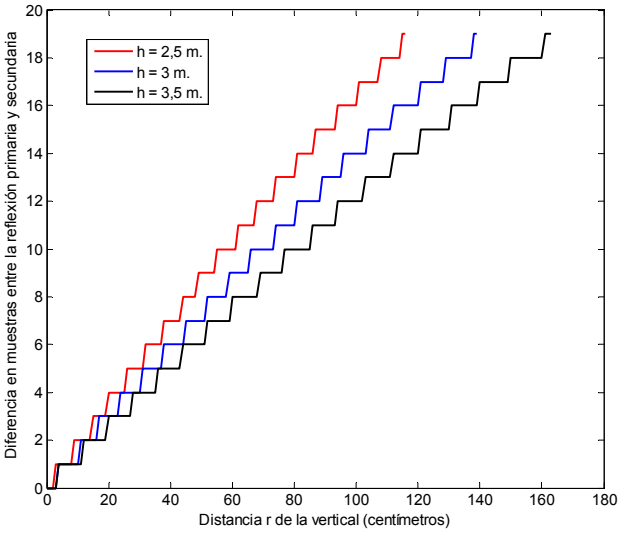


Figura 4.31. Diferencia en muestras entre la reflexión primaria y secundaria en la zona 1, en función de la distancia a la vertical (r). El efecto ISI se manifiesta para valores inferiores a 10 muestras. (Ts=2µs).

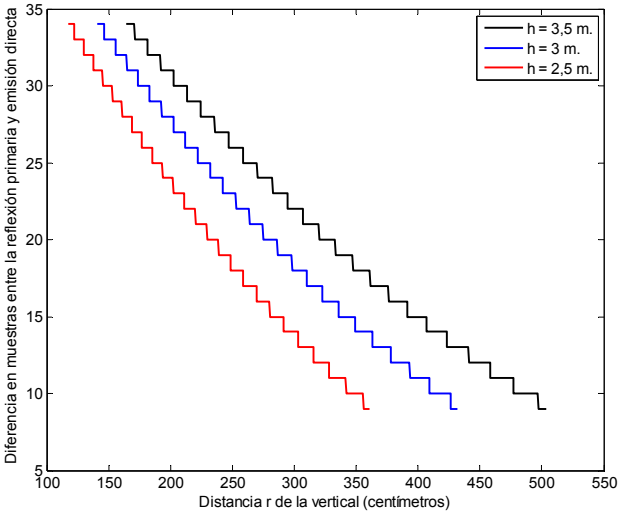


Figura 4.32. Diferencia en muestras entre la reflexión primaria y la emisión directa en la zona 2, en función de la distancia a la vertical (r). El efecto ISI se manifiesta para valores inferiores a 10 muestras. (Ts=2µs).

La Figura 4.33 muestra los resultados experimentales obtenidos considerando que a la baliza diseñada y situada a un altura de 3m, se le ha excitado mediante una señal ultrasónica de 50kHz modulada en BPSK por una secuencia *Kasami* de 255 bits, cuyo símbolo es un ciclo de portadora (Fs=500 kHz), siendo el periodo de repetición de 40ms.

Mediante un sistema de adquisición basado en un micrófono de gran ancho de banda, se realizaron capturas de la señal recibida sobre la superficie del suelo en línea recta cada 10 centímetros a partir de la vertical de la baliza, y hasta un radio de 5 metros.

Los resultados obtenidos de las pérdidas, tomando como referencia el nivel de señal en la vertical de la baliza, se muestran en dicha la Figura 4.33, donde se observa que hasta un radio de 2.5m las pérdidas son inferiores a 10dB, lo cual permite mantener unos niveles

de relación señal-ruido aceptables durante el proceso detección aplicando la técnica de correlación o filtrado óptimo, para un radio de cobertura bastante amplio.

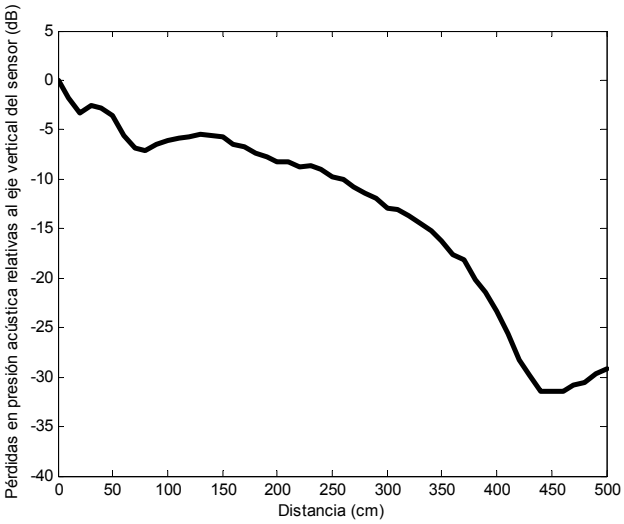


Figura 4.33. Resultado experimental de los efectos de pérdida de la baliza respecto a la vertical del suelo (función de la distancia r), obtenidos a partir de la función de correlación.

Del análisis realizado se puede concluir diciendo que una baliza con reflector cónico distribuye los ultrasonidos de tal forma que en algunos puntos del área de cobertura se reciben varias señales, procedentes del mismo transductor pero que han recorrido distintos caminos. Este efecto de multipath o multicamino es causado por la propia estructura del reflector y por el patrón de radiación del transductor. Para poder determinar la distribución de señal resultante ha sido necesario simular la emisión de la baliza, aplicando convenientemente el principio de superposición según la señal emitida en cada caso.

Por tanto se dispone de un modelo capaz de obtener la distribución de energía para una baliza con reflector cónico, cuyos parámetros pueden ser modificados. Además, se ha creado un interfaz gráfico de forma que, tras introducir los parámetros del sistema, se realiza una animación de la simulación en la que se aprecia dónde inciden cada uno de los rayos emitidos y las zonas de cobertura que abarcan sobre la superficie en la que se sitúa el receptor.

4.6. Conclusiones

Se ha presentado una propuesta de baliza ultrasónica, a ubicar en el techo a una determinada altura, que permite, a partir de un único sensor con un determinado lóbulo de radiación, añadiendo un reflector cónico, obtener áreas más amplias de cobertura sobre el plano de movimiento (suelo).

A partir de la elección de un transductor comercial cilíndrico de tipo PVDF, cuyo patrón vertical de emisión presenta una acusada directividad, se ha planteado una propuesta de

diseño de un reflector cónico con el objetivo de mejorar su lóbulo de radiación o patrón de emisión, para garantizar una mayor área de cobertura sobre el suelo y poder implementar un sistema de balizamiento con el menor número de balizas posibles, y con la información suficiente en cada punto del entorno de interés para garantizar una localización correcta.

Se ha abordado su diseño, caracterizándolo a nivel físico, se ha realizado un estudio de los efectos de pérdida de la señal sobre la superficie del suelo, según aumenta la distancia desde la vertical de la baliza, al considerar que ésta se sitúa a una altura h del suelo.

Se han analizado los efectos de pérdida debidos a la absorción del medio de transmisión, al patrón vertical de emisión del transductor utilizado, y a la divergencia esférica.

Además, se han analizado las reflexiones que se dan lugar en el interior del reflector y se han caracterizado sus efectos, a partir de demostrar las interferencias que tienen lugar al estar aplicando la técnica CDMA para codificar cada una de las balizas que forman el sistema de balizamiento.

Los resultados de la simulación se han contrastado con las pruebas de campo llevadas a cabo a partir de la construcción de un prototipo real de baliza ultrasónica que ha demostrado tener una amplia área circular de cobertura (del orden de 4m de radio para una altura de 3m).

Los resultados de simulación muestran que la fluctuación de señal dentro de la zona de cobertura (radio de 4m) se espera que sea inferior a 10dB. En los resultados prácticos reales obtenidos, dicha fluctuación es similar para radios de cobertura de 3,5m, exceptuando una zona de mayor energización alrededor de la vertical de la baliza (un radio de unos 50cm).

5

Detección de las Emisiones Codificadas

En este capítulo se hace un análisis del proceso de generación de la señal que han de transmitir las balizas a partir de la técnica multiacceso DS-CDMA modulando la señal ultrasónica con secuencias *Kasami*. Se analiza la técnica de detección de las secuencias en el dominio del tiempo basada en la correlación estándar, y se realiza una propuesta de método de detección en el dominio de la frecuencia basada en la correlación cruzada generalizada. Además, se hace un análisis de las interferencias MAI e ISI que aparecen en los sistemas multiacceso, de las técnicas habituales empleadas en su mitigación, y se describe una nueva forma de emisión que mejora el comportamiento del sistema ante este tipo de interferencias y ante el efecto multicamino.

5.1. Introducción

El proceso de detección de las emisiones generadas por las balizas es un aspecto de gran importancia en un LPS ultrasónico que utiliza técnicas de codificación con secuencias pseudoaleatorias, y que habitualmente se realiza a partir de la correlación temporal entre la señal recibida, previamente digitalizada, y la secuencia a detectar. El máximo de la función de correlación proporciona información del instante de llegada de la secuencia.

Como método de emisión de la señal ultrasónica se ha empleado DS-CDMA modulando en BPSK una portadora a partir de una secuencia *Kasami*, utilizando como símbolo de modulación, una serie de muestras de uno o varios ciclos de dicha portadora.

Se propone un modelo de filtro que simula la respuesta en frecuencia real del transductor de ultrasonidos, cuya limitación en el ancho de banda degrada la señal que resulta de

modular la portadora con las secuencias *Kasami*. Esto trae como consecuencia una reducción del ancho de banda de la señal en el receptor que dificulta el proceso de detección.

Como método de detección se propone la utilización de la correlación cruzada generalizada con filtro PHAT, evaluando su comportamiento con objeto de demostrar cómo mejora el proceso de detección de las secuencias emitidas por las balizas, frente a la correlación estándar. Para ello, se ha hecho un estudio comparativo a nivel de simulación y se han obtenido además resultados reales a partir de la implementación de un LPS formado por 5 balizas.

Las interferencias entre las distintas secuencias como consecuencia de las emisiones simultáneas al emplear la técnica de multiacceso DS-CDMA, es también objeto de estudio. Se analizan los algoritmos de cancelación MAI más utilizados en el ámbito de las comunicaciones y se propone un modo de emisión que mejora los resultados de cancelación de este tipo de interferencia y para este tipo de aplicaciones de posicionamiento.

Por último, se hace un estudio del efecto multitrayecto o multicamino que resulta al recibir la señal emitida por las balizas no sólo por el trayecto directo, sino por trayectos diferentes como consecuencia de las posibles reflexiones de la señal que pueden surgir con los objetos del entorno.

5.2. Proceso de señal del sistema LPS: Señal emitida

Con objeto de realizar un análisis del sistema de posicionamiento ultrasónico se plantea un modelo de transmisión-recepción similar al que aparece en el enlace ascendente o *uplink* de la telefonía móvil entre los distintos usuarios de una celda y la estación base correspondiente, siendo un sistema multiacceso el que permite que todos los usuarios puedan comunicarse a la vez. La correspondencia es de los usuarios con las balizas del sistema LPS, y de la estación base con el receptor a bordo del robot. Aunque en este caso el robot es móvil, y las balizas son fijas, a efectos de análisis existe una total similitud. Se trata de un sistema de tipo MISO (*Multiple-Input Single-Output*), y aunque puedan existir varios robots en el mismo espacio (receptores) esto no afecta al análisis, pues se tratarían de forma totalmente independiente.

5.2.1. Modulación de la señal ultrasónica

Tal como se expuso en el capítulo 3, cada baliza B_j tiene asignado un código o secuencia de longitud L que la identifica. En un estudio inicial, se ha elegido un conjunto de secuencias *Kasami* de 255 bits, que proporciona hasta 16 secuencias con valores muy bajos en la función de correlación cruzada, y que hace que tengan muy baja interferencia, lo cual ayuda en la fase de detección. Para enviar dicho código mediante una señal ultrasónica se ha considerado utilizar una modulación BPSK por su fácil

implementación y adecuación al ancho de banda del transductor de ultrasonidos, además de ser bastante inmune a las interferencias de ruido de tipo impulsivo. A continuación se realiza una particularización al LPS utilizado para introducir la nomenclatura que se va a emplear.

El símbolo está formado por m ciclos de la portadora de 40 kHz (frecuencia central del transductor), y se modula en BPSK por la secuencia *Kasami* correspondiente, de longitud L.

Para representar la señal emitida por cada baliza se parte del pulso que conforma un ciclo de la portadora $p(t)$ de duración T_c (véase la Figura 5.1), que queda representado matemáticamente al considerar la señal de tipo bipolar, por:

$$p(t) = \begin{cases} +1, & 0 \le t < \frac{T_c}{2} \\ -1, & \frac{T_c}{2} \le t < T_c \end{cases} \tag{5.1}$$

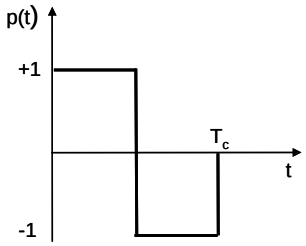


Figura 5.1. Ciclo de portadora de frecuencia fc (frecuencia central del transductor).

De forma genérica, el símbolo resultante $p_m(t)$ está constituido por m versiones desplazadas del pulso $p(t)$, esto es:

$$p_m(t) = \sum_{i=1}^{m} p\left(t - (i-1)T_c\right) \tag{5.2}$$

y su representación temporal se muestra en la Figura 5.2.

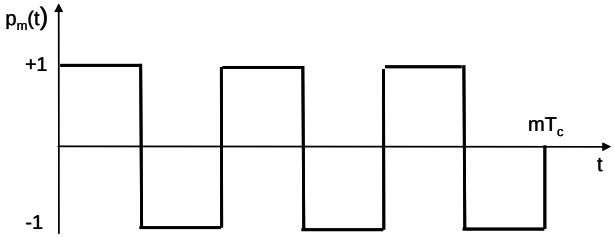


Figura 5.2. Símbolo de modulación de duración mT_c.

Considerando una secuencia *Kasami* de longitud L, que toma valores {+1,-1}, la señal modulada para la baliza j, está dada por:

$$s_{j,m}(t) = p_m(t) * A_j \sum_{k=1}^{L} c_{j,k}\delta\left(t-(k-1)mT_c\right) = A_j \sum_{k=1}^{L} c_{j,k} p_m\left(t-(k-1)mT_c\right) \tag{5.3}$$

Donde A_j es la amplitud de la señal emitida por la baliza j, $c_{j,k}$ son los bits de la secuencia *Kasami* de longitud L, y m el número de ciclos de la portadora que constituye el símbolo.

La Figura 5.3a muestra el aspecto de la señal modulada para una secuencia *Kasami* de 255 bits considerando un ciclo de portadora (f_c=40 kHz) como símbolo de modulación (m=1), y A_j=1 para simplificar los cálculos. La Figura 5.3b muestra los primeros 200 µs de la señal. El resultado es una señal cuya duración es de 6,375 ms, y está dada por:

$$s_{j,1}(t) = \sum_{k=1}^{255} c_{j,k} p_1\left(t-(k-1)T_c\right) \tag{5.4}$$

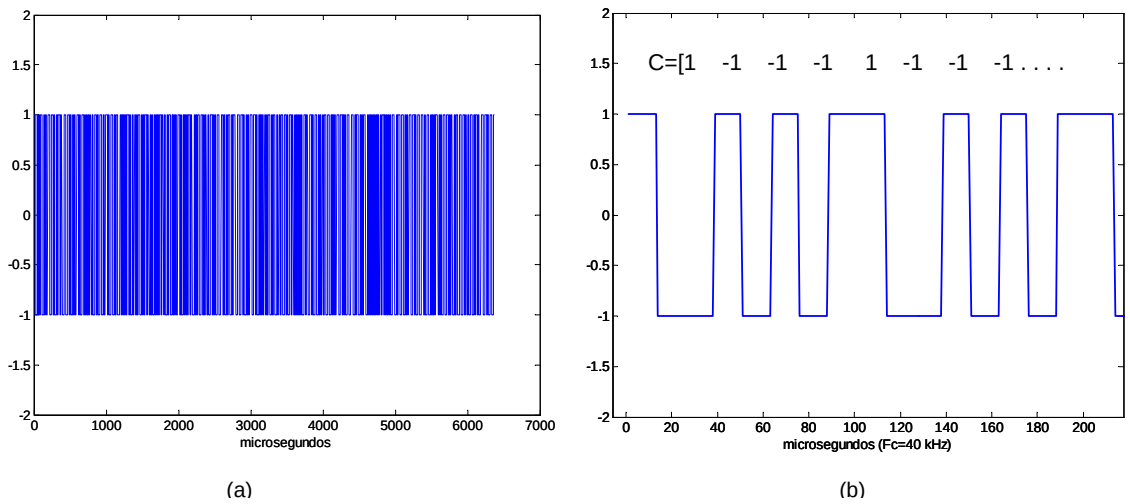


Figura 5.3. a) Portadora de 40 kHz modulada en BPSK por la secuencia *Kasami* de 255 bits (m=1); b) Primeros 200 µs de la secuencia.

Como el proceso de detección pasa por digitalizar la señal recibida para realizar un proceso de señal en tiempo discreto, todo el análisis realizado en la transmisión puede expresarse en tiempo discreto a partir de la frecuencia de muestreo considerada. El número de muestras M de un ciclo de portadora de frecuencia f_c, dependerá de la frecuencia de muestreo utilizada en el receptor (f_s) y estará dado por:

$$M = \frac{f_s}{f_c} = \frac{T_c}{T_s} \tag{5.5}$$

En la Figura 5.4 se muestra el proceso de *discretización* de un ciclo de portadora *p(t)* que vendrá dado por:

$$p[n] = \sum_{n=0}^{M-1} p(t)\delta\left(t - nT_s\right) \tag{5.6}$$

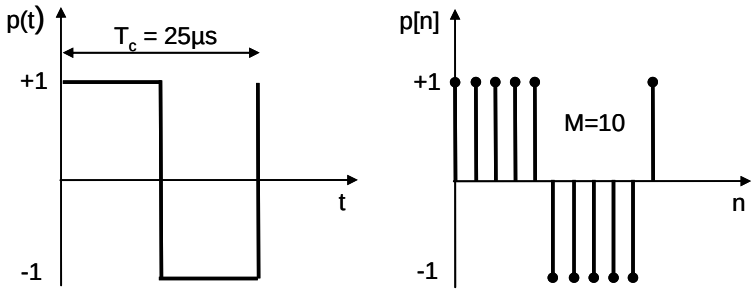


Figura 5.4. a) Ciclo de portadora f_c, b) Ciclo de portadora discreta (f_s=Mf_c).

Para el ejemplo considerado en la Figura 5.3, suponiendo una frecuencia de muestreo de 400 kHz (M=10), y si el símbolo está formado por un solo ciclo de portadora (m=1), la señal resultante tendrá una duración de 255*10=2550 muestras. La Figura 5.5b muestra las primeras muestras de la versión discreta de la señal modulada. El símbolo queda representado por:

$$p[n] = [1\ 1\ 1\ 1\ 1\ -1\ -1\ -1\ -1\ -1] \tag{5.7}$$

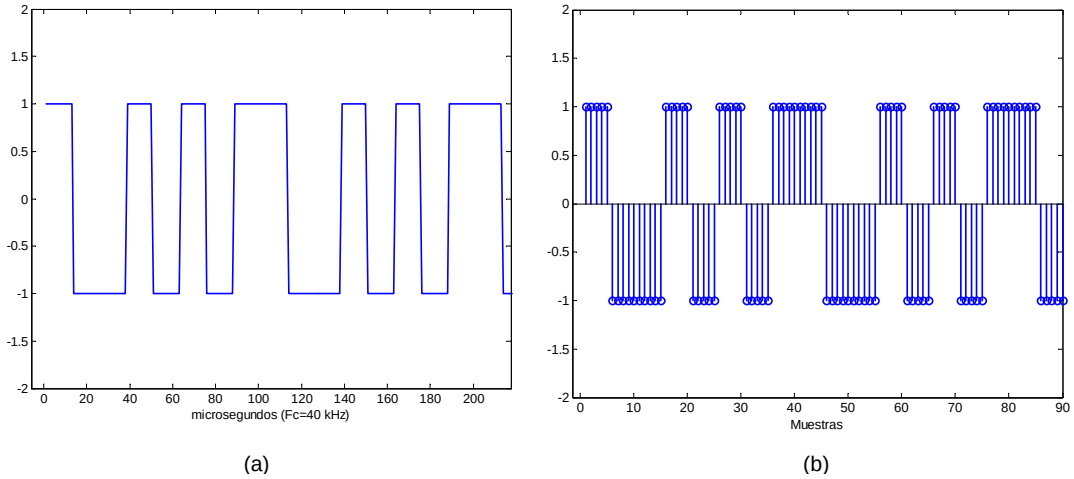


Figura 5.5. a) Señal modulada en tiempo continuo (f_c=40 kHz, L=255 bits, m=1), b) Primeras muestras de la señal modulada en tiempo discreto (f_s=400 kHz, M=10, L=255 bits, m=1).

La Figura 5.6 muestra de forma genérica la emisión periódica de cada baliza con periodo T_{seq}.

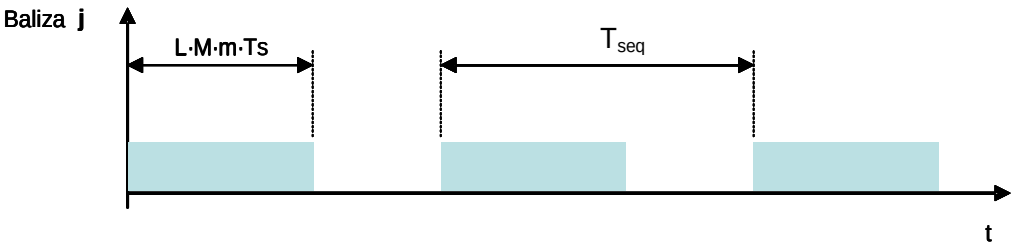


Figura 5.6. Señal periódica (*Tseq*) y continua emitida por la Baliza *j*, para una longitud de secuencia *L*, con *M* muestras de la portadora (f_c) y *m* ciclos por símbolo.

5.2.2. Modelo del transductor de ultrasonidos

Para aproximar la señal real transmitida por cada baliza, se ha modelado la respuesta del transductor de ultrasonidos (US40KT) por un filtro paso banda a partir de la respuesta en frecuencia determinada experimentalmente. Para este proceso se ha utilizado un generador de funciones y un micrófono de referencia *Bruel-Kaer*. La respuesta en frecuencia $H_t(f)$ proporcionada por el fabricante y la determinada experimentalmente se muestra en la Figura 5.7.

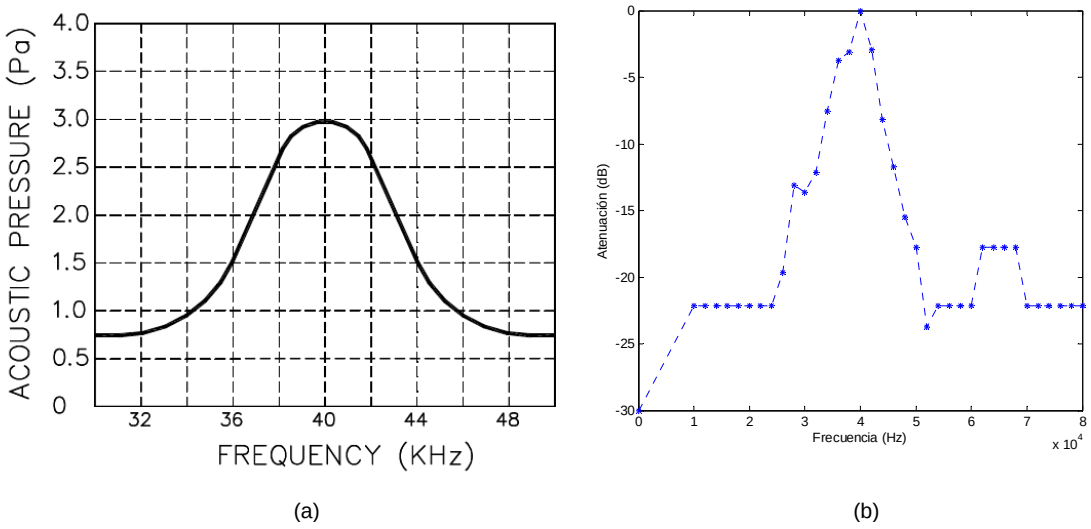


Figura 5.7. Respuesta en frecuencia del transductor US40KT: a) dada por el fabricante y b) determinada experimentalmente

La señal real transmitida por cada baliza $x_j[n]$ es el resultado de pasar la señal ideal modulada en BPSK por la secuencia correspondiente $s_{j,m}[n]$, por el filtro que modela la respuesta del transductor (Figura 5.8). Matemáticamente es el resultado de la convolución de la señal $s_{j,m}[n]$ con la respuesta impulsiva del transductor $h_t[n]$:

$$x_j[n] = s_{j,m}[n] * h_t[n] \tag{5.8}$$

Esto trae como consecuencia una pérdida de información debido al ancho de banda

limitado, que se traduce en una deformación de la señal real transmitida y que es necesario considerar durante el proceso de detección, como más adelante se abordará.

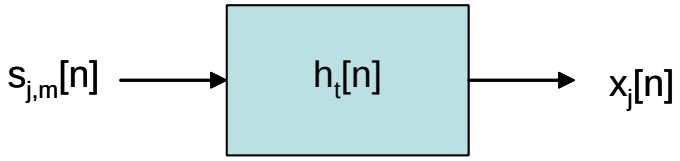


Figura 5.8. Modelo del transductor con respuesta impulsiva $h_t[n]$.

El filtro utilizado, que modela el comportamiento real en frecuencia del transductor de ultrasonidos, ha sido un filtro FIR de orden 256 y fase lineal para que los efectos de distorsión de fase sobre la señal de entrada, modulada en BPSK, sean mínimos. La Figura 5.9 muestra la respuesta en frecuencia del filtro y su respuesta al impulso. Para diseñar el filtro se ha utilizado el entorno *Matlab* a partir de la respuesta en frecuencia obtenida de manera experimental.

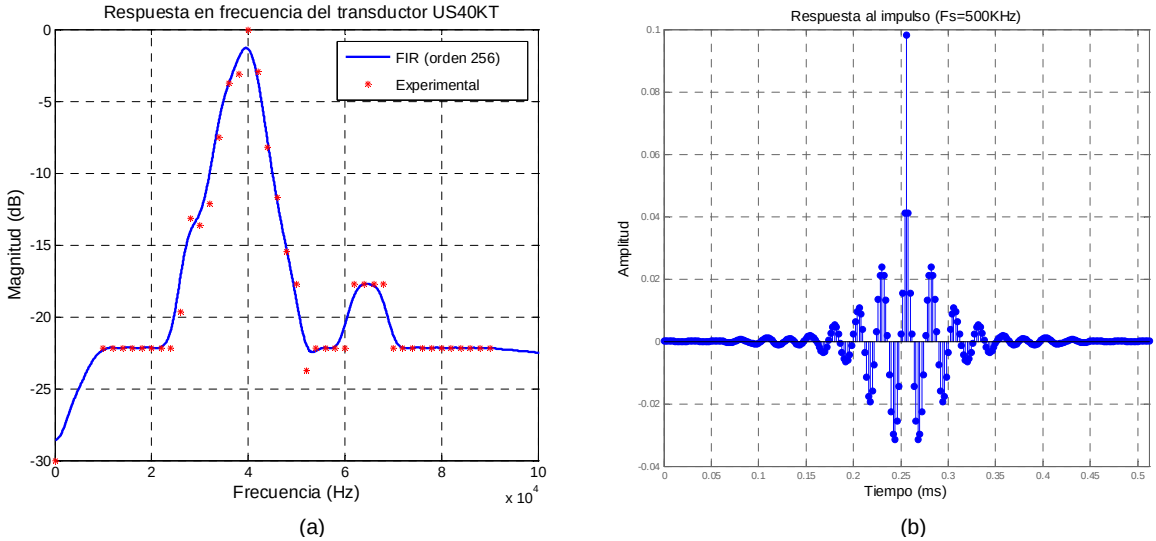


Figura 5.9. a) Respuesta en frecuencia del transductor obtenida del modelo de filtro (FIR de orden 256) que mejor aproxima su comportamiento real; b) Respuesta al impulso del filtro.

La Figura 5.10a muestra la portadora modulada en BPSK por una secuencia *s[n] Kasami* de 255 bits antes de pasar por el filtro que modela la respuesta en frecuencia del transductor, y la Figura 5.10b la señal *x[n]* a la salida del filtro. Con objeto de apreciar el efecto de modulación se han representado las primeras muestras de su longitud. La limitación del ancho de banda trae como consecuencia una reducción del espectro de frecuencias.

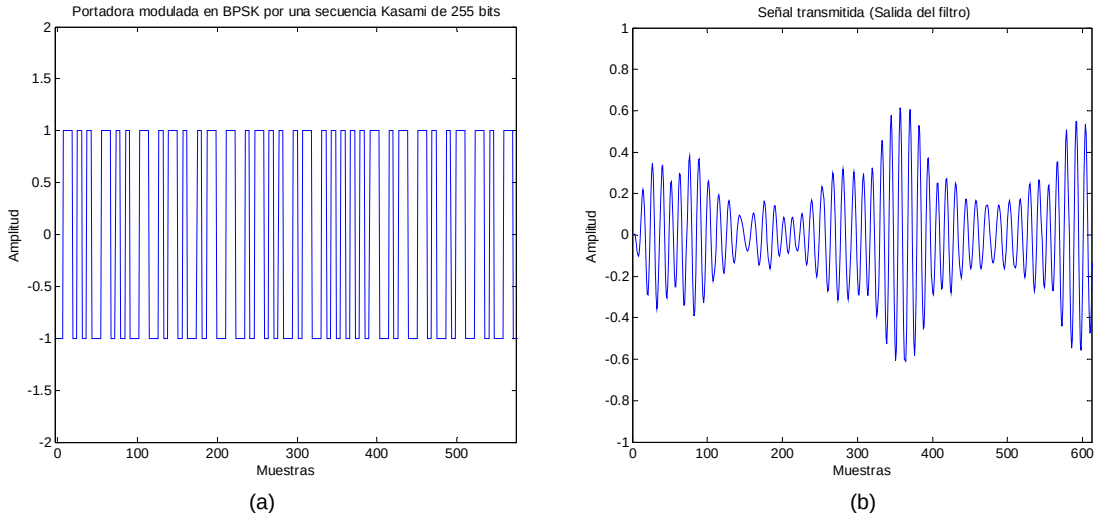


Figura 5.10. a) Portadora modulada en BPSK por una secuencia *Kasami* de 255 bits; b) Señal real transmitida por la baliza después de pasar por el filtro que modela la respuesta en frecuencia del transductor.

5.3. Detección de las secuencias asignadas a cada baliza mediante correlación

Son muchos los autores que han aportado diversas soluciones a las técnicas de estimación del retardo entre señales, dando una visión global en [Chen et al., 2006] y en el que se referencian los trabajos más importantes hasta entonces. A partir del modelo del sistema de posicionamiento reflejado en la Figura 5.11, en el que se considera a las balizas como un conjunto de N emisores, la respuesta del canal o medio de transmisión para cada baliza $h_j(t,\tau_j)$, siendo τ_j el retardo con que se recibe la secuencia asignada a baliza j y $\eta(t)$ un ruido gausiano de media nula y varianza σ^2, la señal recibida en el receptor $y(t)$ está dada por la ecuación (5.9).

$$y(t) = \sum_{j=1}^{N} x_j(t) * h_j(t,\tau_j) + \eta(t) \tag{5.9}$$

Y en términos de tiempo discreto, la señal recibida $y[n]$ vendrá dada por:

$$y[n] = \sum_{j=1}^{N} x_j[n] * h_j[n] + \eta[n] \tag{5.10}$$

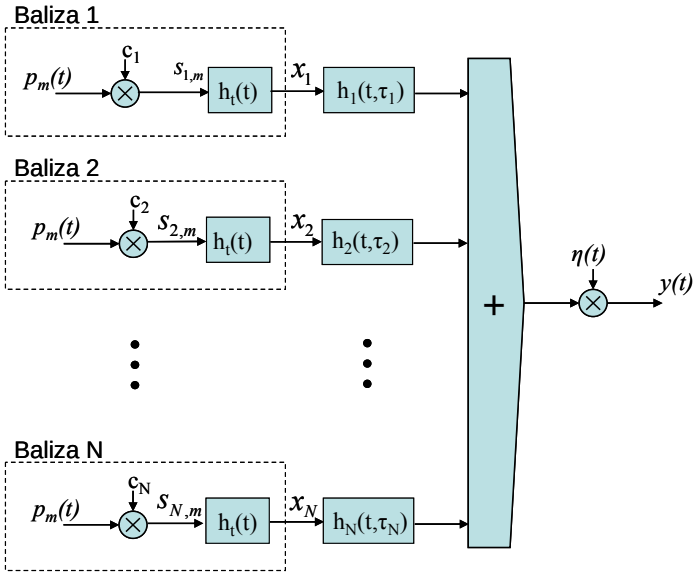


Figura 5.11. Modelo de transmisión del sistema de balizamiento

Desarrollando el proceso de convolución, la señal recibida *y[n]* quedaría como sigue:

$$y[n] = \sum_{j=1}^{N} \sum_{l=0}^{V} h_j[l] \cdot x_j[n-l] + \eta[n] \tag{5.11}$$

Donde $x_j[n]$ es la señal emitida por la baliza *j*, *N* es el número de balizas, *V* es el número de muestras de la ventana de análisis o buffer de captura; $h_j[l]$ es la respuesta impulsiva del canal físico entre la baliza *j* y el receptor, caracterizada por el retardo de la señal y su atenuación, y $\eta[n]$ el ruido.

Considerando el proceso de detección de una baliza *j*, será necesario realizar la correlación entre la señal recibida *y[n]* y la secuencia a detectar $s_j[n]$. La función de correlación está definida por:

$$\begin{aligned}
\varphi_{s_j}[n] &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} y[k] s_j[n+k] \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k] \left\{ \sum_{j=1}^{N} \sum_{l=0}^{V} h_j[l] \cdot x_j[k-l] + \eta[k] \right\} \\
&= \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k] \left\{ \sum_{l=0}^{V} h_1[l] \cdot x_1[k-l] + \sum_{l=0}^{V} h_2[l] \cdot x_2[k-l] + \sum_{l=0}^{V} h_3[l] \cdot x_3[k-l] + \ldots + \eta[k] \right\}
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Al desarrollar esta última expresión se obtiene:

$$\begin{aligned}\varphi_{s_j}[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{l=0}^{V}(&h_1[l]\cdot s_j[n+k]\cdot x_1[k-l]+h_2[l]\cdot s_j[n+k]\cdot x_2[k-l]\\ &+h_3[l]\cdot s_j[n+k]\cdot x_3[k-l]+...)\\ &+\sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k]\cdot\eta[k])\end{aligned} \tag{5.13}$$

Reagrupando términos y realizando un intercambio en el orden de las sumatorias, se obtiene:

$$\begin{aligned}\varphi_{s_j}[n] = &\sum_{l=0}^{V} h_1[l]\left\{\sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k]\cdot x_1[k-l]\right\}+\sum_{l=0}^{V} h_2[l]\left\{\sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k]\cdot x_2[k-l]\right\}\\ &+\sum_{l=0}^{V} h_3[l]\left\{\sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k]\cdot x_3[k-l]\right\}+...\\ &+\sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k]\cdot\eta[k])\end{aligned} \tag{5.14}$$

Para simplificar esta expresión, se realizará un cambio de variable en el cual k-l=u, k=u+l. De esta forma, la función de correlación queda definida como:

$$\begin{aligned}\varphi_{s_j}[n] = &\sum_{l=0}^{V} h_1[l]\left\{\sum_{u=-\infty}^{\infty} s_j[n+u+l]\cdot x_1[u]\right\}+\sum_{l=0}^{V} h_2[l]\left\{\sum_{u=-\infty}^{\infty} s_j[n+u+l]\cdot x_2[u]\right\}\\ &+\sum_{l=0}^{V} h_3[l]\left\{\sum_{u=-\infty}^{\infty} s_j[n+u+l]\cdot x_3[u]\right\}+...\\ &+\sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k]\cdot\eta[k])\end{aligned} \tag{5.15}$$

En esta expresión se puede identificar tanto la función de auto-correlación entre la secuencia transmitida por la baliza j (cuando x_i=x_j), como las correlaciones cruzadas entre la secuencia transmitida por la baliza j y el resto de ellas. El último término representa la correlación cruzada entre la secuencia a detectar y el ruido. La anterior expresión puede expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\varphi_{s_j}[n] = &\sum_{l=0}^{V} h_1[l]\cdot R_{s_j,x_1}[n+l]+\sum_{l=0}^{V} h_2[l]\cdot R_{s_j,x_2}[n+l]+\sum_{l=0}^{V} h_3[l]\cdot R_{s_j,x_3}[n+l]+...\\ &+R_{s_j,\eta}[n]\end{aligned} \tag{5.16}$$

Y considerando el canal ideal se tendría:

$$\begin{aligned}\varphi_{s_j}[n] &= \alpha_j R_{s_j,s_j}[n-D_j] + \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N} R_{y,s_i}[n] + R_{\eta,s_j}[n] \\ &= \alpha_j \cdot L \cdot M \cdot \delta[n-D_j] + \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N} R_{y,s_i}[n] + R_{\eta,s_j}[n]\end{aligned} \tag{5.17}$$

La función de correlación es máxima para $n=D_j$ que corresponde al instante de llegada de la secuencia asignada a la baliza j. El segundo término de la expresión (5.17) es la correlación cruzada entre el resto de secuencias i ($i\neq j$) o balizas y la señal recibida $y[n]$, y representa la interferencia por acceso múltiple o MAI. El último término representa la correlación entre el ruido y la secuencia asignada a la baliza j.

El instante de llegada de la secuencia j, en muestras, queda definido por:

$$D_j = \arg\max_n \varphi_{s_j}[n] \tag{5.18}$$

La diferencia de tiempo de vuelo TDOA, entre una baliza i considerada como referencia, y otra baliza j, considerando un periodo de muestreo T_s, vendrá dada por:

$$\tau_{ij} = T_s \cdot D_{ij} = T_s\left(\arg\max_n \varphi_{s_i}[n] - \arg\max_n \varphi_{s_j}[n]\right) \tag{5.19}$$

5.3.1. Reducción del ruido causado por las interferencias MAI e ISI

Como se ha visto, al utilizar las secuencias *Kasami* para codificar la emisión de los transductores ultrasónicos, se puede identificar con precisión el instante de llegada de las secuencias empleando técnicas de correlación de la señal. Sin embargo, debido a que en la señal recibida pueden estar agregadas varias señales asociadas a los múltiples caminos del entorno, dichas señales pueden interferir ente ellas produciendo una interferencia ISI.

Por otra parte, debido a que el sistema de balizamiento realiza una emisión simultánea con varias balizas, la señal obtenida al realizar cada una de las correlaciones para obtener el instante de llegada de cada baliza da lugar a la aparición de interferencias debido a la recepción del resto de balizas como consecuencia de que la correlación cruzada no es nula. Este efecto puede verse magnificado cuando las distancias del punto a posicionar a dos o más balizas son muy similares. Esto hace que los lóbulos laterales del resultado de las correlaciones con las distintas secuencias puedan interferirse, haciendo que aparezcan máximos en instantes de tiempo que no son realmente los correctos. También puede ocurrir que debido a la variación de potencia de la señal procedente de las balizas en determinados puntos, haga que la señal procedente de las balizas más cercanas enmascare la señal que procede de las más alejadas, dando lugar

que en el proceso de detección no se obtengan los máximos en los instantes correctos. Estos efectos dan lugar a una interferencia MAI.

Por ello, es necesario aplicar una algoritmia específica que permita disminuir los efectos de las interferencias ISI y MAI para garantizar una correcta detección del instante de llegada de las distintas secuencias.

Existe una gran variedad de algoritmos que se pueden utilizar para disminuir los efectos causados por las interferencias indicadas en sistemas CDMA, sin embargo no todos resultan de interés en los sistemas ultrasónicos, debido a su alto costo computacional. Entre los algoritmos más utilizados se puede mencionar los detectores lineales [Patel et al., 1994], la cancelación de la interferencia por sustracción [Da Silva et al., 2000] [Mosavic, 1996], etc. Con el fin de reducir las interferencias MAI e ISI en el sistema de balizamiento ultrasónico causadas por la transmisión simultánea de varias secuencias, se ha desarrollado un algoritmo basado en las técnicas de cancelación de interferencia por sustracción, el cual se presenta a continuación.

5.3.2. Algoritmos para reducir la interferencia MAI e ISI

Como se puede apreciar en el análisis realizado en el apartado anterior, la información recibida por el receptor incluye todas las señales emitidas por las balizas. A la salida del bloque de correlación se obtienen N señales que corresponden con la correlación cruzada $\varphi_{s_j}[n]$ $\{j=1,2,3,..,N\}$ entre la señal recibida $y[n]$ y las distintas secuencias s_j transmitidas por cada baliza j. Esto se corresponde con la ecuación (5.17), y se repite aquí por comodidad:

$$\varphi_{s_j}[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y[n]s_j[n+k] = \alpha_j \overbrace{R_{s_j,s_j}[n-D_j]}^{(1)} + \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{N} \overbrace{R_{y,s_j}[n]}^{(2)} + \overbrace{R_{\eta,s_j}[n]}^{(3)} \tag{5.20}$$

Analizando la ecuación (5.20), en cada una de las señales obtenidas se observa que tienen sumados tanto los efectos de la auto-correlación (1), como los correspondientes a las correlaciones cruzadas entre la señal recibida y el resto de secuencias (2); además de la correlación con el ruido gaussiano (3).

Debido a esto, siempre hay un ruido de proceso que está implícito en cada una de las señales procesadas, ya que las correlaciones-cruzadas no son nulas. En la Figura 5.12 se puede observar que al analizar la salida de cada correlador para el caso de 5 balizas, se puede detectar con precisión el pico principal de auto-correlación que coincide con el instante de llegada de la secuencia. Sin embargo, en determinadas posiciones se observa que los lóbulos laterales superan su valor mínimo establecido de manera teórica por el parámetro *bound* (definido como la relación entre el máximo del lóbulo secundario y el principal), en posiciones que concuerdan con los picos principales de la auto-correlación del resto de balizas. Estos lóbulos laterales son causados por la correlación cruzada entre

las distintas secuencias, y se ven incrementados si se comparan con los que se obtendrían si se realizase una única emisión de una baliza, dando como resultado la aparición de MAI.

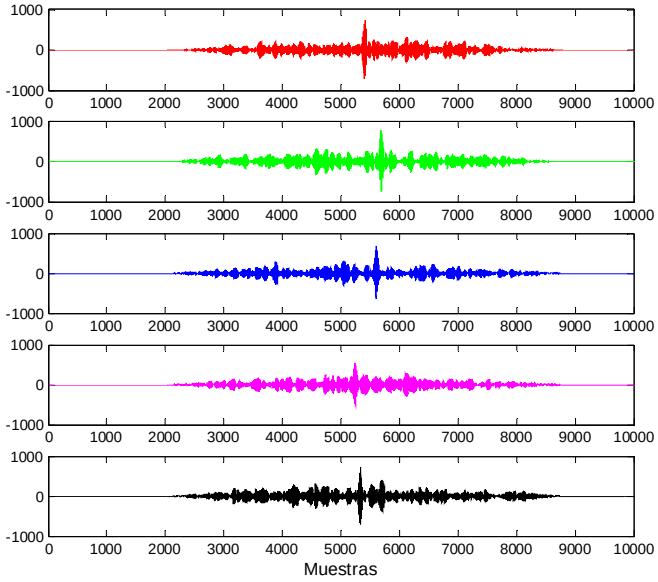


Figura 5.12. Detección de las balizas aplicando la correlación entre la señal recibida *y[n]* y las secuencias S_j, sobre la emisión simultánea de 5 balizas codificadas con secuencias *Kasami* de 255 bits (m=1).

Para eliminar la interferencia MAI causada por la correlación cruzada entre las diferentes secuencias se ha utilizado el algoritmo de cancelación de la interferencia por sustracción [Da Silva *et al.*, 2000], comúnmente utilizado en el campo de las comunicaciones digitales. El algoritmo de cancelación de la interferencia MAI por sustracción puede aplicarse de dos formas: cancelación sucesiva de interferencia, SIC (*Successive Interference Cancellation*) y cancelación de interferencia paralelo, PIC (*Parallel Interference Cancellation*). A continuación se analizan ambas alternativas.

a) Algoritmo PIC para reducir la interferencia MAI e ISI

El algoritmo de cancelación de interferencia paralelo consta de las siguientes fases:

1. Detección del pico candidato a validar para cada una de las secuencias $s_j[n]$ $\{j=1,2,3,..,N\}$ transmitidas. La detección de los picos se realiza sobre la señal recibida *y[n]* después de haber sido procesada por el bloque de correladores en busca de las secuencias. En este primer punto, se generan las estimaciones iniciales de las amplitudes $\hat{A}_j$ y retardos $\hat{\tau}_j$ de cada uno de los picos detectados de las distintas balizas identificadas que darán lugar a la estimación de las distintas secuencias en el receptor $\hat{s}_j[n-\hat{\tau}_j]$.

2. Se genera una nueva señal $\hat{y}_j[n]$ resultado de sustraer a la señal recibida *y[n]* la

contribución en la estimación del instante de llegada del resto de balizas, con excepción de la secuencia a validar $s_j[n]$. Así se consigue filtrar la señal deseada del resto de balizas. Cada una de las señales sustraídas está convolucionada por la respuesta impulsiva $h[n-\hat{\tau}_j]$ del canal de transmisión, la cual se ha debido estimar de manera independiente, considerando su respectivo retardo $\hat{\tau}_j$. Además, las señales restadas están ponderadas por la amplitud de las señales de referencia $\hat{A}_i^{AC}$ obtenidas a partir de la función de autocorrelación, y por la amplitud de los picos de correlación cruzada $\hat{A}_i^{CC}$ con el resto de secuencias detectados que no se validarán ($i \neq j$). La siguiente expresión muestra este proceso para la validación de una baliza j de las N que forman el sistema de balizamiento.

$$\begin{aligned} \hat{y}_j[n] &= y[n] - \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N} \left(\frac{\hat{A}_i^{CC}}{\hat{A}_i^{AC}} \right) \hat{s}_i[n-\hat{\tau}_i] \\ \hat{s}_i[n] &= s_i[n] \otimes h[n-\hat{\tau}_i] \end{aligned} \tag{5.21}$$

3. La señal $\hat{y}_j[n]$ obtenida se procesa de nuevo por el bloque de correladores en busca de las secuencias $s_j[n]$ $\{j=1,2,3,..,N\}$ transmitidas. A partir de las nuevas correlaciones se generan de nuevo las estimaciones de las amplitudes $\hat{A}_i^{CC}$ y retardos $\hat{\tau}_j$ de todos los picos de correlación nuevamente detectados. Este proceso se puede generalizar para el caso de q iteraciones, quedando expresado por la siguiente ecuación:

$$\hat{y}_j^{(q+1)}[n] = \hat{y}_j^{(q)}[n] - \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N} \left(\frac{\hat{A}_i^{CC}}{\hat{A}_i^{AC}} \right)^{(q)} \hat{s}_i^{(q)}[n-\hat{\tau}_i] \tag{5.22}$$

El algoritmo puede concluir, para validar cada baliza j, en cualquier iteración o estado q, o en el instante en que no se produzcan cambios en la estimación de la amplitud y retardo del pico de correlación candidato a validar. En caso contrario, el algoritmo continúa en el punto 2 hasta validar todas las balizas. En la Figura 5.13 se observa la arquitectura del algoritmo PIC para el caso de dos estados o iteraciones considerando un sistema de N balizas. Se observa cómo se emplean las funciones de correlación obtenidas en una primera estimación (estado q_1) y a continuación se utiliza esta información para reducir las interferencias MAI e ISI, después de regenerar las señales emitidas por las balizas a partir de la estimación del instante de llegada.

En la Figura 5.13 se observa cómo la interferencia se ve ampliamente reducida después de aplicar el algoritmo de cancelación PIC en un solo estado o iteración, si se compara con la Figura 5.12 vista con anterioridad.

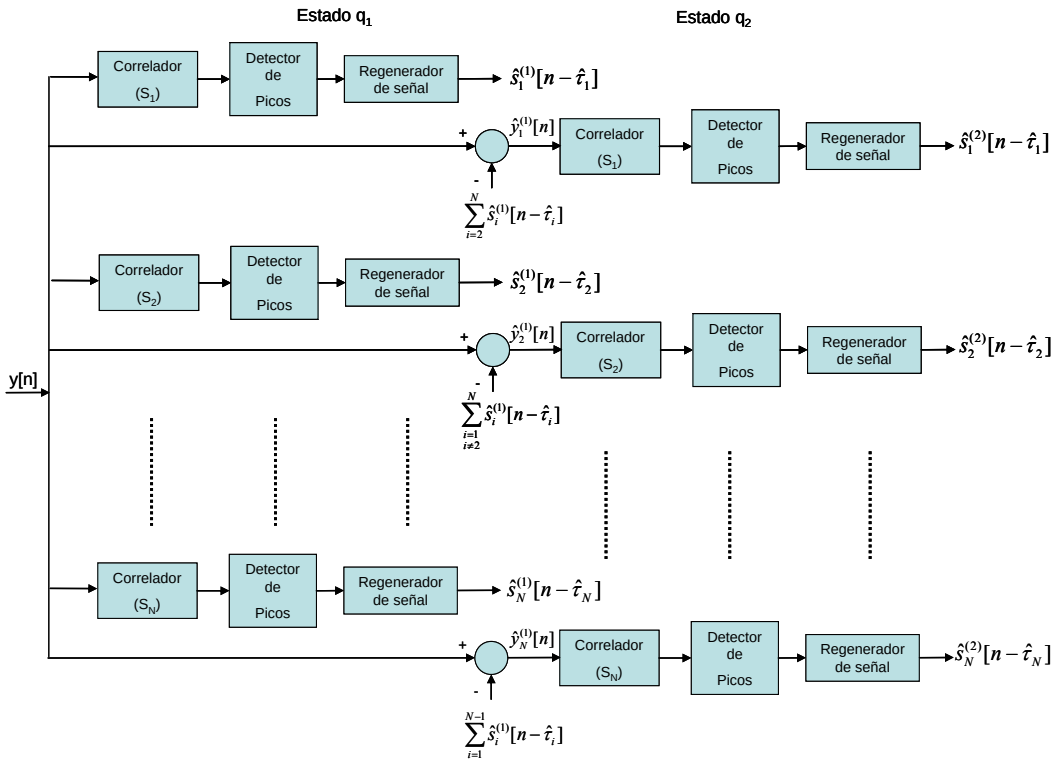


Figura 5.13. Estructura del proceso de implementación del algoritmo PIC de cancelación de interferencia MAI para dos estados o iteraciones.

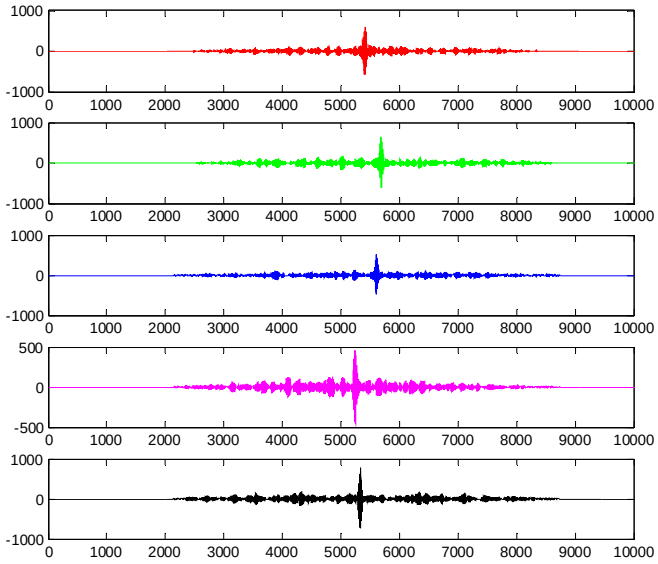


Figura 5.14. Reducción de la interferencia MAI de los resultados obtenidos en la Figura 5.12 aplicando el algoritmo de cancelación PIC sobre la emisión simultánea de 5 balizas codificadas con secuencias Kasami de 255 bits (m=1) tras una iteración (q=1).

El algoritmo PIC requiere más carga computacional que el SIC que se va a presentar a continuación, si bien, dado su carácter paralelo recursivo, tiene la ventaja de poder ejecutarse en un sistema multiprocesador, en el que cada procesador puede estimar el

instante de llegada de cada baliza y regenerar la señal una vez calculados los coeficientes de ponderación.

b) Algoritmo SIC para reducir la interferencia MAI e ISI

Se trata de uno de los algoritmos más utilizados para eliminar las interferencias MAI en sistemas de comunicación por su sencillez de implementación y su efectividad. En la Figura 5.15 y en la Figura 5.16 se muestra el diagrama de bloques y el organigrama que describe el principio de funcionamiento del algoritmo. En cada iteración se realiza una estimación del instante de llegada de todas las secuencias s_j. La secuencia correspondiente a la señal de mayor amplitud o potencia $\hat{s}_{j\max}^{(q)}$, se regenera a partir de la estimación de su amplitud $\hat{A}_j$ y del instante de detección $\hat{\tau}_j$ y se resta a la señal recibida almacenada en un buffer.

$$\hat{y}^{(q)}[n] = y^{(q-1)}[n] - \hat{A}_j \cdot \hat{s}_{j\max}^{(q)}[n-\hat{\tau}_j] \tag{5.23}$$

La señal resultante es estimada de nuevo y se realiza la búsqueda de la baliza de mayor amplitud detectada. Se repite de nuevo el proceso hasta completar todas las balizas. Claramente se observa que al ir eliminado de la señal recibida la señal de la baliza que se recibe con mayor potencia, los picos de correlación obtenidos del proceso de detección del resto de balizas se ven realzados. Este efecto se ve más acusado en aquellas secuencias que se reciben con menor amplitud o debido a que se ven enmascaradas por las de mayor amplitud.

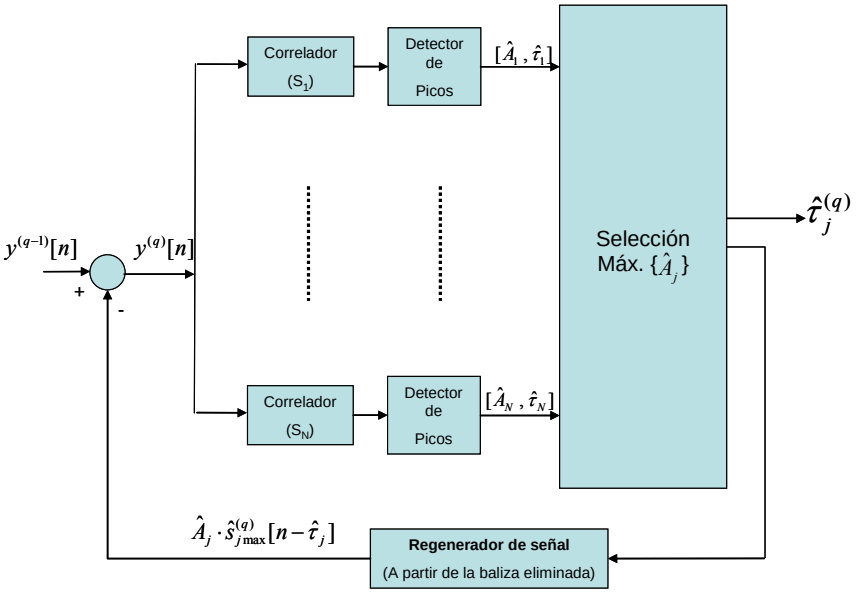


Figura 5.15. Estructura del proceso de implementación del algoritmo SIC de cancelación de interferencia MAI para un sistema de balizamiento formado por N balizas.

En la Figura 5.17 se muestra el resultado de la salida del bloque de correladores, antes de aplicar el algoritmo SIC, donde se observa como la baliza 1 se recibe con una

intensidad muy superior al resto, siendo la primera en ser eliminada al aplicar el algoritmo.

Desde la Figura 5.17 a la Figura 5.21 se muestran los resultados de aplicar el algoritmo SIC de cancelación de la interferencia MAI sobre un sistema de balizamiento formado por 5 balizas.

Cabe destacar que el algoritmo SIC es más efectivo que el algoritmo PIC cuando hay diferencias considerables de potencia de señal en el receptor entre las distintas balizas. El hecho de ir eliminando la baliza recibida con mayor intensidad, hace que en ocasiones se resalten las más débiles facilitando el proceso de detección. Este efecto puede quedar visible en ocasiones desde la primera iteración, cuando la baliza más intensa enmascare alguna próxima. Por contra, el algoritmo SIC es más complejo al tener que realizar la búsqueda de las máximas amplitudes.

El algoritmo PIC es muy efectivo cuando los niveles de potencia recibidos son muy similares entre las distintas balizas, además de ser muy sencillo de implementar a nivel de software.

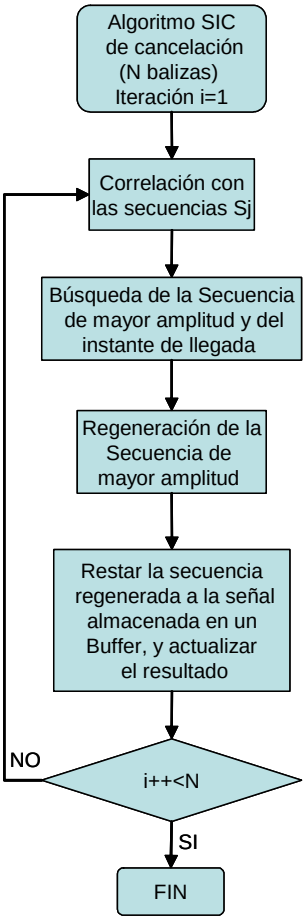


Figura 5.16. Proceso de implementación del algoritmo SIC de cancelación de interferencia MAI.

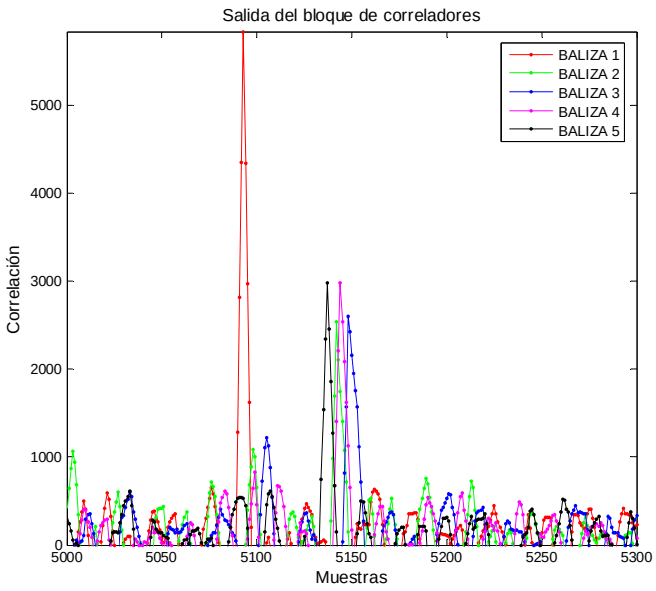


Figura 5.17. Salida del bloque de correladores antes de aplicar el algoritmo SIC, para un sistema de balizamiento formado por N=5 balizas. Se observa una potencia muy superior de la señal procedente de la baliza 1.

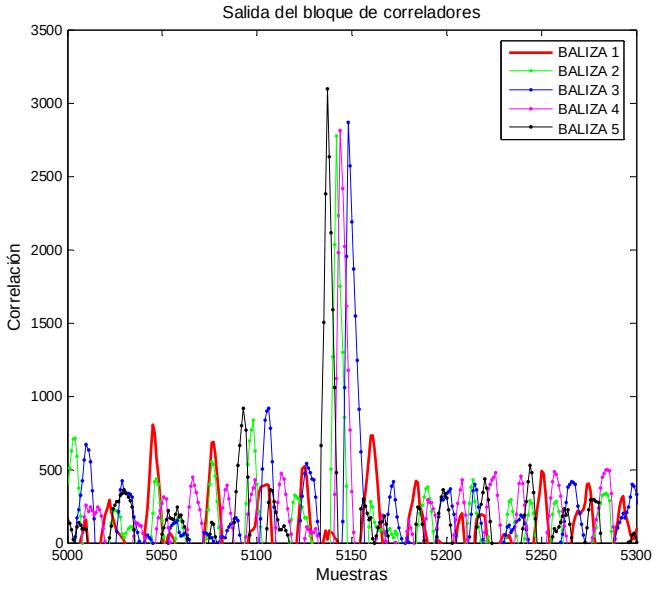


Figura 5.18. Salida del algoritmo SIC (primera iteración) después de eliminar la señal procedente de la baliza 1. Se muestra en rojo el resto de la señal de la baliza 1después de aplicar de nuevo la correlación.

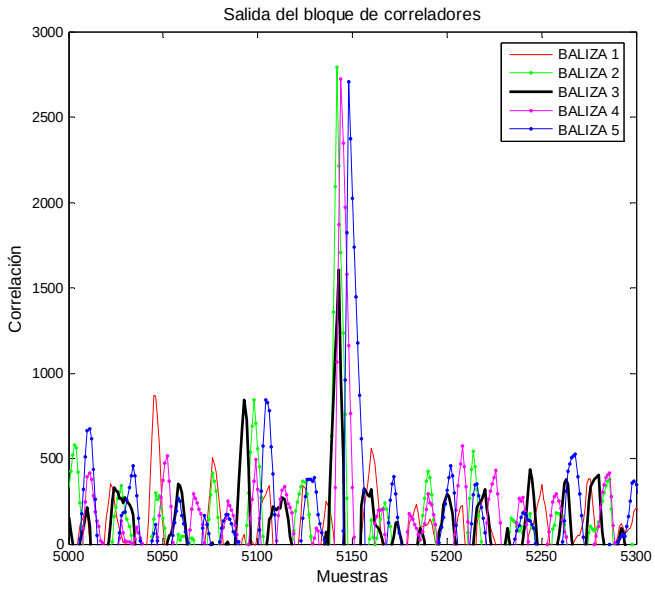


Figura 5.19. Salida del algoritmo SIC (segunda iteración) después de eliminar la señal procedente de la baliza 3. Se muestra en negro el resto de la señal de la baliza 3después de aplicar de nuevo la correlación.

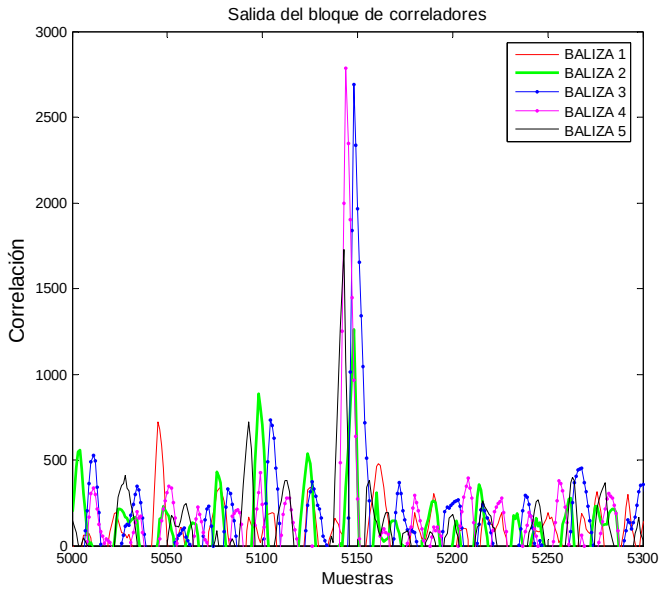


Figura 5.20. Salida del algoritmo SIC (tercera iteración) después de eliminar la señal procedente de la baliza 2. Se muestra en verde el resto de la señal de la baliza 2 después de aplicar de nuevo la correlación.

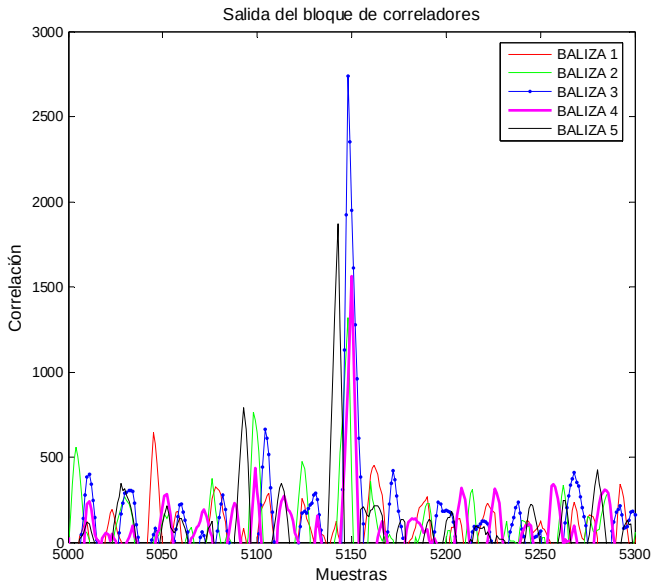


Figura 5.21. Salida del algoritmo SIC (cuarta iteración) después de eliminar la señal procedente de la baliza 4. Se muestra en magenta el resto de la señal de la baliza 4 después de aplicar de nuevo la correlación.

5.4. Detección de las secuencias asignadas a cada baliza mediante la correlación cruzada generalizada

Otra forma de calcular el instante de llegada de una secuencia j asignada a una baliza es a partir de la transformada inversa de *Fourier* de la densidad de espectro cruzado de potencia entre la señal recibida y la secuencia a detectar. Este método es conocido como la correlación cruzada generalizada o GCC (*Generalized Cross-Correlation*) y es utilizado ampliamente por muchos autores como método de estimación del retardo de la señal recibida por dos receptores situados a una determinada distancia de una fuente emisora [Knapp et al., 1976]. En particular, es muy común en la detección de una fuente de señal acústica y en su localización en un determinado entorno, donde en este caso los receptores son un conjunto de micrófonos [Chen et al., 2006].

5.4.1. La correlación cruzada generalizada

Considérese una fuente acústica que emite una señal $x[n]$ en un determinado instante, y dos micrófonos i y j situados a una cierta distancia. Las señales recibidas por los micrófonos son $x_i[n]$ y $x_j[n]$, respectivamente. La correlación cruzada entre las dos señales, viene dada por:

$$\hat{R}_{x_i x_j}[n] = x_i[n] \otimes x_j[n] = \frac{1}{V}\sum_{l=0}^{V-1} x_i[l] \cdot x_j[n+l] \tag{5.24}$$

siendo V el tamaño de la ventana de análisis y $\otimes$ el símbolo de correlación.

La correlación cruzada entre las dos señales puede estimarse en el dominio de la frecuencia y en tiempo discreto a partir del espectro cruzado de potencia, que está dado por la siguiente expresión:

$$\Phi_{x_i x_j}[k] = X_i[k] X_j^*[k] \tag{5.25}$$

donde $X_i[k]$ es la transformada discreta de *Fourier* de la señal $x_i[n]$ y $X_j^*[k]$ es la conjugada de la transformada discreta de *Fourier* de la señal $x_j[n]$.

El resultado de la correlación cruzada se obtiene a partir de la transformada inversa de Fourier del espectro cruzado de potencia entre las dos señales:

$$R_{x_i x_j}[n] = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1} \Phi_{x_i x_j}[k] \cdot e^{j\frac{2\pi k n}{K}} \tag{5.26}$$

donde K, es la longitud en muestras del espectro cruzado de potencia entre las señales $x_i[n]$ y $x_j[n]$. El instante n en el que el valor de $R_{x_i x_j}[n]$ es máximo, coincide con el retardo en muestras entre las dos señales. Este valor expresado en segundos, a partir de la frecuencia de muestreo F_s utilizada en la adquisición, está dado por la siguiente expresión:

$$\tau_{ij} = \frac{1}{F_s} \arg\max_n R_{x_i x_j}[n] \tag{5.27}$$

En [Knapp et al., 1976] se propone una versión más general del método de correlación a partir de un filtrado previo de las señales antes de calcular su correlación. Si las señales se filtran previamente mediante filtros cuyas respuestas al impulso son $h_i[n]$ y $h_j[n]$, la correlación se puede escribir de la siguiente forma:

$$R_{x_i x_j}^{GCC}[n] = \frac{1}{V}\sum_{l=0}^{V-1}\Big[(h_i[l] * x_i[l]) \cdot (h_j[n+l] * x_j[n+l])\Big] \tag{5.28}$$

siendo * el símbolo de la operación de convolución. La ecuación (5.28) representa la llamada correlación cruzada generalizada o GCC. La Figura 5.22 muestra el diagrama de bloques del proceso que describe la correlación cruzada generalizada.

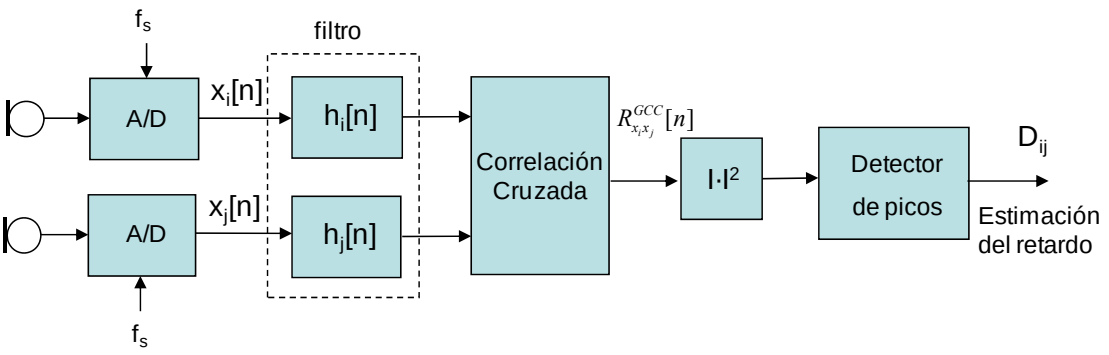


Figura 5.22. Esquema del proceso de estimación del retardo entre dos señales procedentes de la misma fuente con retardos diferentes, a partir de la correlación cruzada generalizada (GCC).

En el dominio de la frecuencia, la densidad del espectro cruzado de potencia entre las señales previamente filtradas es:

$$\Phi^{GCC}_{x_i x_j}(\omega) = [H_i(\omega)X_i(\omega)][H_j(\omega)X_j(\omega)]^* \tag{5.29}$$

Para el caso de K muestras discretas en el dominio de la frecuencia, (considerando $\omega_k = 2\pi k / K$) la ecuación anterior puede representarse de forma discreta:

$$\Phi^{GCC}_{x_i x_j}[k] = \left[H_i[k]X_i[k]\right]\left[H_j[k]X_j[k]\right]^* \tag{5.30}$$

Los dos prefiltros pueden combinarse en solo uno, $\Psi_{i,j}[k]$ quedando la ecuación (5.31) en función de la densidad del espectro cruzado de potencia de las señales de entrada $\Phi_{x_i x_j}[k]$, de la forma siguiente:

$$\Phi^{GCC}_{x_i x_j}[k] = \Psi_{i,j}[k]X_i[k]X_j^*[k] = \Psi_{i,j}[k]\Phi_{x_i x_j}[k] \tag{5.31}$$

donde:

$$\Psi_{i,j}[k] = H_i[k]H_j^*[k] \tag{5.32}$$

En el dominio de la frecuencia, este filtro equivale a aplicar una ventana o función de ponderación, a la función de densidad de espectro cruzado de potencia entre las señales recibidas.

Una aproximación de la GCC se puede obtener a partir de la transformada inversa de Fourier de la versión discreta del espectro cruzado de potencia entre las señales recibidas previamente filtradas, tal como se muestra en la siguiente ecuación:

$$R_{x_i x_j}^{GCC}[n] = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\Phi_{x_i x_j}^{GCC}[k]e^{jk\frac{2\pi n}{K}} = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\Psi_{i,j}[k]\Phi_{x_i x_j}[k]e^{jk\frac{2\pi n}{K}} \tag{5.33}$$

Nótese que si $\Psi[k]=1$, la función GCC (5.33) representa la versión estándar de la correlación cruzada entre dos señales, obtenida a partir de la transformada inversa de *Fourier* de su espectro cruzado de potencia (tal como se vio en la ecuación (5.26)). La aproximación de la expresión da lugar a una estimación de la función GCC al considerar un número limitado de muestras.

El retardo estimado corresponde al máximo de la función dada por la ecuación (5.33), multiplicado por el periodo de muestreo:

$$\hat{\tau}_{ij} = \frac{1}{F_s}\arg\max_n R_{x_i x_j}^{GCC}[n] \tag{5.34}$$

Las funciones del filtro son dos. Por un lado permite acentuar la señal a correlar en aquellas frecuencias donde la relación señal-ruido es mayor, y $\Psi(\omega)$ dependerá entonces del espectro de la señal y el ruido. Por otro lado, el filtro permite obtener un pico lo más acentuado posible en el instante correcto para tener buena resolución temporal.

La elección del filtro depende del tipo de ponderación espectral que se requiera en cada situación. Por ejemplo, cuando el objetivo del filtro $\Psi(\omega)$ es acentuar todas aquellas componentes de frecuencia que tienen una elevada energía y suprimir aquellas componentes de frecuencia que tienen una baja energía comparada con el ruido, podría ser una función de la relación señal-ruido desde el punto de vista espectral, que podría ser conocida a priori o ser estimada para una determinada ventana de la señal capturada.

Diversas expresiones del filtro $\Psi(\omega)$ han sido analizadas en [Knapp et al., 1976]. Algunos ejemplos son el filtro *Roth*, la transformada de la función de coherencia suavizada (SCOT), la transformada de fase (PHAT), el filtro *Eckart*, y filtro de máxima verosimilitud (ML).

La función de filtro conocida como transformada de fase o PHAT (del inglés, *Phase Transform*) se utiliza ampliamente para estimar el retardo de señal entre dos receptores separados cierta distancia de una fuente o emisor acústico, por tener unas características muy interesantes.

5.4.2. La correlación cruzada generalizada con filtro PHAT

Antes de aplicar la GCC mediante la transformada de fase en el sistema de detección propuesto, se hará un breve análisis en el dominio de la frecuencia de su uso en el proceso de estimación del retardo de señal entre dos micrófonos separados cierta

distancia de una fuente emisora de señal. Para ello, se ha considerado que las señales recibidas en cada micrófono son:

$$\begin{aligned} x_1[n] &= \alpha \cdot s[n-D] + n_1[n] \\ x_2[n] &= s[n] + n_2[n] \end{aligned} \tag{5.35}$$

Donde *s[n]* representa la señal de la fuente emisora capturada por el micrófono y *s[n-D]* la señal retardada *D* muestras y atenuada por un factor α (<1), siendo $n_i[n]$ la señal de ruido capturada por los micrófonos. La transformada discreta de *Fourier* de la señal captada por los micrófonos, viene dada por:

$$\begin{aligned} X_1[k] &= \alpha \cdot S[k]e^{-j\omega_k D} + N_1[k] \\ X_2[k] &= S[k] + N_2[k] \end{aligned} \tag{5.36}$$

La densidad del espectro cruzado de potencia sin tener en cuenta la función de prefiltro, está dada por:

$$\begin{aligned} \Phi_{x_1x_2}[k] &= X_1[k]X_2^*[k] \\ &= \left[\alpha S[k]e^{-j\omega_k D} + N_1[k]\right]\left[S[k] + N_2[k]\right]^* \\ &= \alpha S[k]S^*[k]e^{-j\omega_k D} + N_1[k]S^*[k] + \alpha S[k]N_2^*[k]e^{-j\omega_k D} + N_1[k]N_2^*[k] \\ &= \alpha\Phi_{ss}[k]e^{-j\omega_k D} + N_1[k]S^*[k] + \alpha S[k]N_2^*[k]e^{-j\omega_k D} + N_1[k]N_2^*[k] \end{aligned} \tag{5.37}$$

Asumiendo que el ruido está incorrelado con la señal, los tres últimos términos en (5.37) no contribuyen al cálculo del espectro cruzado de potencia. A partir de la transformada inversa de *Fourier* se obtiene la correlación cruzada entre las señales:

$$\begin{aligned} R_{x_1x_2}[n] &= F^{-1}\left[\alpha \cdot \Phi_{ss}[k]e^{-j\omega_k D}\right] \\ &= \alpha \cdot \Phi_{ss}[n] * \delta[n-D] \\ &= \alpha R_{ss}[n-D] \end{aligned} \tag{5.38}$$

De donde se demuestra que la función de correlación cruzada es la función de autocorrelación de la señal incidente, centrada en el instante del retardo *D*, y atenuada por un factor α debido a las pérdidas de propagación. Idealmente, sería interesante que la función de correlación tendiese a una delta en el instante *D*, ahora bien, en la práctica, la función de autocorrelación de la señal incidente tiende a ensanchar la función de correlación cruzada en torno al instante *D*.

La elección de la función de filtro Ψ al aplicar la GCC, debe ser tal que minimice en la medida de lo posible dicho ensanchamiento, haciendo que la función de correlación

tienda a una delta en el instante D de retardo. El prefiltro utilizado en la transformada de fase viene dada por:

$$\Psi(\omega) = \frac{1}{\left|\hat{\Phi}_{x_1x_2}(\omega)\right|} \tag{5.39}$$

donde $\hat{\Phi}_{x_1x_2}(\omega)$, es una estimación del espectro cruzado de potencia entre las dos señales, calculado a partir de la estimación de sus espectros $\hat{X}_1(\omega)$ y $\hat{X}_2(\omega)$ respectivamente.

La correlación cruzada generalizada estimada con filtro PHAT, vendrá dada por:

$$\begin{aligned}
\hat{R}^{GCC}_{x_1x_2}(\tau) &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\left(\frac{1}{\left|\hat{\Phi}_{x_1x_2}(\omega)\right|}\right)\cdot\hat{\Phi}_{x_1x_2}(\omega)\cdot e^{j\omega\tau}d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\left(\frac{1}{\left|\alpha\cdot\hat{\Phi}_{ss}(\omega)e^{-j\omega D\cdot T_s}\right|}\right)\left(\alpha\cdot\hat{\Phi}_{ss}(\omega)e^{-j\omega D\cdot T_s}\right)e^{j\omega\tau}d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\left(e^{-j\omega D\cdot T_s}\right)e^{j\omega\tau}d\omega \\
&= \delta(\tau - D\cdot T_s)
\end{aligned} \tag{5.40}$$

donde $\left|\alpha\cdot\hat{\Phi}_{ss}(\omega)e^{-j\omega D\cdot T_s}\right| = \left|\alpha\cdot\hat{\Phi}_{ss}(\omega)\right| = \alpha\cdot\hat{\Phi}_{ss}(\omega)$ debido a que la densidad espectral de potencia de una señal es real y no negativa. Además, asumiendo que el ruido está incorrelado con la señal, el ensanche de la función de autocorrelación de la señal incidente desaparece, tendiendo la función de correlación a una verdadera delta.

La ventaja del filtro PHAT, por tanto, es que mejora notablemente la estimación del retardo en entornos con cierto nivel de reverberación. Asumiendo que el ruido es completamente incorrelado, los picos de la función de correlación son mucho más pronunciados o estrechos tendiendo a una verdadera función delta en el instante de llegada de la señal, con ausencia de lóbulos laterales. Esto es debido a que la información del retardo está presente en la fase de ciertas frecuencias y no se ve afectado por la transformada, porque el filtro aplicado tiende a realzar el verdadero instante de llegada o retardo, eliminando los retardos espurios en mayor o menor medida dependiendo de la potencia de ruido.

5.4.3. Estimación del instante de llegada de las señales procedentes de las balizas al aplicar la GCC

En este caso se va a considerar a las balizas como emisores, siendo la señal emitida por cada una de ellas $s_j[n]$, e $y[n]$ la señal recibida en el receptor procedente de todas ellas.

La estimación del instante de llegada de cada baliza al aplicar la GCC con filtro PHAT, requiere de un análisis matemático más complejo que el del caso de la estimación del retardo de señal entre dos micrófonos considerando una sola fuente emisora. En el sistema LPS propuesto la señal recibida es una composición de tantas fuentes emisoras o señales, como balizas disponibles. En la Figura 5.23 se muestra el proceso de estimación, en el dominio del tiempo, del instante de llegada de las secuencias al aplicar la GCC con una función de prefiltro.

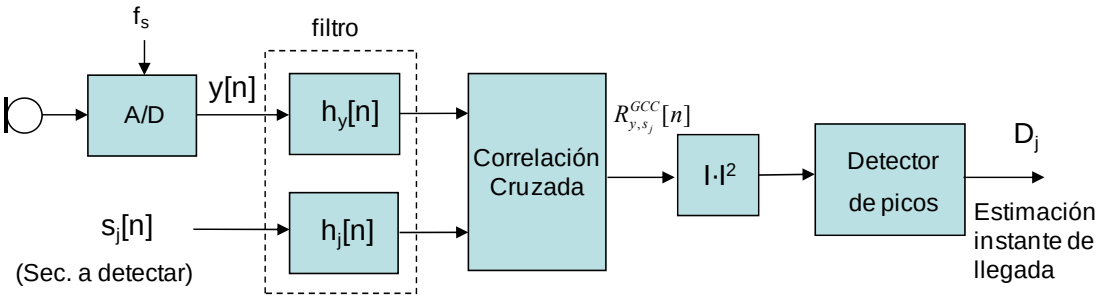


Figura 5.23. Esquema del proceso de estimación del instante de llegada de una secuencia asignada a una baliza j a partir del método de correlación cruzada generalizada.

La señal recibida procedente de las balizas, viene dada por:

$$y[n] = \sum_{j=1}^{N} s_j[n] * h_j[n] + \eta[n] \tag{5.41}$$

siendo *N*, el número de balizas, $s_j[n]$ la secuencia asignada a la baliza *j*, $h_j[n]$ la respuesta del canal para la baliza *j*, y $\eta[n]$ el ruido.

El espectro cruzado de potencia entre la señal recibida $y[n]$ y la secuencia $s_j[n]$ a detectar está dado por:

$$\begin{aligned}\Phi_{y,s_j}[k] &= Y[k]\cdot S_j^*[k] = \left(\sum_{j=1}^{N} S_j[k]\cdot H_j[k] + N[k]\right) S_j^*[k] \\ &= S_1[k]\cdot S_j^*[k] e^{-j\omega_k D_1} + S_2[k]\cdot S_j^*[k] e^{-j\omega_k D_2} + \ldots \\ &\quad + S_j[k]\cdot S_j^*[k] e^{-j\omega_k D_j} + \ldots + S_N[k]\cdot S_j^*[k] e^{-j\omega_k D_N} + N[k]\cdot S_j^*[k] \\ &= \Phi_{s_1,s_j}[k] e^{-j\omega_k D_1} + \Phi_{s_2,s_j}[k] e^{-j\omega_k D_2} + \ldots + \Phi_{s_j,s_j}[k] e^{-j\omega_k D_j} + \ldots + \Phi_{s_N,s_j}[k] e^{-j\omega_k D_N} + N[k] S_j^*[k]\end{aligned} \tag{5.42}$$

donde $\Phi_{s_i,s_j}[k]$, es el espectro cruzado entre cada una de las secuencias $s_i[n]$ transmitidas y la secuencia a detectar $s_j[n]$, con $\omega_k = \dfrac{2\pi k}{K}$, para un intervalo finito de análisis de *K* muestras.

La correlación cruzada entre la señal recibida y la secuencia *j* obtenida a partir de la

transformada inversa de *Fourier* viene dada por:

$$\begin{aligned} R_{y,s_j}[n] &= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\Phi_{y,s_j}[k]\cdot e^{j\omega_k n} \\ &= \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N} R_{s_i,s_j}[n]*\delta[n-D_i]+R_{s_j,s_j}[n]*\delta[n-D_j]+R_{\eta,s_j}[n] \\ &= \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N} R_{s_i,s_j}[n-D_i]+R_{s_j,s_j}[n-D_j] \end{aligned} \tag{5.43}$$

donde $R_{s_j,s_j}[n-D_j]$, es la autocorrelación de la secuencia $s_j[n]$ a detectar, y $R_{s_i,s_j}[n-D_i]$ es la correlación entre cada secuencia transmitida $s_i[n]$ ($\forall i \mid i\neq j$), y la secuencia a detectar $s_j[n]$. Se asume $R_{\eta,s_j}[n]$ es despreciable si el ruido está altamente incorrelado con las señales.

Aplicando la transformada de fase (PHAT), la función de ponderación o filtro es:

$$\Psi_j[k] = \frac{1}{\left|\hat{\Phi}_{y,s_j}[k]\right|} \tag{5.44}$$

donde $\hat{\Phi}_{y,s_j}[k]$ es una estimación del espectro cruzado de potencia entre la señal recibida y la secuencia a detectar, calculado a partir de la estimación de sus espectros $\hat{Y}[k]$ y $\hat{S}_j[k]$ respectivamente.

La correlación cruzada generalizada estimada con filtro PHAT, vendrá dada por:

$$\begin{aligned} \hat{R}^{GCC}_{y,s_j}[n] &= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{1}{\left|\hat{\Phi}_{y,s_j}[k]\right|}\cdot\hat{\Phi}_{y,s_j}[k]\cdot e^{j\omega_k n} \\ &= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{1}{\left|\sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N}\hat{\Phi}_{s_i,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_i}+\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_j}\right|}\cdot\left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N}\hat{\Phi}_{s_i,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_i}+\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_j}\right)\cdot e^{j\omega_k n} \end{aligned} \tag{5.45}$$

Nótese que en este caso, el denominador y la expresión entre paréntesis del numerador no son iguales, por lo que no se cancelan totalmente, esto es:

$$\left|\sum_{\substack{i=1\\i\neq j}}^{N}\hat{\Phi}_{s_i,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_i}+\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_j}\right|\neq\sum_{\substack{i=1\\i\neq j}}^{N}\hat{\Phi}_{s_i,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_i}+\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_j} \tag{5.46}$$

Lo que da lugar a que $\hat{R}^{GCC}_{y,s_j}[n]$ no sea exactamente $\delta[n-D_j]$, y aparezca una delta atenuada en el instante D_j y una serie de lóbulos laterales como consecuencia del resto de secuencias que interfieren en el proceso de correlación dado el carácter de pseudo-ortogonalidad entre ellas. Además, a medida que disminuye la relación SNR, empeora el proceso de detección debido a la contribución espectral de la potencia de ruido.

Otra alternativa es utilizar como filtro el inverso de la raíz α del producto de la transformada de Fourier de la autocorrelación de la secuencia a detectar y la señal recibida, en el que para α=2 se trata del filtro SCOT [Knapp et al., 1976]. Esto es:

$$\begin{aligned}
\hat{R}^{GCC}_{y,s_j}[n] &= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{1}{\sqrt[\alpha]{\hat{\Phi}_{y,y}[k]\cdot\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]}}\cdot\hat{\Phi}_{y,s_j}[k]\cdot e^{j\omega_k n}\\
&= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{1}{\sqrt[\alpha]{\hat{\Phi}_{y,y}[k]\cdot\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]}}\cdot\left(\sum_{\substack{i=1\\i\neq j}}^{N}\hat{\Phi}_{s_i,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_i}+\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_j}\right)\cdot e^{j\omega_k n}\\
&= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{1}{\sqrt[\alpha]{\hat{\Phi}_{y,y}[k]\cdot\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]}}\cdot\left(\sum_{\substack{i=1\\i\neq j}}^{N}\hat{\Phi}_{s_i,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_i}\right)\cdot e^{j\omega_k n}\\
&+\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{1}{\sqrt[\alpha]{\hat{\Phi}_{y,y}[k]\cdot\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]}}\cdot\left(\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]\cdot e^{-j\omega_k D_j}\right)\cdot e^{j\omega_k n}
\end{aligned} \tag{5.47}$$

Como el espectro de la autocorrelación es una función real y positiva:

$$\begin{aligned}
&\sqrt[\alpha]{\hat{\Phi}_{y,y}[k]\cdot\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]}=\sqrt[\alpha]{YY^*\cdot S_jS_j^*}=\sqrt[\alpha]{S_jY\cdot(S_jY)^*}=\sqrt[\alpha]{YS_j^*\cdot(YS_j^*)^*}\\
&=\sqrt[\alpha]{\hat{\Phi}_{y,s_j'}\cdot\hat{\Phi}^*_{y,s_j'}}=\left|\hat{\Phi}_{y,s_j'}\right|^{2/\alpha}
\end{aligned} \tag{5.48}$$

Donde se ha considerado $s_j[-n]=s_j'$, y en el dominio de la frecuencia $\hat{\Phi}_{y,s_j'}=Y\cdot S_j^*$. Resulta, entonces:

$$\hat{R}_{y,s_j}^{GCC}[n] = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N}\frac{\hat{\Phi}_{s_i,s_j}[k]}{\left|\hat{\Phi}_{y,s_j^*}[k]\right|^{2/\alpha}}\cdot e^{-j\omega_k D_i}\right)\cdot e^{j\omega_k n} + \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\left(\frac{\hat{\Phi}_{s_j,s_j}[k]}{\left|\hat{\Phi}_{y,s_j^*}[k]\right|^{2/\alpha}}\cdot e^{-j\omega_k D_j}\right)\cdot e^{j\omega_k n} \quad (5.49)$$

Si $y[n]$ se aproxima mucho a $s_j[n]$, el segundo término en (5.49) tiende a una delta en el instante de llegada de la secuencia ($\delta[n-D_j]$), luego la secuencia de búsqueda se convierte en una delta unitaria, mientras que las deltas de las otras secuencias se ponderan. Dado que las secuencias son pseudo-ortogonales, sus valores son mucho menores que la unidad como se indica en (5.50).

$$\frac{\hat{\Phi}_{s_i,s_j}[k]}{\left|\hat{\Phi}_{y,s_j^*}[k]\right|^{2/\alpha}} << 1 \quad para\ i \neq j \quad (5.50)$$

5.5. Resultados del uso de la GCC frente la correlación estándar

Con objeto de comparar el método de detección de las secuencias basado en la correlación cruzada (CC) estándar y el método basado en la correlación cruzada generalizada (GCC) aplicando el filtro de la transformada de fase (PHAT), se muestran a continuación algunos resultados obtenidos en simulaciones, contrastándose con unos resultados reales obtenidos de una implementación práctica del sistema.

5.5.1. Simulación del proceso de detección para el caso de dos balizas con emisión simultánea

Se ha considerado a efectos de simulación y para simplificar el proceso, dos balizas ubicadas en un sistema 2D en posiciones (x_1=0, y_1=300cm) y (x_2=300cm, y_2=300cm), situándose el receptor en la posición (r_x=151cm, r_y=0), es decir, prácticamente equidistante de las dos balizas (Figura 5.24). Se han utilizado secuencias *Kasami* de 255 bits, con un ciclo de portadora como símbolo de modulación (m=1).

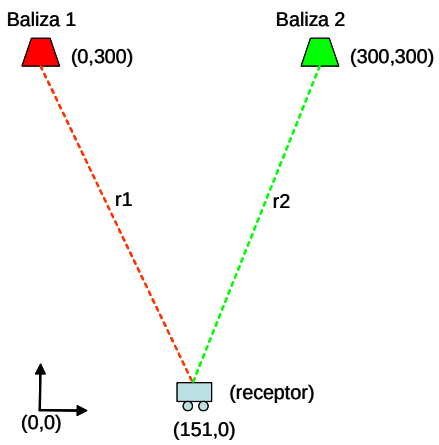


Figura 5.24. Ubicación de las balizas y receptor para el análisis del proceso de detección.

En la Figura 5.25 se muestra el proceso de detección en ausencia de ruido considerando las balizas ideales, donde se observa como el método basado en la GCC con filtro PHAT mejora de manera apreciable la detección, al evitar la aparición de los picos laterales como consecuencia del proceso de modulación de la señal ultrasónica que provoca un ensanchamiento del espectro. El filtrado previo de las señales a partir de la transformada de fase (PHAT) acentúa las frecuencias en torno a la portadora, lo que hace que se obtenga una delta atenuada en el instante de llegada de la secuencia y una serie de lóbulos laterales muy atenuados. En la Figura 5.26 se muestra el proceso de detección para una relación señal-ruido de 0 dB, donde aún el método GCC mejora la detección a pesar de aparecer ahora unos lóbulos laterales como consecuencia de la respuesta en frecuencia introducida por el ruido que toma valores relevantes en torno a la frecuencia de la portadora.

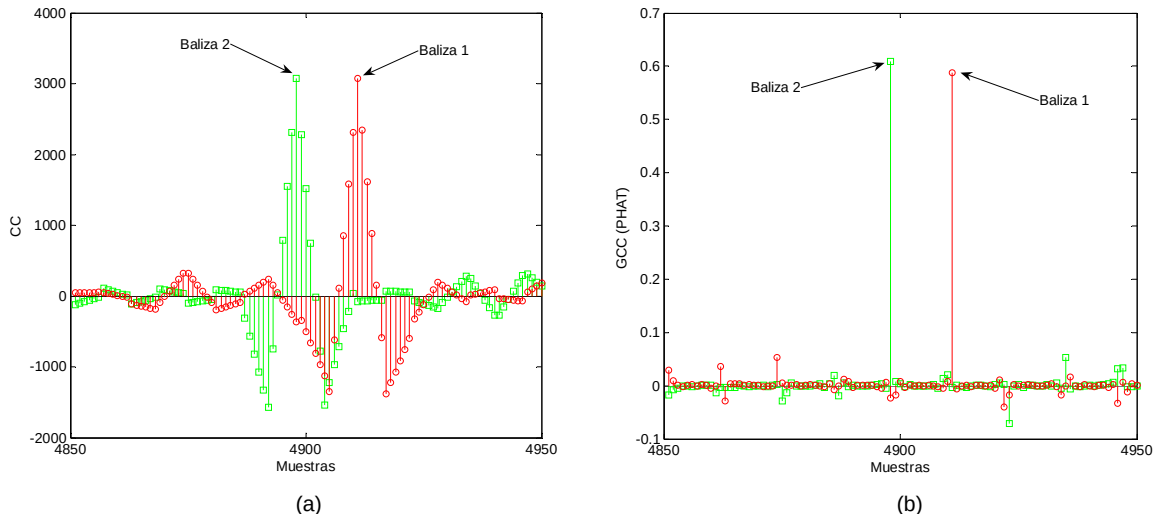


Figura 5.25. Detección de las balizas en ausencia de ruido aplicando el método de: a) correlación cruzada (CC) y b) de correlación cruzada generalizada (GCC) con filtro PHAT. Se han utilizado secuencias *Kasami* de 255 bits (***m*=1**).

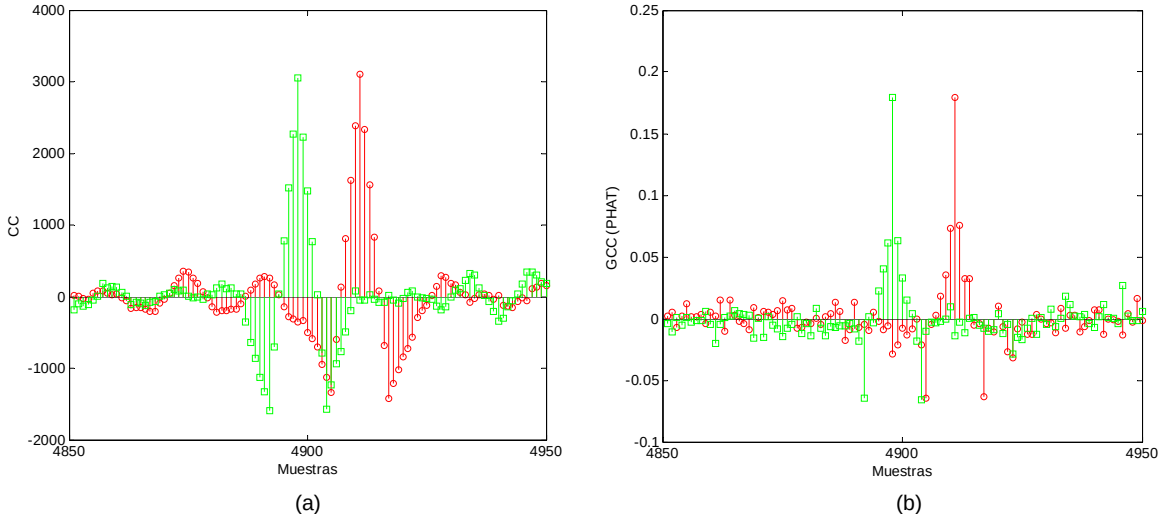


Figura 5.26. Detección de las balizas con relación señal-ruido de 0 dB aplicando el método de: a) correlación cruzada (CC) y b) de correlación cruzada generalizada (GCC) con filtro PHAT. Se han utilizado secuencias *Kasami* de 255 bits (***m*=1**).

En la Figura 5.27a se muestran los resultados de aplicar la CC para el caso de que el símbolo de modulación esté formado por cuatro ciclos de portadora (m=4) con objeto de aumentar la energía transmitida por las balizas y concentrar el espectro de emisión en torno a la frecuencia portadora. Claramente se observan los efectos de borde como consecuencia de la modulación, y sin embargo aplicando la GCC (Figura 5.27b) se observan perfectamente las deltas correspondientes a los instante de llegada de las secuencias.

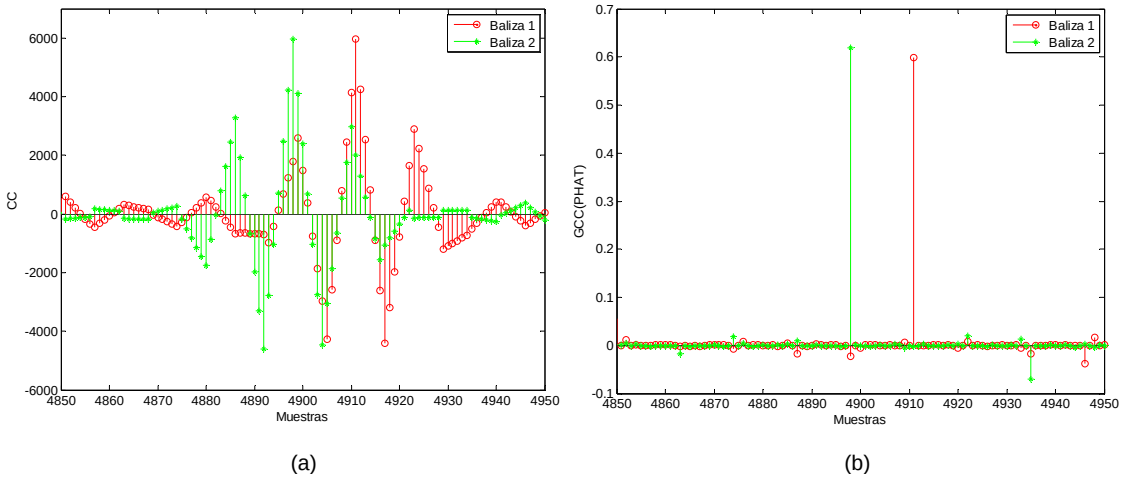


Figura 5.27. Detección de las balizas (señales ideales) utilizando secuencias *Kasami* de 255 bits, con un símbolo de modulación formado por cuatro ciclos de portadora (***m*=4**): a) Aplicando la correlación cruzada (CC); b) Aplicando la correlación cruzada generalizada (GCC) con filtro PHAT.

5.5.2. Resultados reales para el caso de dos balizas con emisión simultánea

Con objeto de analizar el comportamiento de la GCC con señales reales se ha dispuesto de un sistema práctico formado por dos balizas con una geometría prácticamente idéntica a la utilizada en los resultados obtenidos en simulación. En la Figura 5.28 se muestra el diagrama del sistema experimental utilizado.

Se han utilizado dos balizas ubicadas en el techo a una altura aproximada de tres metros y separadas entre sí una distancia de tres metros. Las medidas se realizaron sobre la superficie del suelo en dos puntos: en una posición prácticamente equidistante sobre la perpendicular a las dos balizas, y en otra posición más próxima a una de las balizas con objeto de comparar los resultados del proceso de detección con TDOAs muy reducidas y mucho mayores.

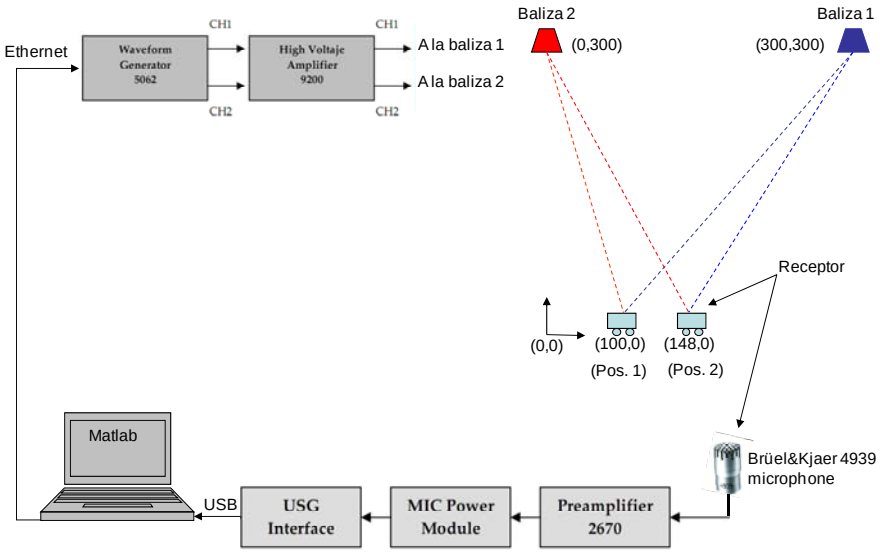


Figura 5.28. Diagrama de bloques del sistema experimental empleado para el análisis del comportamiento de la GCC con filtro PHAT en el proceso de detección de dos balizas.

Los transductores utilizados fueron el modelo 328ST160 de *Prowave*. La respuesta de fase e impedancia con la frecuencia se muestra en la Figura 5.29a, mientras que en la Figura 5.29b se muestra su nivel de presión sonora con la frecuencia. Aunque su máxima respuesta está centrada en los 32 kHz, se ha utilizado en 40 kHz, ya que sobre un ancho de banda de 8kHz mantiene una fase totalmente lineal, lo cual reduce el efecto de distorsión de fase de la señal emitida con objeto de mejorar el comportamiento del filtro de fase (PHAT) aplicado en la GCC.

Los transductores se excitaron utilizando un generador de función arbitraria de dos canales (*Tabor 5062 Arbitrary Waveform Generator*), y un amplificador (*Tabor 9200 Voltage Amplifier*), mediante secuencias *Kasami* de 255 bits moduladas en BPSK por una portadora de 40 kHz. El receptor utilizado fue el micrófono 4939 y el preamplificador 2670 de *Brüel-Kjaer* conectados al sistema de adquisición *UltraSoundGate 116Hm* de *Avisoft*, con una frecuencia de muestreo de 400kHz.

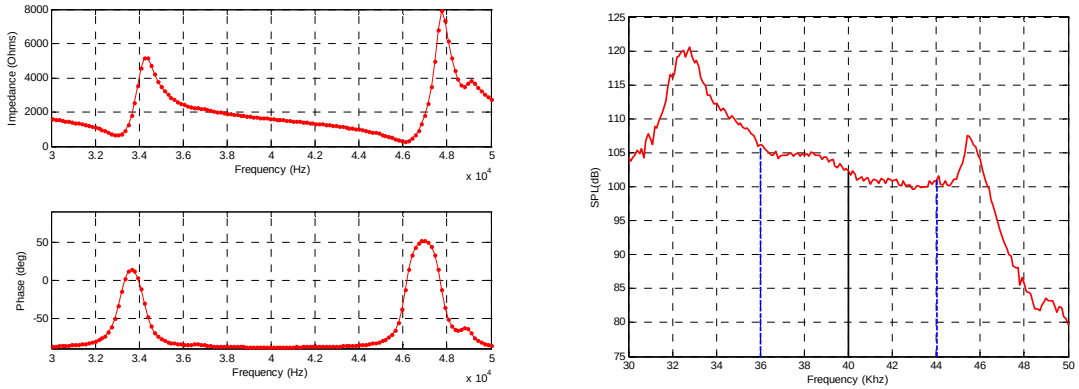
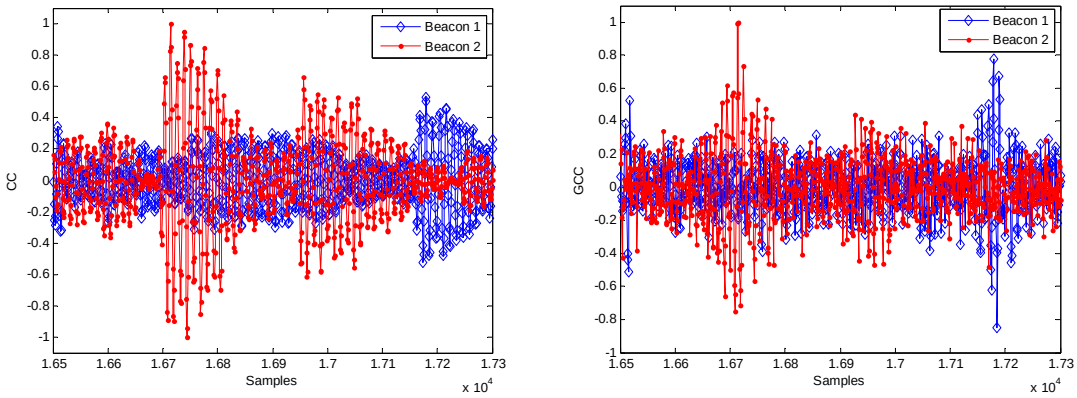


Figura 5.29. Características del transductor 328ST160. a) Respuesta de fase e impedancia con la frecuencia, b) Nivel de presión sonora (SPL) con la frecuencia.

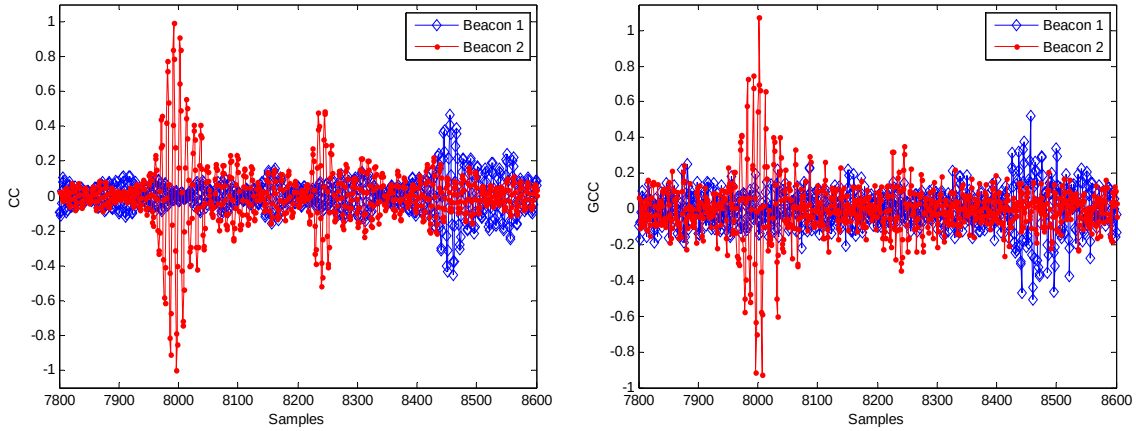
Los resultados del proceso de detección en la posición 1, utilizando como símbolo de modulación un ciclo de portadora (m=1) y aplicando la correlación estándar (CC) y la correlación cruzada generalizada (GCC), se muestran en la Figura 5.30a y la Figura 5.30b respectivamente.



a) b)

Figura 5.30. Detección de las secuencias en la posición 1 con señales reales (m=1) utilizando: a) la correlación estándar (CC); y b) la correlación cruzada generalizada (GCC).

Los resultados obtenidos, sobre la misma posición y utilizando en este caso un símbolo de modulación formado por 4 ciclos de portadora (m=4), aplicando la correlación estándar (CC) y la correlación cruzada generalizada (GCC), se muestran en la Figura 5.31a y la Figura 5.31b respectivamente.



a) b)

Figura 5.31. Detección de las secuencias en la posición 1 con señales reales (m=4) utilizando: a) La correlación estándar (CC); y b) la correlación cruzada generalizada (GCC).

En ambos casos (con m=1 y con m=4) se observa que el uso de la GCC en el proceso de detección frente a la CC, realza mucho más los picos en el instante de llegada de las secuencias a la vez que reduce los lóbulos laterales que se producen como consecuencia de la modulación y las características del canal.

En la Figura 5.32 se muestra los resultados obtenidos, utilizando la correlación estándar (CC) y la CCG entre las señales emitidas por las balizas y el receptor, cuando se reciben en las posiciones 1 y 2 (de acuerdo con la Figura 5.28). Los resultados se expresan en muestras (el periodo de muestreo utilizado es de 2.5 µs), como la diferencia entre los picos máximos del resultado de ambas correlaciones. La prueba se ha repetido 20 veces, y los valores de la media y la desviación estándar se han incluido para cada caso. Los valores esperados para la posición 1 y 2 se han medido utilizando un medidor de distancia láser de alta precisión.

Para la posición 1, en la que ambas señales llegan con un retraso considerable, la CC da un resultado más repetitivo (aunque viendo la Figura 5.30 y la Figura 5.31 el pico principal en la correlación es más claro para GCC). Sin embargo, para la posición 2, en la que ambas señales llegan casi al mismo tiempo, la interferencia entre ellas afecta más a la CC, dando un resultado erróneo en el cálculo de la TDOA. En este caso, la GCC permite calcular la TDOA correctamente.

La Figura 5.33a y la Figura 5.33b muestran los resultados del proceso de correlación de las señales recibidas en la posición 2 mediante el uso de CC y GCC respectivamente. Se puede comprobar como con el uso de GCC se obtienen mejores resultados al generarse menor número de picos en torno a los máximos que representan el instante de llegada de las secuencias.

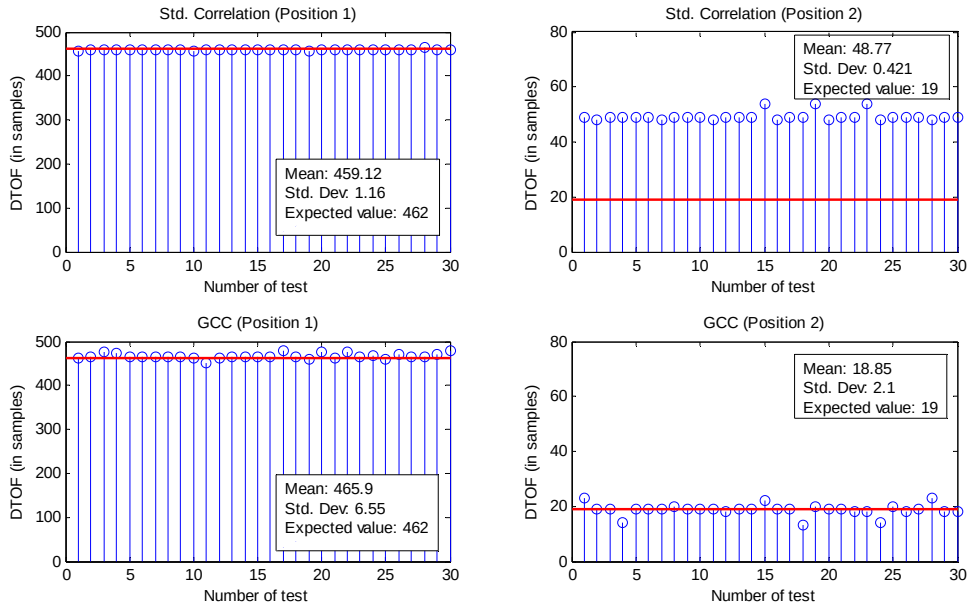
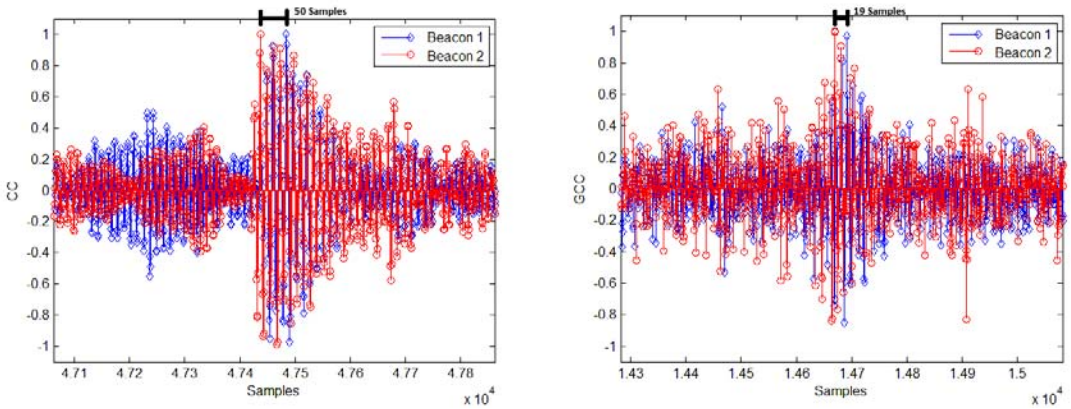


Figura 5.32. Resultados de las TDOAs medidas en las posiciones 1 y 2 aplicando: correlación estándar (CC) (imágenes superiores); y la correlación cruzada generalizada (GCC) (imágenes inferiores).



a) b)

Figura 5.33. Detección de las secuencias en la posición 2 con señales reales (m=4) utilizando: a) La correlación estándar (CC); y b) la correlación cruzada generalizada (GCC).

5.5.3. Algoritmo para la detección de picos

Con el propósito de determinar con mayor precisión el instante de llegada de las distintas señales emitidas por las balizas, se propone aplicar un algoritmo que garantice la búsqueda de éstos, a través de la validación de los picos máximos de correlación obtenidos durante su búsqueda. Para determinar el instante de llegada de las distintas señales recibidas, se ha utilizado un umbral fijo U_f sobre la señal correlada. A través de este método se convertirán en picos candidatos todos aquellos valores que superen el umbral establecido. Además se verifica que no exista otro candidato mayor ubicado en las proximidades del mismo. Mediante la utilización de una ventana de análisis Fo, se

reduce la posibilidad de validar los lóbulos laterales del pico máximo de correlación que aparecen principalmente por los efectos de la modulación y de la reducción del ancho de banda producido por la respuesta de los transductores.

El algoritmo para la detección de los picos de correlación puede ser expresado mediante el siguiente pseudo-código:

if $\left(\varphi_{s_j}[n] > U_f\right) \quad and \quad \left(\varphi_{s_j}[n] > \varphi_{s_j}[n+l]\right) \quad \forall l \in \{-Fo, -Fo+1, ..., 1, 2, Fo-1, Fo\}$

$P_j[n] = 1$

else

$P_j[n] = 0$

end if

Donde $\varphi_{sj}[n]$ es la señal obtenida a la salida de los correladores para cada baliza j, U_f es el umbral fijo establecido, $2Fo+1$ es el tamaño de la ventana de análisis, y $P_j[n]$ representa la señal obtenida del detector de picos. La nueva señal obtenida al aplicar el algoritmo para validar los picos de la correlación sólo tendrá valores comprendidos en {0,1}, siendo el último valor el que identifica la validez de la detección de las secuencias. En nuestro caso, el umbral fijo se establece considerando sólo aquellos picos de correlación que superen el 70% del pico de correlación máximo teórico.

El empleo de un algoritmo basado únicamente en un umbral fijo, puede presentar la desventaja de que durante la detección no se logren validar señales recibidas, debido a que su nivel de energía no sea lo suficientemente alto para sobrepasar el umbral. Este hecho hace que señales procedentes de balizas alejadas no sean detectadas debido a la atenuación que sufren los ultrasonidos en el aire.

Para mejorar la detección de estas señales, existe la posibilidad de realizar un tratamiento previo a la señal $y[n]$ captada por el receptor. Este pre-proceso consiste en realizar un cambio de escala en la señal recibida para que ésta siempre se encuentre acotada entre sus niveles máximo y mínimo [Hernández et al., 2003]. Este proceso implica que se incremente el nivel de señal así como el nivel de ruido agregado a la señal recibida. Este algoritmo de pre-proceso amplifica la señal y el ruido pero permite aplicar posteriormente el detector de picos con un umbral fijo para validar los picos de correlación de las señales captadas con un nivel de energía reducido. En la expresión (5.51) se representa el pre-proceso que se realiza sobre la señal recibida $y[n]$ para obtener una mejora en la detección de los picos de correlación al utilizar un umbral fijo.

$$y'[n] = \frac{FE}{\Delta y} y[n] \tag{5.51}$$

Donde *y[n]* es la señal recibida por el receptor; *FE* es el rango máximo de valores que puede alcanzar la señal *y[n]*; Δy es la diferencia entre los valores máximo y mínimo de *y[n]* en la ventana de análisis *Fo*; y finalmente, *y'[n]* es la nueva señal obtenida al aplicar el pre-proceso.

En la Figura 5.34 y en la Figura 5.35 se muestran los resultados del proceso de detección de picos aún sin aplicar el algoritmo propuesto, para una secuencia *Kasami* de 255 bits (m=1). Se ha elegido un umbral de detección del 70% del valor de máxima amplitud. En la Figura 5.34 se ha considerado ideal el ancho de banda de la baliza. Se observa que se detectan tres picos en torno al valor máximo, como consecuencia de los lóbulos laterales que aparecen por efecto de la modulación.

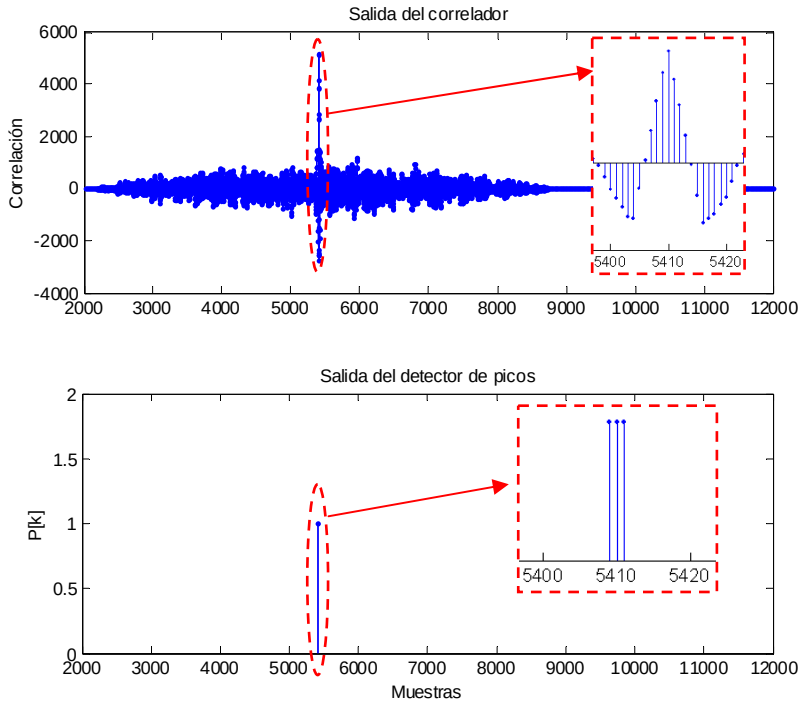


Figura 5.34. Salida del detector de picos para obtener el instante de llegada, considerando ideal el ancho de banda de la baliza.

En la Figura 5.35 se ha considerado el ancho de banda real del transductor utilizado para el diseño de las balizas, y analizado en el capítulo previo. Se observa la detección de siete picos al considerar un umbral del 70% del valor máximo, como consecuencia de los lóbulos laterales que surgen en torno al máximo por efecto del proceso de modulación y del ancho de banda real del transductor.

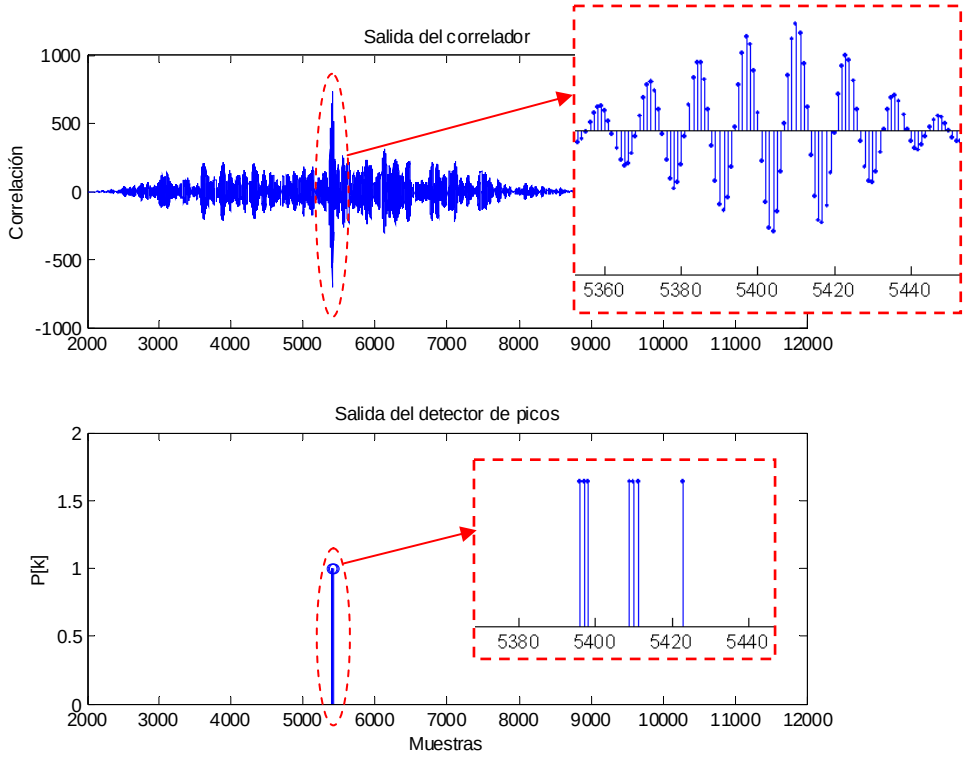


Figura 5.35. Salida del detector de picos para obtener el instante de llegada, considerando real el ancho de banda de la baliza.

La Figura 5.36 muestra el resultado de aplicar el algoritmo de detección de picos propuesto sobre una ventana de análisis Fo=3060 muestras (L=255, M=12, m=1, Ts=500 kHz), utilizando el ancho de banda real de la baliza. Como puede observarse, sólo se valida un pico.

5.5.4. Búfer de almacenamiento temporal en el caso de una emisión periódica de las balizas

Puesto que la recepción es asíncrona, es importante destacar que se hace necesario tener un búfer donde se almacenen las muestras obtenidas del ADC a la velocidad que marque la frecuencia de muestreo seleccionada, después de dar la orden de adquisición o de medida de una posición. La Figura 5.37 muestra el diagrama de bloques del receptor, donde se plantea como solución al buffer de captura el empleo de una memoria FIFO en la que directamente escribe el ADC después de recibir la orden de adquisición desde el bloque procesador.

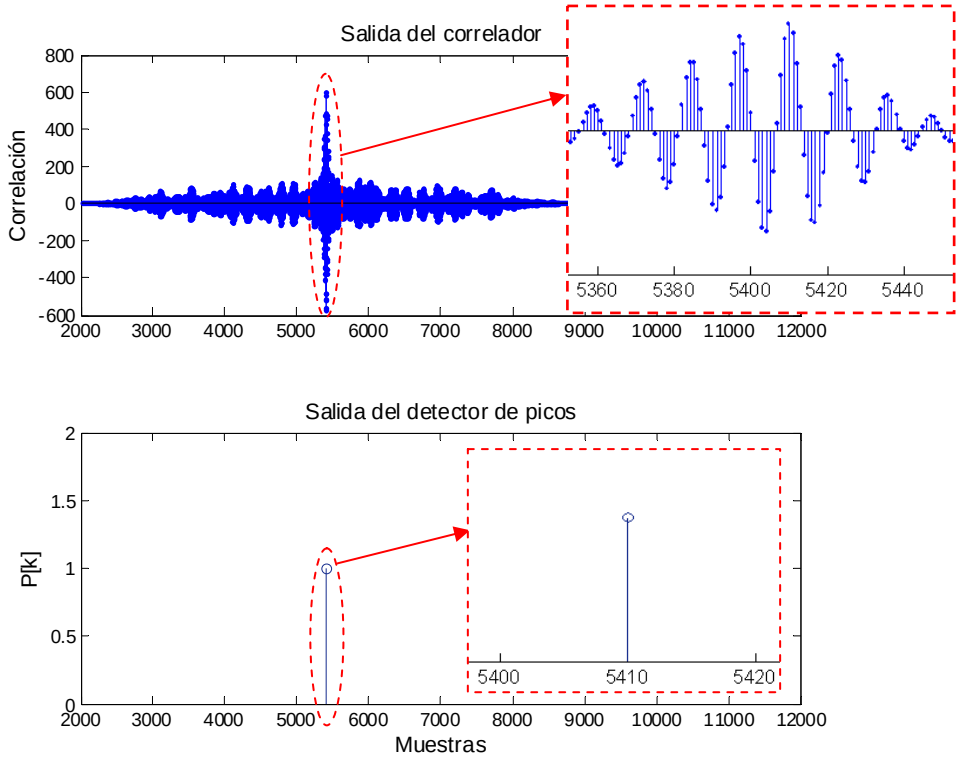


Figura 5.36. Salida del detector de picos basado en el algoritmo propuesto, considerando el ancho de banda real de la baliza. Se ha fijado una ventana Fo de 255 · 12 · 1=3060 muestras.

La capacidad de la memoria FIFO o tamaño del búfer es un parámetro importante a dimensionar, y que a su vez está relacionado con el periodo de repetición de las secuencias, pues es necesario garantizar en cada adquisición la recepción de todas las secuencias emitidas por las balizas. La distancia a la baliza más alejada determina el tiempo de vuelo máximo y en consecuencia, el periodo mínimo de repetición para garantizar que no existan solapamientos. Además, si se considera una zona de guarda, se garantiza que la señal ultrasónica se atenúe lo suficiente para evitar cualquier efecto antes de la emisión del periodo siguiente.

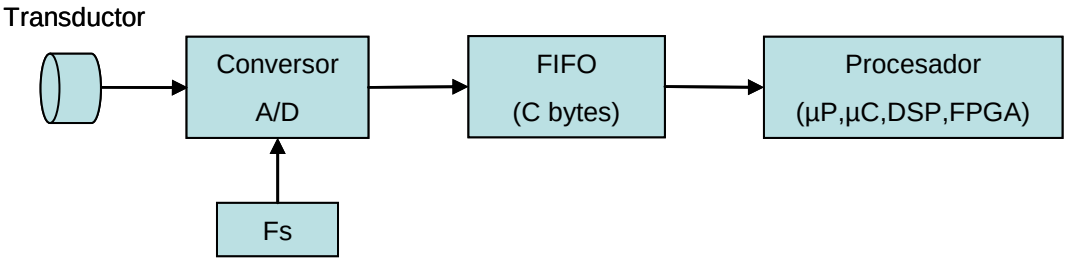


Figura 5.37. Diagrama de bloques del receptor

Considerando la distancia máxima desde la posición del móvil a la baliza más alejada, $D_{máx}$, la frecuencia de muestreo f_s, y codificando la señal a partir de secuencias *Kasami* de longitud L con M muestras por periodo de la portadora y un símbolo formado por m

periodos, siendo c la velocidad de propagación de los ultrasonidos, el periodo mínimo de repetición de las secuencias viene dado por la siguiente expresión:

$$T_{seq} \geq \frac{1}{F_s}\left(L \cdot M \cdot m\right) + \frac{D_{máx}}{c} \tag{5.52}$$

Con objeto garantizar la captura en el búfer de recepción de un periodo completo de la señal, teniendo en cuenta el carácter asíncrono del instante de captura, el tamaño C del búfer ha de cumplir:

$$C \geq F_s \cdot T_{seq} + L \cdot M \cdot m \quad \left[Muestras\right] \tag{5.53}$$

Con objeto de reducir el tiempo de proceso se usa el tamaño mínimo, garantizando la recepción de una secuencia completa de cada baliza. En la Figura 5.38 se muestran cinco casos en los que se recibe en el búfer (representado por una ventana en línea discontinua) diversos instantes de tiempo de llegada de una secuencia respecto al origen.

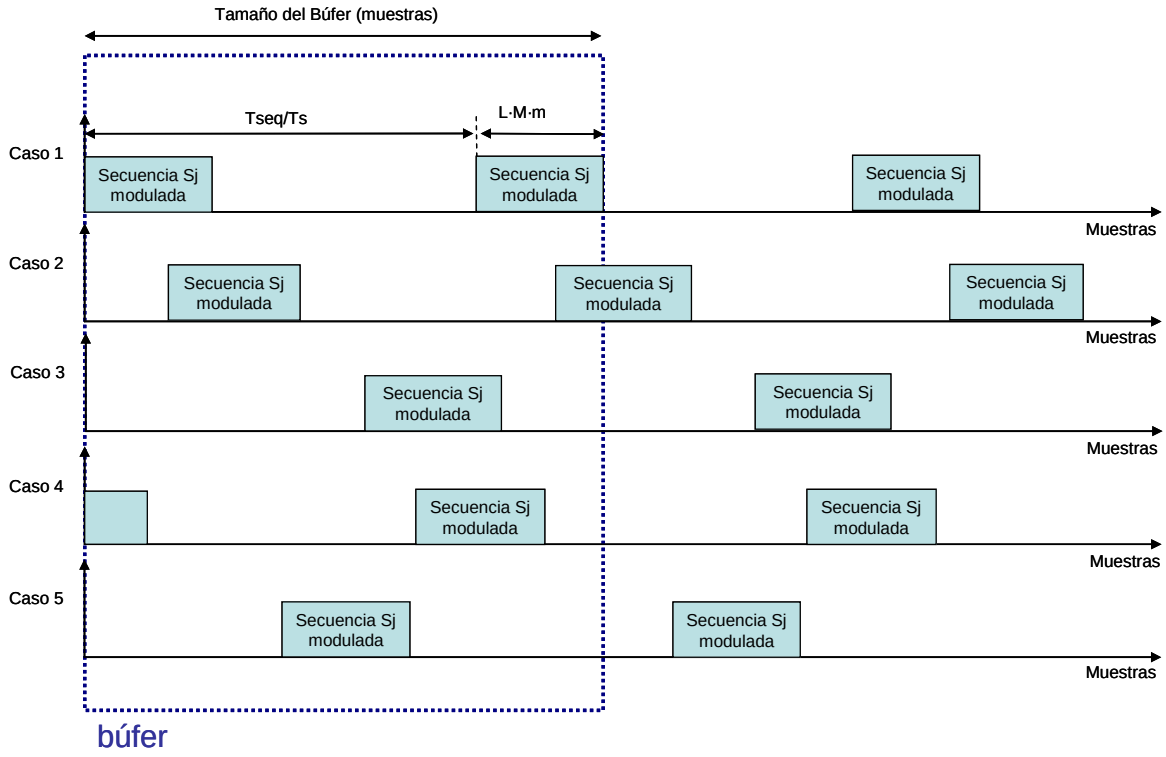


Figura 5.38. Algunos casos posibles de captura en el búfer del receptor de una secuencia modulada y emitida de forma periódica.

5.6. Propuesta de emisión para reducir el efecto MAI en un sistema LPS con restricciones geométricas.

Aprovechando las características geométricas del sistema de balizamiento desarrollado para llevar a cabo las pruebas prácticas, formado por 5 balizas distribuidas sobre una superficie reducida de 1x1 metros para garantizar en recepción una distribución de potencia uniforme de las balizas, se plantea en este punto una nueva variante al sistema de emisión multiacceso DS-CDMA propuesto inicialmente, mejorando la reducción de las interferencias MAI frente a los métodos ya analizados.

Se propone realizar una fusión del sistema DS-CDMA planteado, junto con un sistema de acceso simultáneo basado en la división de tiempo o TDMA. Para ello, se asignarán *slots* de tiempo en los que emitirá una sola baliza al medio, codificando su emisión mediante una secuencia *Kasami* de L bits. En lugar de emitir todas las balizas en el mismo instante de tiempo dentro de cada periodo de emisión, se distribuye ahora el periodo de repetición para asignar a cada baliza un *slot* de tiempo, lo que equivale a retardar la emisión de cada baliza j dentro de un periodo, un número de muestras Q conocido (Figura 5.39) respecto al final de emisión de la baliza *j-1* o anterior.

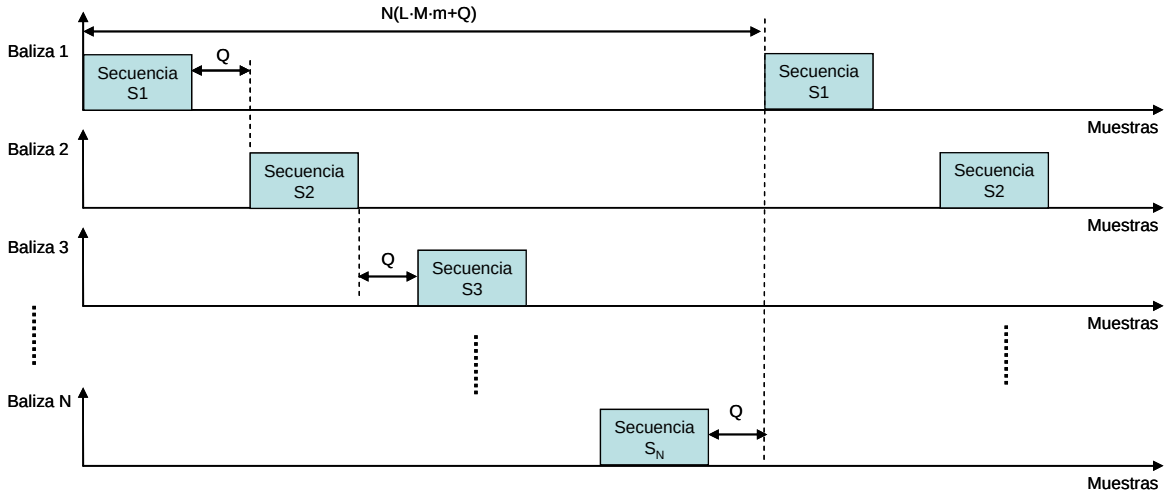


Figura 5.39. Formato de emisión de N balizas para el sistema multiacceso TCDMA propuesto.

El valor de Q depende de aquellas posiciones en la zona de cobertura por donde se mueva el robot que den lugar a que el TDOA estimado entre la baliza de referencia y el resto que forman el sistema de balizamiento, sea máximo. La ecuación (5.54) muestra el valor de Q.

$$Q > \frac{\left|\tau_{ij(máx)}\right|}{T_s} \tag{5.54}$$

Donde, T_s es el periodo de muestreo, y τ_{ij} es el máximo TDOA esperable en la zona de cobertura (con $i \neq j$, y siendo i la baliza de referencia). Esto hace que dependa esencialmente de la geometría del sistema de balizamiento. A esta variante del método multiacceso se denomina sistema de acceso múltiple por división de tiempo y código, y de forma abreviada TCDMA (**T**ime-**C**ode **D**ivision **M**ultiple **A**ccess). Aunque se haya hecho un acceso TDMA, es importante mantener CDMA para disminuir el ISI y poder reducir el valor de Q permitiendo que la señal de más de una baliza pueda llegar simultáneamente, por ejemplo debido al efecto multicamino.

El valor de Q y el número de balizas N, condiciona ahora el periodo de repetición T_{seq}:

$$T_{seq} = T_s \cdot N \cdot (L \cdot M \cdot m + Q) \tag{5.55}$$

Esto trae como consecuencia que se incremente el tiempo para recibir todas las secuencias, pero si se construye un sistema de balizamiento en el que las balizas estén relativamente próximas, este incremento será menos relevante al tener unas diferencias de tiempo de vuelo pequeñas entre la baliza de referencia y resto. La peor situación será cuando el móvil que se desplaza por el suelo se encuentre en el límite del área de cobertura, siendo el TDOA máximo aquel que se estime sobre la baliza más alejada.

$$\begin{aligned} TDOA_{máx} &= \frac{1}{c}\left(\sqrt{(x_{Bref}-x_r)^2+(y_{Bref}-y_r)^2+(z_{Bref}-z_r)^2}-\sqrt{(x_{Bj}-x_r)^2+(y_{Bj}-y_r)^2+(z_{Bj}-z_r)^2}\right) \\ Q &> \frac{|TDOA_{máx}|}{Ts} \end{aligned} \tag{5.56}$$

Donde $(x_{Bref}, y_{Bref}, z_{Bref})$ son las coordenadas de la baliza de referencia, (x_{Bj}, y_{Bj}, z_{Bj}) son las coordenadas de la baliza j más alejada, (x_r, y_r, z_r) son las coordenadas del robot, y c es la velocidad de propagación de los ultrasonidos. El número de muestras Q a insertar entre cada secuencia ha de ser superior al valor absoluto del $TDOA_{máx}$ dividido por el periodo de muestreo T_s. Con esto se garantiza que no existan solapamientos entre las distintas secuencias al ser recibidas en cualquier punto.

La siguiente expresión da como resultado las diferentes medidas de las diferencias de tiempos de vuelo entre la baliza 1 (considerada como referencia) y el resto, a partir de las estimaciones de los instantes de llegada de cada secuencia:

$$\tau_{1j}\Big|_{j\neq 1} = T_s \cdot \hat{D}_{1j} - T_s \cdot (j-1)\left[Q + L \cdot M \cdot m\right]) \tag{5.57}$$

Donde, $\hat{D}_{1j}$ representa la diferencia de tiempo de vuelo estimada en muestras, entre la baliza 1 (referencia) y el resto, Q el número de muestras insertadas entre cada secuencia, T_s el periodo de muestreo, y $L \cdot M \cdot m$ el número de muestras de la secuencia.

Para ver los resultados de este proceso se considera un sistema de balizamiento formado por cinco balizas como el mostrado en la Figura 5.40, y que constituye el sistema práctico implementado para realizar las pruebas de campo con resultados reales.

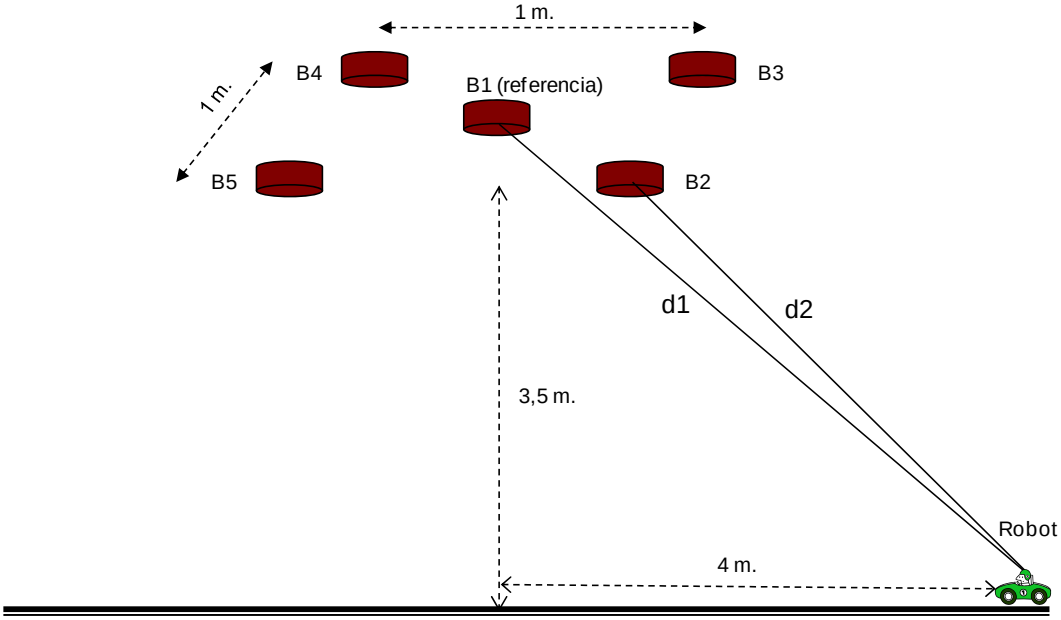


Figura 5.40. Ejemplo de sistema de balizamiento para el cálculo del número de muestras Q a insertar entre cada secuencia, en el sistema multiacceso TCDMA propuesto.

Las balizas se han situado de forma coplanar, sobre una estructura aproximada de 1x1 metros y a una distancia de 3,5 metros del suelo. La baliza 1 se consideró como referencia, y se situó en el centro del cuadrado. El receptor se situó a cuatro metros de la perpendicular a la baliza de referencia, donde la señal se recibe aún con niveles aceptables, siendo d_1 la distancia a dicha baliza, y d_2 la distancia a la baliza más alejada. A partir de estos valores, el número mínimo de muestras Q a insertar, es:

$$Q > \frac{|TDOA_{máx}|}{T_s} = \frac{|d_1 - d_2|}{c \cdot T_s} = 1396 \; muestras \tag{5.58}$$

considerando la velocidad de los ultrasonidos c=344 m/s, y una frecuencia de muestreo fs=500 kHz.

Se ha elegido para la simulación un valor Q=2000 muestras, codificando cinco balizas (N=5) a partir de secuencias *Kasami* de 255 bits (L=255), con 12 muestras por periodo (M=12) y un símbolo de un periodo (m=1). El periodo de repetición de las secuencias quedará determinado por:

$$T_{seq} = T_s \cdot N(L \cdot M \cdot m + Q) = 0.0506 \text{ seg.} \tag{5.59}$$

Para comparar los resultados del método multiacceso propuesto, en la Figura 5.41 se muestran los resultados de la salida del bloque de correladores, donde se estima la posición en la perpendicular a la baliza de referencia aplicando el método DS-CDMA clásico. Se observa el efecto de superposición, pues en el entorno de 100 muestras se encuentran todos los máximos de la función de correlación de la señal recibida con las secuencias transmitidas.

En la Figura 5.42 y Figura 5.43 se muestran los resultados de la salida del bloque de correladores, para el sistema TCDMA propuesto, donde se estima la posición en la perpendicular a la baliza de referencia, y en un punto alejado del sistema de balizamiento. En este último caso se aprecia claramente cómo la potencia recibida de las balizas es prácticamente similar, ya no sólo por lo alejado que se sitúa el receptor sino también porque las balizas se encuentran muy próximas, lo cual favorece ese efecto.

En la Figura 5.43 se observa la separación obtenida de los máximos de la función de correlación entre la señal recibida y las distintas secuencias, y cómo las interferencias MAI apenas afectan a la detección debido al método TCDMA propuesto.

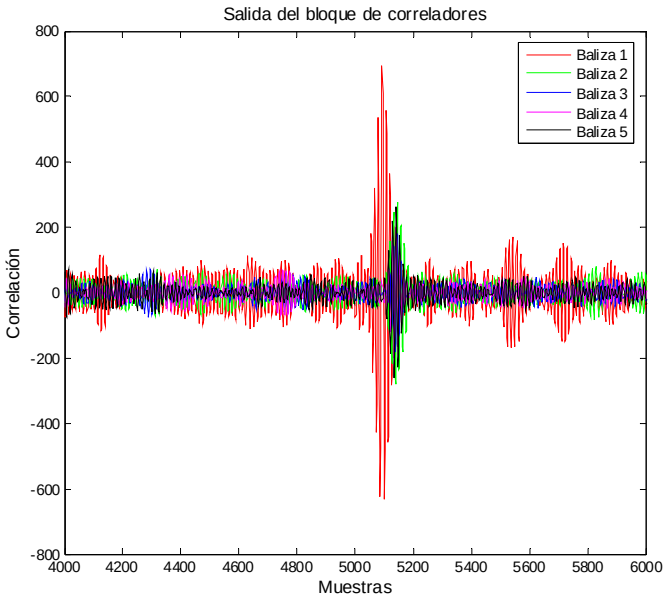


Figura 5.41. Salida del bloque de correladores para la estimación de la posición en el punto más próximo a la baliza 1 en el sistema DS-CDMA, donde claramente se observa el efecto de superposición.

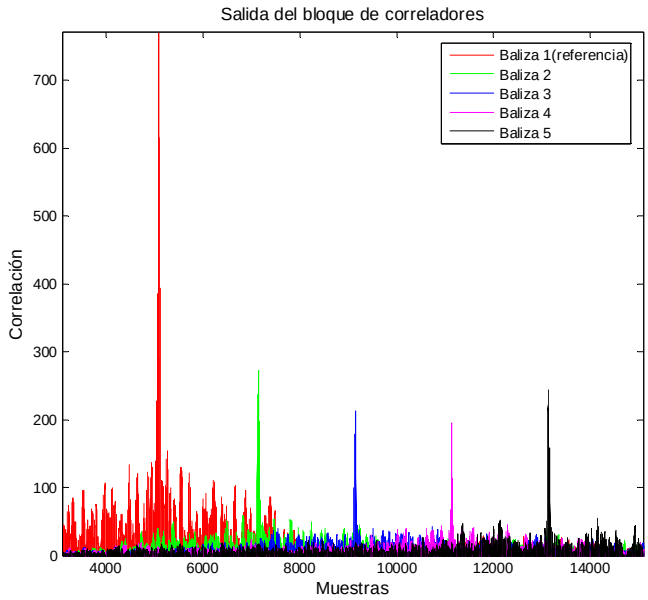


Figura 5.42. Salida del bloque de correladores en el sistema TCDMA propuesto para la estimación de la posición en el punto más próximo a la baliza 1, donde claramente se observa su máxima energía.

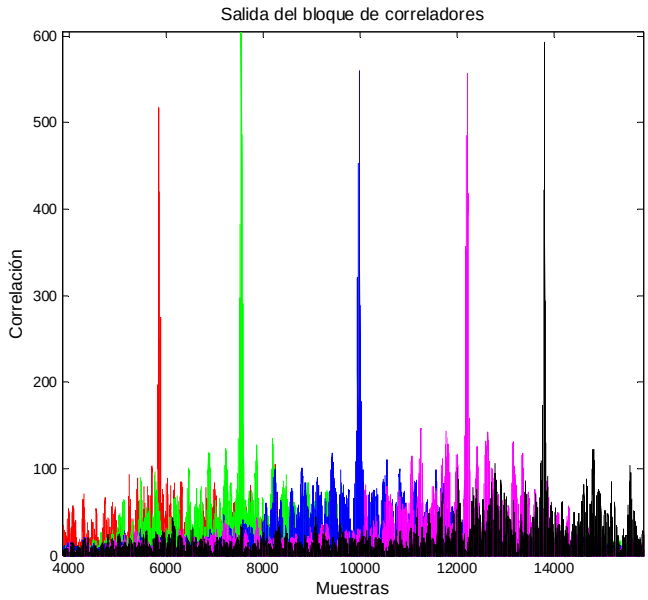


Figura 5.43. Salida del bloque de correladores en el sistema TCDMA propuesto para la estimación de la posición en un punto alejado del sistema de balizamiento. Se observa un equilibrio de la potencia debido a que las TDOAs son similares, y por la reducción del MAI al aplicar la técnica de división en el tiempo.

5.7. GCC-PHAT con factor de ponderación

Con objeto de mejorar el comportamiento de la GCC con filtro PHAT se propone introducir un factor de ajuste o ponderación en el filtro PHAT, de forma que el módulo del espectro cruzado de potencia entre la señal recibida y la secuencia a detectar se modifique en función del parámetro β (0≤β≤1). En [Ramamurthy et al., 2009] se aplica este factor de ponderación a la GCC-PHAT en la detección de señales acústicas empleando un array de micrófonos, con una mejora significativa en la detección con bajas relaciones de señal-ruido.

La expresión del filtro visto en (5.39) en función del parámetro β quedaría así:

$$\Psi_{\beta}(\omega) = \frac{1}{\left|\hat{\Phi}_{x_1 x_2}(\omega)\right|^{\beta}} \tag{5.60}$$

Con ello, y ante una baja relación señal-ruido, al hacer β<1 se consigue realzar las componentes espectrales en torno a la frecuencia de emisión con objeto de realzar los máximos de la función GCC, frente al comportamiento de la GCC sin compensación (β=1) que es incapaz de detectar las balizas. Este efecto puede verse en las Figura 5.44-Figura 5.46 considerando una emisión real de 5 balizas codificadas con secuencias *Kasami* de 255 bits y empleando TCDMA.

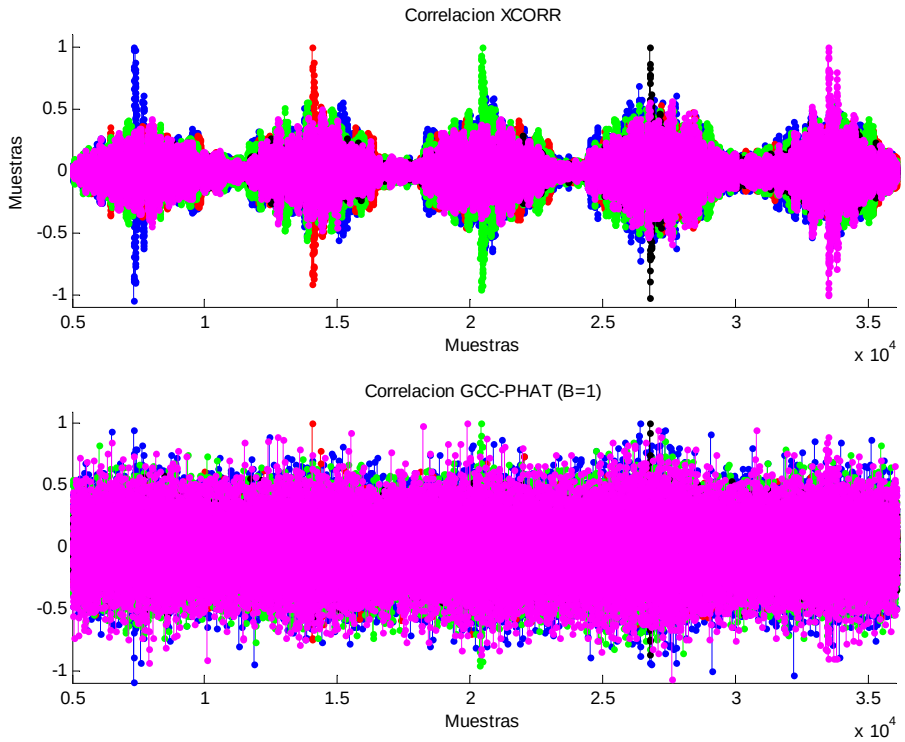


Figura 5.44. Detección de las balizas aplicando la correlación estándar (XCORR) y la GCC-PHAT con factor de ponderación β=1.

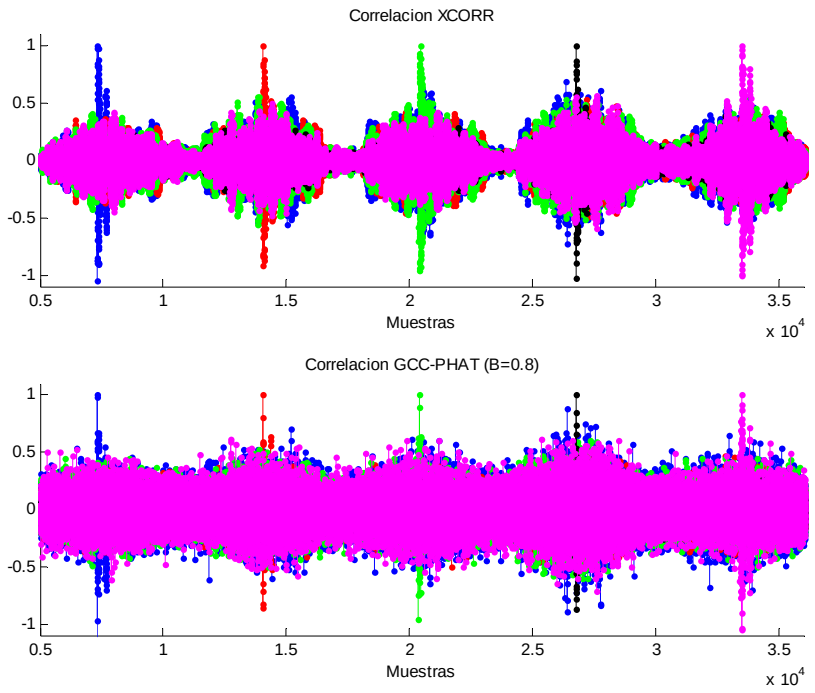


Figura 5.45. Detección de las balizas aplicando la correlación estándar (XCORR) y la GCC-PHAT con factor de ponderación β=0.8.

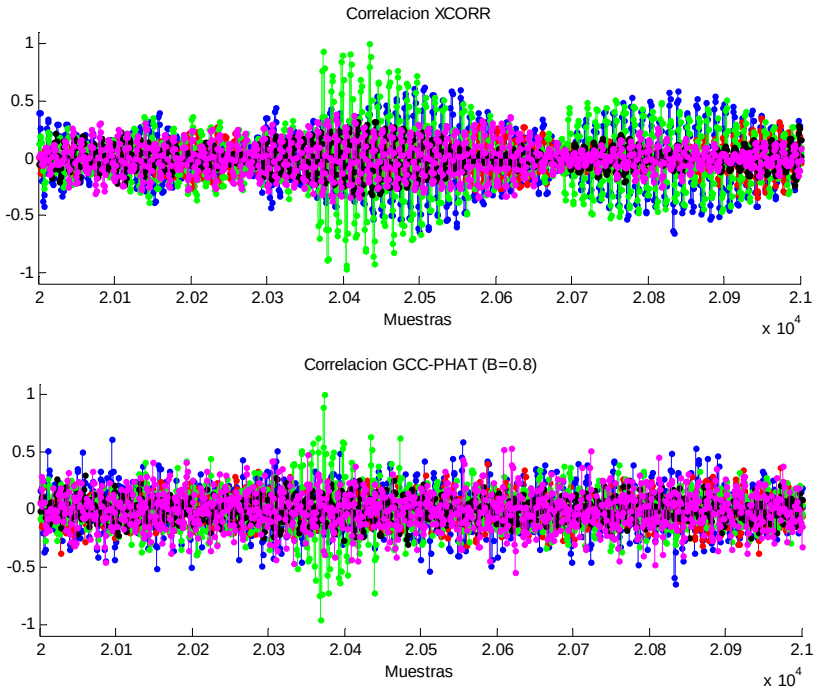


Figura 5.46. Detección de las balizas aplicando la correlación estándar (XCORR) y la GCC-PHAT con factor de ponderación β=0.8 (zoom de la Figura 5.45 sobre la baliza 3).

5.8. Efecto multitrayecto

El efecto multitrayecto o multicamino ha sido ampliamente estudiado en los sistemas de comunicación, y en el sistema de posicionamiento global por satélite o GPS. La señal recibida de las estaciones base o de los satélites puede llegar además de por el camino directo (LOS, del inglés *Line-Of-Sight*), por otros trayectos (NLOS, del inglés *Non-Line-Of-Sight*) debido a las reflexiones que sufre con objetos próximos al punto donde se ubica el receptor. Esto trae como consecuencia que en el receptor se obtengan réplicas de la señal con atenuaciones y retardos que pueden llegar a interferir o a modificar el instante de detección causando errores en la detección de la información o en la estimación de la posición, etc.

Este efecto se ve particularmente acusado en un sistema LPS ultrasónico cuando en el entorno donde se mueve el robot existen, por ejemplo, paredes o columnas que dan lugar a que aparezcan numerosas reflexiones. Este efecto es el mismo que aparece en acústica y que recibe el nombre de reverberación.

A partir del modelo del sistema de posicionamiento reflejado en la Figura 5.47, en el que se considera a las balizas como un conjunto de N emisores, siendo $h_j(t)$ la respuesta del canal o medio de transmisión para la baliza j, y $\eta(t)$ un ruido gaussiano de media nula y varianza σ^2. Se consideran L_j trayectos de la señal ultrasónica desde cada baliza j hasta el receptor; de ellos el primero (l=0) es el LOS y el resto ($l \neq 0$) los NLOS.

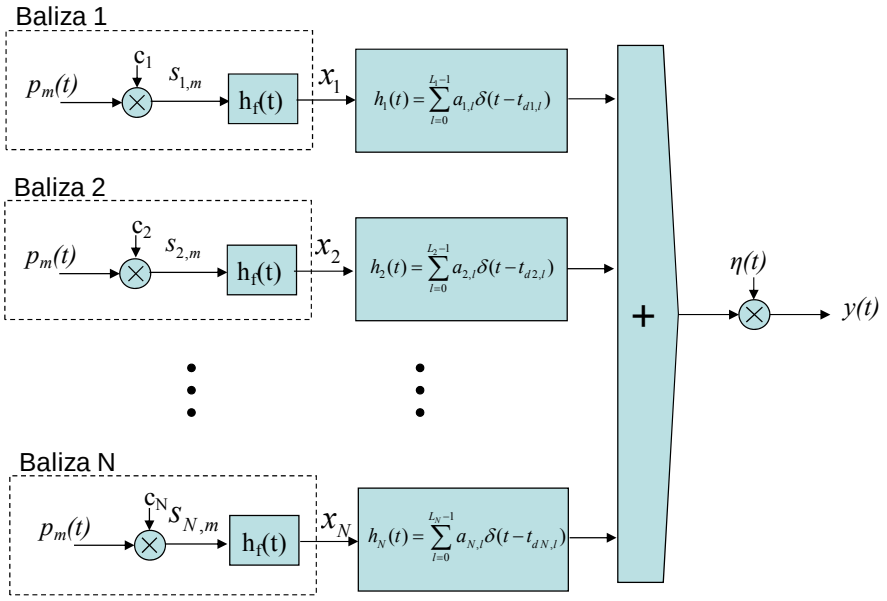


Figura 5.47. Modelo de transmisión del sistema de posicionamiento considerando el efecto multitrayecto.

La respuesta del canal $h_j(t)$ considerando el efecto multitrayecto para la baliza j a partir de L_j trayectos, viene dada por la siguiente expresión:

$$h_j(t) = \sum_{l=0}^{L_j-1} a_{j,l}\delta(t - t_{d\,j,l}) = a_{j,0}\delta(t - t_{d\,j,0}) + \sum_{l=1}^{L_j-1} a_{j,l}\delta(t - t_{d\,j,l}) \tag{5.61}$$

Donde $a_{j,0}\delta(t - t_{d\,j,0})$ es la respuesta del canal para el trayecto LOS con atenuación $a_{j,0}$, y retardo $t_{d\,j,0}$, y $\sum_{l=1}^{L_j-1} a_{j,l}\delta(t - t_{d\,j,l})$ es la repuesta debido al multitrayecto NLOS siendo $t_{d\,j,l}$ el retardo para el índice del trayecto l ($l \neq 0$) con un coeficiente de atenuación $a_{j,l}$. Su representación temporal se muestra en la Figura 5.48.

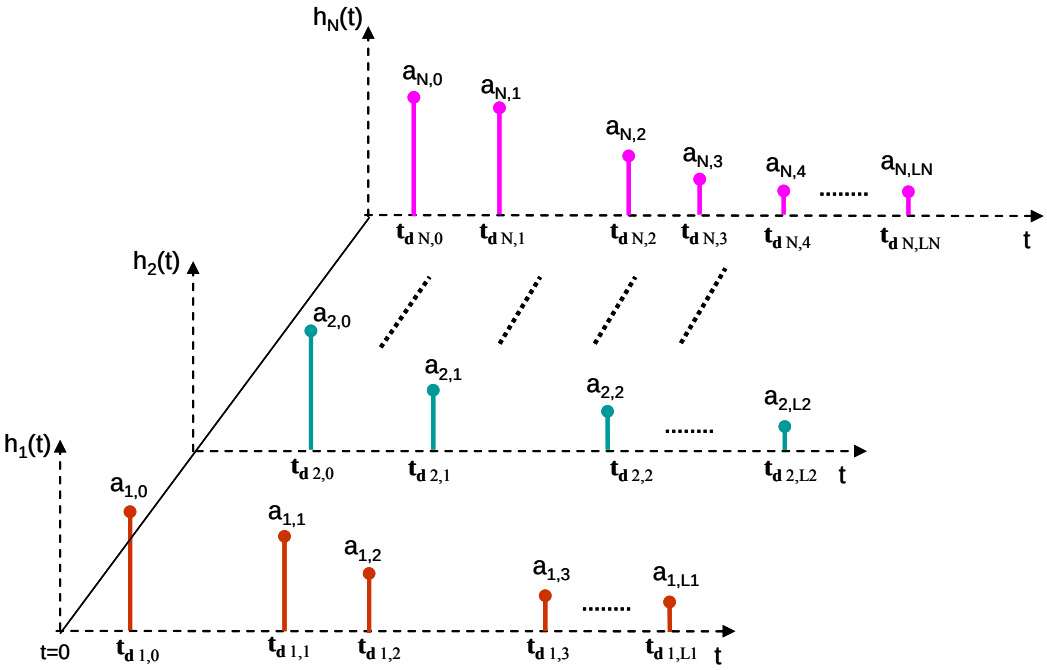


Figura 5.48. Ejemplo de respuesta del canal $h_j(t)$ que modela el efecto multitrayecto de L_j trayectos para cada baliza j

La señal recibida en el receptor *y(t)*, teniendo en cuenta la señal que llega de las *N* balizas, está dada por la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{j=1}^{N} x_j * h_j(t) = \sum_{j=1}^{N} x_j * \left(\sum_{l=0}^{L_j-1} a_{j,l}\delta(t - t_{d\,j,l}) \right) + \eta(t) \\ &= \sum_{j=1}^{N} \sum_{l=0}^{L_j-1} a_{j,l} \cdot x_j(t - t_{d\,j,l}) + \eta(t) \\ &= \sum_{j=1}^{N} a_{j,0} \cdot x_j(t - t_{d\,j,0}) + \sum_{j=1}^{N} \sum_{l=1}^{L_j-1} a_{j,l} \cdot x_j(t - t_{d\,j,l}) + \eta(t) \end{aligned} \tag{5.62}$$

Donde el primer término representa la señal recibida por los trayectos directos, y el

segundo término la señal recibida debido a los multitrayectos no directos. Y en términos de tiempo discreto, la señal recibida *y[n]* viene dada por:

$$y[n]=\sum_{j=1}^{N} a_{j,0}\cdot x_j[n-D_{j,0}]+\sum_{j=1}^{N}\sum_{l=1}^{L_j-1} a_{j,i}\cdot x_j[n-D_{j,l}]+\eta[n] \tag{5.63}$$

donde *N,* es el número de balizas, $D_{j,0}$ es el retardo de propagación (en muestras) de la señal x_j transmitida por la baliza *j* a través del trayecto LOS, con un factor de atenuación $a_{j,0}$ y $D_{j,l}$ es el retardo debido al multitrayecto L_j para el índice del trayecto *l* (NLOS) con un coeficiente de atenuación $a_{j,l}$.

Considerando el proceso de detección de la baliza *j*, será necesario realizar la correlación entre la señal recibida *y[n]* y la secuencia a detectar $s_j[n]$. La función de correlación está definida por:

$$\begin{aligned}
&\varphi_{s_j}[n]=\sum_{k=-\infty}^{\infty} y[n]s_j[n+k]=\\
&=\sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k]\cdot\left\{\sum_{j=1}^{N} a_{j,0}\cdot x_j[n-D_{j,0}]+\sum_{j=1}^{N}\sum_{l=1}^{L_i-1} a_{j,l}\cdot x_i[n-D_{j,l}]+\eta[n]\right\}\\
&=\sum_{k=-\infty}^{\infty} s_j[n+k]\cdot\left\{a_{j,0}\cdot x_j[n-D_{j,0}]+\sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N} a_{i,0}\cdot x_i[n-D_{i,0}]+\right.\\
&\left.+\sum_{l=1}^{L_j-1} a_{j,l}\cdot x_j[n-D_{j,l}]+\sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N}\sum_{l=1}^{L_i-1} a_{i,l}\cdot x_i[n-D_{i,l}]+\eta[n]\right\}
\end{aligned} \tag{5.64}$$

Y desarrollando términos resulta:

$$\begin{aligned}
&\varphi_{s_j}[n]=a_{j,0}R_{s_j,x_j}[n-D_{j,0}]+\sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N} a_{i,0}\cdot R_{s_j,x_i}[n-D_{i,0}]+\\
&+\sum_{l=1}^{L_j-1} a_{j,l}\cdot R_{s_j,x_j}[n-D_{j,l}]+\sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{N}\sum_{l=1}^{L_i-1} a_{i,l}\cdot R_{s_j,x_i}[n-D_{i,l}]+R_{s_j,\eta}[n]
\end{aligned} \tag{5.65}$$

Donde $a_{j,0}R_{s_j,x_j}[n-D_{j,0}]$ representa la función de correlación de la secuencia *j* que se desea detectar con la señal recibida, para el trayecto directo, y $\sum_{l=1}^{L_j-1} a_{j,l}\cdot R_{s_j,x_j}[n-D_{j,l}]$ para el trayecto *l* no directo, con factores de atenuación $a_{j,0}$ y $a_{j,l}$ respectivamente. El

término $\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{N} a_{i,0} \cdot R_{s_j,x_i}[n-D_{i,0}]$ representa la correlación cruzada con el resto de balizas para el trayecto LOS, y $\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq j}}^{N} \sum_{l=1}^{L_i-1} a_{i,l} \cdot R_{s_j,x_i}[n-D_{i,l}]$ para el trayecto NLOS. La correlación cruzada entre la señal a detectar y el ruido está representada por $R_{s_j,\eta}[n]$. Los últimos cuatro términos de la expresión (5.65) constituyen una fuente de interferencia que degrada el proceso de detección.

Para ver cómo el efecto multitrayecto degrada la señal y trae como consecuencia una mayor dificultad en la detección, se va considerar el mismo sistema de balizamiento formado por 5 balizas ya analizado, en el que se consideran dos multitrayectos para cada baliza modelados cada uno de ellos por un sistema cuya respuesta al impulso es la mostrada en la Figura 5.49.

Se aplicará un proceso de detección basado en la correlación cruzada con cada secuencia aplicando el algoritmo propuesto de detección de picos, y el método de correlación cruzada generalizada que va a demostrar una mejor detección de las secuencias. Para el caso de correlación cruzada (Figura 5.50), se aprecia cierta dificultad en la detección como consecuencia del efecto de solapamiento que surge al ser similares las diferencias de retardo de las señales entre el trayecto directo y no directo.

Al aplicar el método de detección basado en la correlación cruzada generalizada (GCC) aplicando el filtro de la transformada de fase (PHAT) se observa una mejora considerable en los picos detectados (Figura 5.51). Por último, se aplica el proceso de detección empleando el sistema multiacceso TCDMA que permitirá ver claramente el efecto multitrayecto al estar desplazados los instantes de llegada de las señales de las distintas balizas (Figura 5.52). Se ha aplicado en la detección el método de la GCC con filtro PHAT.

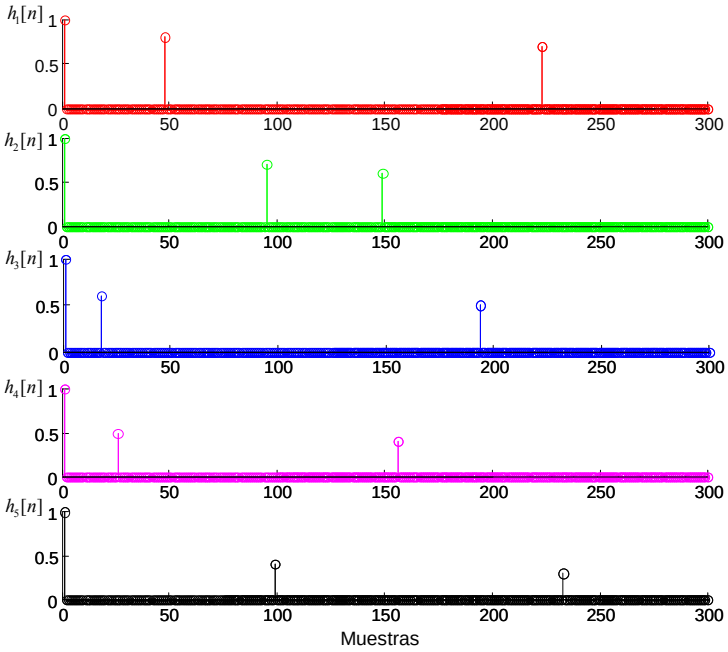


Figura 5.49. Ejemplo de respuesta del canal $h_{ij}[n]$ que modela el efecto multitrayecto para un sistema formado por 5 baliza, en el que se han considerado 2 trayectos para cada baliza con retardos aleatorios en muestras.

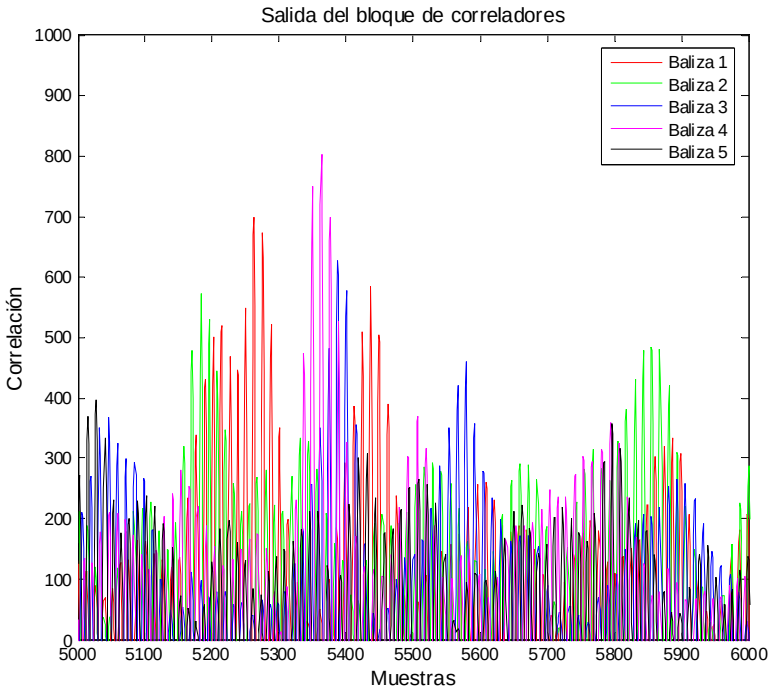


Figura 5.50. Detección de las balizas mediante la correlación estándar entre la señal recibida $y[n]$ y las secuencias S_j, sobre la emisión simultánea de 5 balizas codificadas con secuencias *Kasami* de 255 bits (m=1), considerando el efecto multitrayecto cuya respuesta del canal está representada en la Figura 5.49.

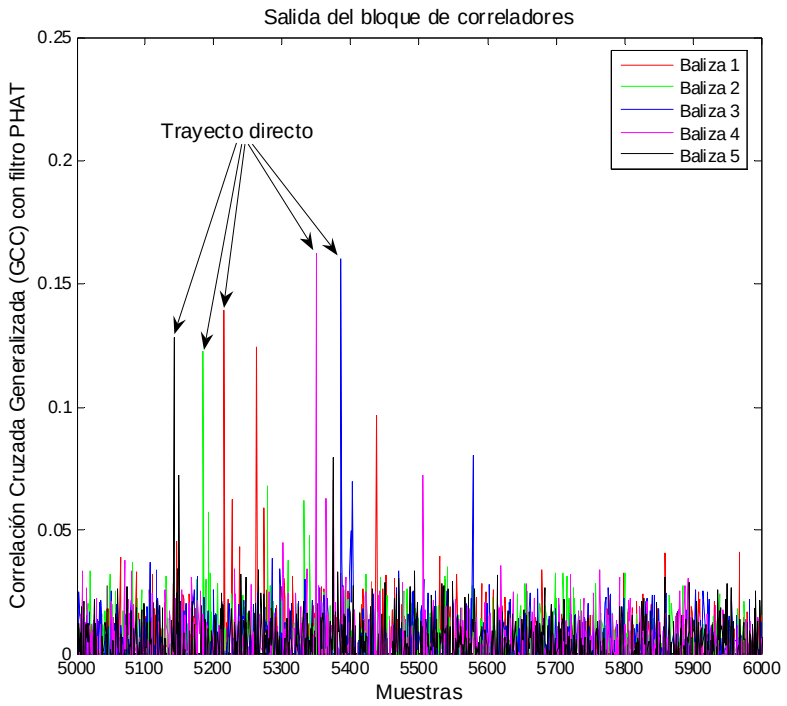


Figura 5.51. Detección de las balizas aplicando la GCC (filtro PHAT) considerando el efecto multitrayecto cuya respuesta del canal está representada en la Figura 5.49, para una emisión simultánea de 5 balizas

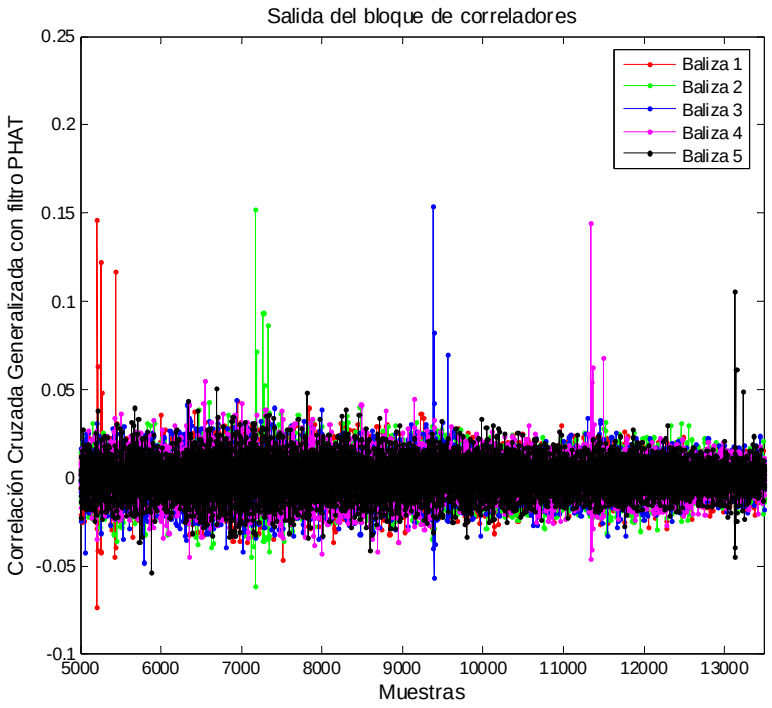


Figura 5.52. Detección de las balizas aplicando la GCC (filtro PHAT) considerando el efecto multitrayecto cuya respuesta del canal está representada en la Figura 5.49, para una emisión mediante el sistema TCDMA.

5.9. Conclusiones

En principio, se ha propuesto un modelo de sistema LPS basado en la emisión simultánea de las balizas empleando la técnica multiacceso DS-CDMA, que se caracteriza por la ausencia de sincronismo en la emisión, y que permite obtener las medidas de distancia necesarias para obtener un posicionamiento absoluto, a partir de las diferencias de tiempo de vuelo obtenidas entre una baliza considerada como referencia y el resto de ellas. Como consecuencia de ello, el sistema LPS tiene un carácter de sistema descentralizado, pudiendo posicionarse de forma simultánea todos los móviles u objetos que estén en su radio de cobertura, sin que estos precisen de algún tipo de sincronismo con el sistema.

Se ha llevado a cabo un estudio exhaustivo desde el punto de vista del proceso de señal, teniendo en cuenta la caracterización de la respuesta del transductor utilizado en las balizas, el sistema de codificación para identificar de forma unívoca a las balizas a partir secuencias *Kasami*, el método de modulación para incorporar estos códigos a la señal ultrasónica, así como la técnica de detección, en el domino del tiempo, basada en la correlación.

Se han analizado los dos tipos de interferencias MAI e ISI, que dan lugar como consecuencia del empleo de la técnica multiacceso DS-CDMA, y se han desarrollado los algoritmos clásicos SIC y PIC más óptimos con objeto de demostrar como pueden ayudar a mitigar dichos efectos, con objeto de mejorar el proceso de detección.

Adicionalmente, se ha propuesto una nueva técnica de emisión multiacceso, que denominamos TCDMA, como alternativa a los algoritmos SIC y PIC, para mitigar las interferencias MAI e ISI, basada en el sistema DS-CDMA con multiplexación en el tiempo.

Se ha estudiado la utilización de la correlación cruzada generalizada con filtro PHAT evaluando su comportamiento, con objeto de demostrar como mejora el proceso de detección de las secuencias emitidas por las balizas, frente a la correlación estándar. El uso de un factor de ponderación β en el filtro PHAT, o la variante del filtro SCOT, permite detectar las secuencias en situaciones con baja relación señal-ruido.

Se ha aplicado un algoritmo de búsqueda de máximos de la función de correlación que garantiza una detección correcta de las secuencias en su emisión periódica evitando falsas detecciones en recepción ante unas condiciones de baja relación señal-ruido.

Se ha hecho un estudio del comportamiento del sistema ante el efecto multicamino ocasionado cuando existen reflexiones de las señales emitidas por las balizas en el entorno del receptor que hacen que la misma secuencia se detecte varias veces en instantes de tiempo próximos. Se ha comprobado cómo el uso de la GCC con filtro PHAT mejora el comportamiento del sistema ante este efecto, y aún más si se combina con el multiacceso TCDMA.

6

Resultados Simulados y Experimentales

En este capítulo se describen los resultados de posicionamiento obtenidos a partir de las propuestas reflejadas en el capítulo 5, donde el empleo de la técnica TCDMA garantiza una emisión codificada y cuasi-simultánea de las balizas, minimizando las interferencias, y donde el uso de la GCC, con distintos tipos de filtro como método de detección de los tiempos de vuelo de las emisiones, mejora dicho proceso. Con objeto de comprobar su eficacia, se comparan en este capítulo dichos resultados con el empleo habitual de la correlación estándar. Para obtener unos resultados experimentales, se ha propuesto el diseño real de un LPS completo, sobre el que se realizará un estudio previo simulado de su comportamiento.

6.1. Introducción

En el capítulo 4 se propuso el diseño de una baliza de amplia cobertura basada en un transductor cilíndrico PVDF con un reflector cónico. La construcción de un sistema de balizamiento formado por 5 balizas basadas en el reflector cónico propuesto (véase la Figura 6.1), ha permitido desarrollar varios trabajos de investigación relacionados con LPS en interiores. Cabe destacar, dentro de los proyectos RESELAI y LEMUR, los trabajos relacionados con técnicas de codificación de señal y correlación eficiente [Pérez, et al. 2009b], de proceso de señal [Hernández et al., 2010], algoritmos de posicionamiento [Ruiz et al., 2009] y métodos de calibración de un LPS ultrasónico [Ruiz et al., 2010], [Ureña et al., 2011]. En todos estos trabajos se ha utilizado la correlación estándar, como método de detección del instante de llegada de las secuencias emitidas por las balizas, empleando la técnica CDMA para hacer una emisión simultánea de todas las balizas. Todo ello, utilizando un sincronismo externo para el caso de un posicionamiento esférico,

o sin sincronismo en el caso de utilizar un posicionamiento hiperbólico.

Para el caso de la correlación estándar, el sistema propuesto ha sido ampliamente probado con resultados positivos. Desde el punto de vista de la utilización de la GCC frente a la correlación estándar, los resultados experimentales no han sido tan favorables, debido al efecto en los cambios de fase de la señal provocados por el reflector cónico, que además dependen de la posición a estimar. Estos efectos, y la aparición de otras alternativas tecnológicas han hecho que se haya elegido otro transductor para las balizas, primando en sus características su repuesta en fase y frecuencia, y buscando la mayor cobertura posible en función de su patrón de emisión.

Figura 6.1. Aspecto del sistema LPS ultrasónico con el sistema de balizamiento de amplia cobertura.

Con objeto de obtener resultados experimentales con la GCC se ha diseñado e implementado un nuevo LPS, considerando no sólo el sistema sensorial formado por las balizas utilizando un nuevo transductor ultrasónico, sino además el diseño del sistema electrónico que permitirá excitar a los transductores con señales reales, así como del circuito receptor necesario para captar la señal emitida por las balizas. Esto permitirá comparar los resultados obtenidos de un proceso de simulación con los resultados reales tomados de forma experimental sobre un entorno concreto.

El capítulo se estructura como se indica a continuación. En primer lugar se describe la arquitectura del nuevo sistema LPS real basado en una estructura formada por 5 balizas. Seguidamente se justifica la elección del nuevo transductor en base a sus características y se analizan diversos parámetros que se han tenido en cuenta en el modelo del LPS

propuesto para llevar a cabo las simulaciones en *Matlab*. A continuación se presentan algunos resultados obtenidos de un proceso de simulación, cuyo objetivo fundamental es analizar el comportamiento de las técnicas de codificación y detección de las señales ultrasónicas y su inmunidad frente al ruido y a otros parámetros característicos. Se analizan los errores de posicionamiento y se comparan los resultados al emplear la GCC-PHAT(β) frente a la correlación estándar, analizando la influencia del factor de ponderación β y proponiendo un ajuste dinámico de su valor en función de la SNR. Seguidamente se hace una descripción de los sistemas electrónicos que forman el sistema real de posicionamiento propuesto, y se muestran los resultados experimentales obtenidos a partir de señales reales tomadas en posiciones fijas del entorno, y en movimiento a partir de la captura realizada por un robot al realizar un recorrido circular. Por último se establecerán algunas conclusiones a partir de los resultados obtenidos.

6.2. Estructura global del sistema LPS

El sistema de posicionamiento está formado, por un lado, por el sistema de balizamiento formado por 5 balizas ubicadas en el techo, y por el circuito receptor que irá a bordo de cada uno de los RMs que se desean posicionar. La estructura genérica de un sistema LPS podría representarse tal como indica la Figura 6.2. Como característica importante ya comentada, el sistema de balizamiento es totalmente asíncrono con los RMs. Solo es necesario que las balizas estén sincronizadas entre sí con objeto de generar emisiones periódicas de las distintas secuencias pseudoaleatorias que modulan la señal ultrasónica y que identifican a cada baliza. La estimación de la posición se obtendrá mediante trilateración hiperbólica utilizando el algoritmo de Gauss-Newton (véase el Anexo B) a partir de las diferencias de tiempo de vuelo o TDOAs entre una baliza de referencia y el resto.

Las balizas están ubicadas, cuatro de ellas en las esquinas de un cuadrado de 70cm de lado, y la quinta en su posición central. Esta estructura de reducido tamaño viene impuesta por la capacidad de maximizar la zona de cobertura común entre balizas, mejorando el efecto cerca-lejos, pero a costa de reducir el GDOP al estar situadas las balizas tan próximas. Se trata de una relación de compromiso entre grado de cobertura, exactitud en el posicionamiento, minimización del efecto cerca-lejos, utilización de códigos ortogonales con IFW, emisiones sin restricciones geométricas, etc.

Con objeto de facilitar su montaje se han utilizado cuatro brazos dispuestos en cruz sobre una placa rectangular de fibra de vidrio (20x20cm) que a su vez alberga el circuito electrónico generador de las señales que han de excitar a los transductores. En la Figura 6.3 se observa el resultado de este proceso de montaje y su colocación sobre el techo.

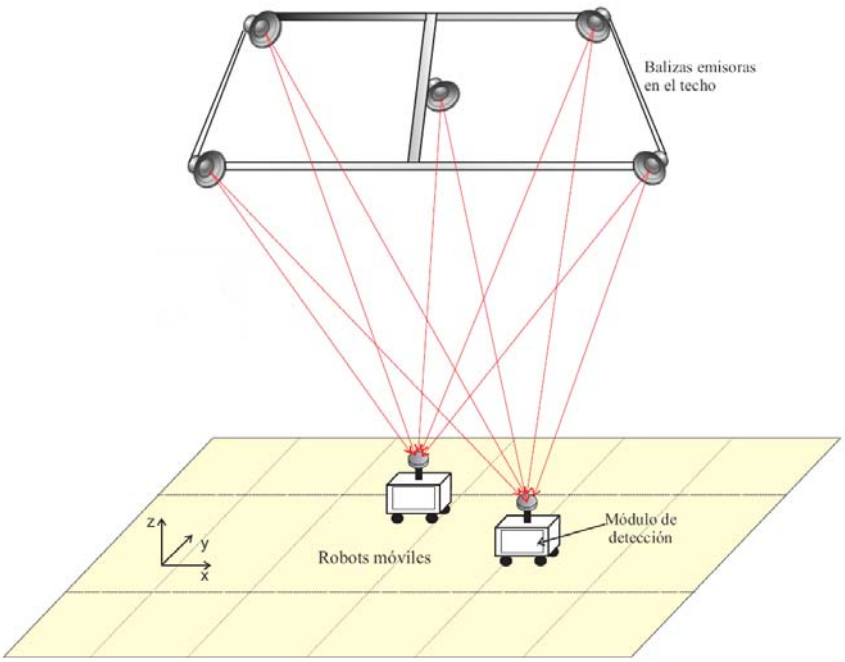


Figura 6.2. Esquema general del sistema de posicionamiento.

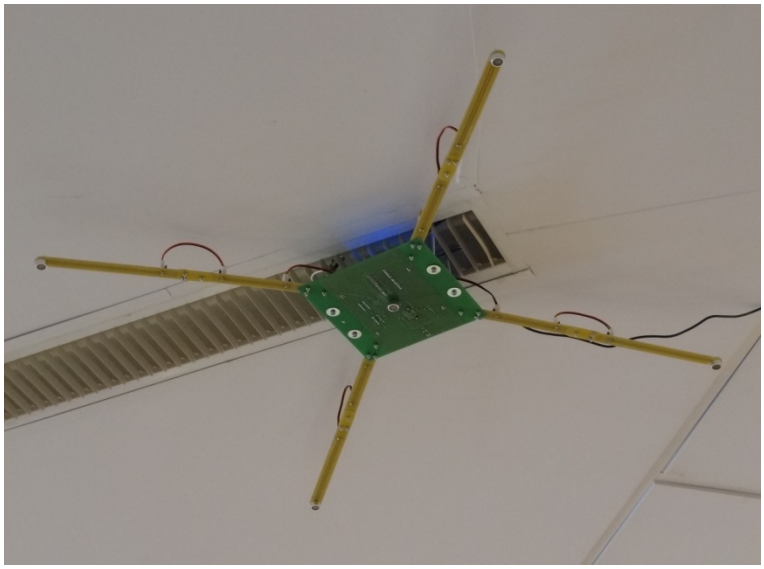


Figura 6.3. Aspecto real del sistema de balizamiento implementado.

6.3. Elección del transductor para las balizas

Los transductores usados en las balizas son de la firma *Prowave*, en concreto el modelo 328ST160 [Prowave, 2005] que se muestra en la Figura 6.4. La caracterización de la impedancia en frecuencia y fase realizada mediante una prueba experimental en el rango de 25 a 50 kHz se muestra en la Figura 6.5. La elección se justifica por el hecho de que es un transductor con las frecuencias de resonancia a 32.8 kHz y 47kHz, y se utiliza con

una portadora en torno a los 40 kHz, donde se observa su respuesta en frecuencia constante y una respuesta lineal con la fase para un ancho de banda de aproximadamente 10 kHz. Este comportamiento lo hace idóneo para trabajar con señales ultrasónicas moduladas mediante técnicas de espectro ensanchado, aunque la eficiencia fuera de la resonancia sea menor. Además, y como característica más relevante, su respuesta de fase lineal no afecta apenas al comportamiento de la GCC-PHAT en el proceso de detección, cuyo filtro es sensible a los cambios de fase de la señal, lo cual haría que su comportamiento no fuese tan eficaz como se ha demostrado en el capítulo 5.

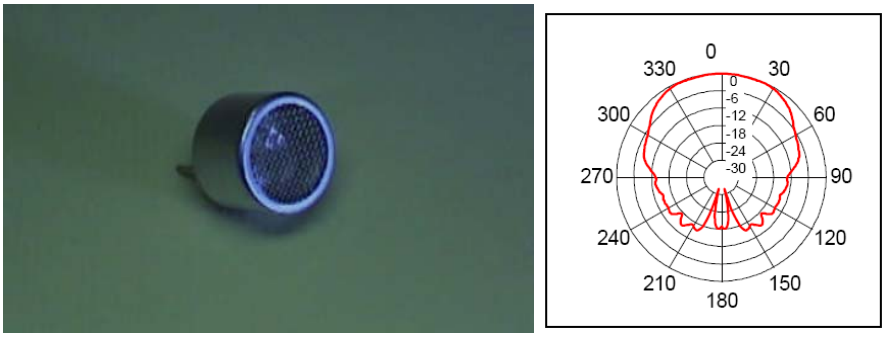


Figura 6.4. Aspecto del transductor 328ST160 de *Prowave* y su patrón de radiación.

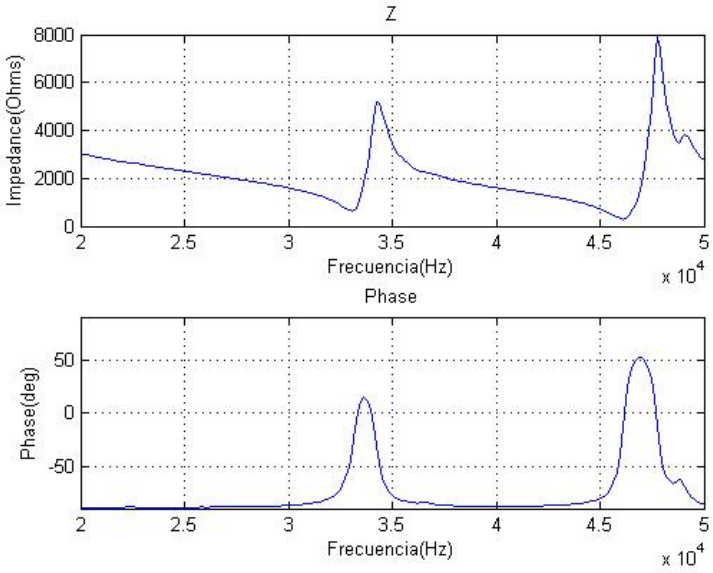


Figura 6.5. Caracterización de la impedancia en frecuencia y fase realizada mediante una prueba experimental en el rango de 25 a 50 kHz.

En la Figura 6.6 se muestra la caracterización del nivel de presión acústica en frecuencia y fase realizada mediante una prueba experimental en el rango de 25 a 50 kHz, en la que se observa su gran ancho de banda en torno a la frecuencia de 40 kHz, a pesar de existir una pérdida de ganancia de unos 6dB, en relación a la que tiene a la frecuencia de resonancia.

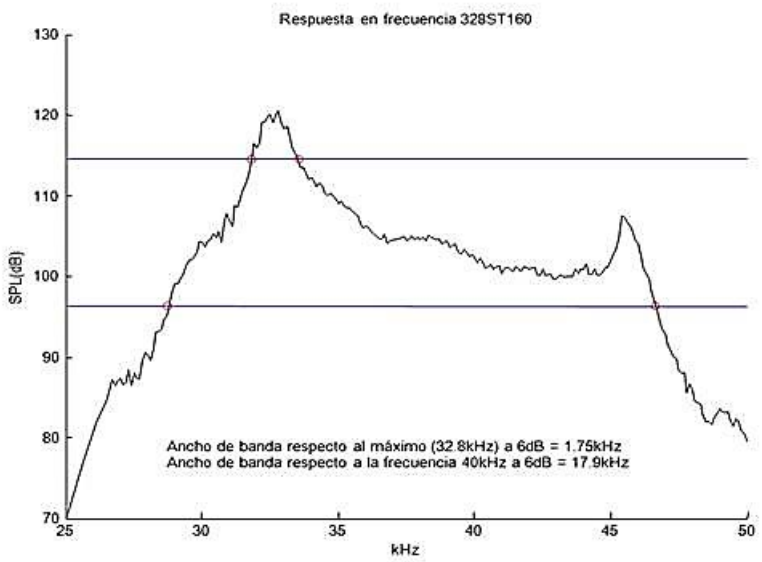


Figura 6.6. Caracterización del transductor 328ST160, en frecuencia y fase, del nivel de potencia acústica realizada de forma experimental en el rango de frecuencia de 25 a 50 kHz.

6.4. Parámetros para la simulación del LPS propuesto

En este apartado se analizan aquellos parámetros que se han tenido en cuenta en el modelo del LPS propuesto para realizar las simulaciones sobre el entorno *Matlab*, que permitan verificar su comportamiento, analizando el error en la medida de las diferencias de tiempo de vuelo y el error de la posición estimada en varios puntos de test del área de cobertura. Para ello se propone analizar dichos errores, en función de diversos parámetros de interés ya comentados en capítulos anteriores.

Se han desarrollado modelos simulados de cada uno de los elementos que afectan al comportamiento del LPS, a saber: secuencias de codificación, en este caso *Kasami* de 255 y 1023 bits; modulador BPSK; modelo de los transductores que forman las balizas considerando la respuesta en frecuencia y fase, patrón de radiación, divergencia geométrica y pérdidas de absorción; influencia de la relación señal-ruido; y el efecto de variación de la temperatura sobre la velocidad de propagación de la señal ultrasónica. Adicionalmente se ha tenido en cuenta el efecto multicamino, así como el error en la medida de los tiempos de vuelo, ocasionado por la variabilidad del instante de emisión de la señal ultrasónica respecto a la señal de excitación, como consecuencia de las características mecánicas del transductor.

6.4.1. Errores en la sincronización de las emisiones

Debido a que la generación de la señal de cada baliza y el instante de emisión se hace de forma digital a partir de un hardware basado en un microcontrolador, mediante el uso

de un temporizador interno y un DAC para conformar la señal, existen latencias de tiempo y retardos ocasionados por la respuesta en la conmutación del multiplexor analógico que afectan a la propagación de la señal antes de excitar al amplificador que ataca a los transductores. Esto ocasiona una demora en los instantes reales de emisión, pero dado su carácter determinístico, y que el resultado de las medidas está basado en las diferencias de tiempo de vuelo en las emisiones, hacen que la parte común de estos efectos se cancele.

6.4.2. Instante de emisión de la señal acústica respecto al de excitación

Como ya se ha comentado y debido fundamentalmente a las características mecánicas y de diseño del transductor, existen variaciones entre el instante de emisión de la señal ultrasónica respecto al instante de excitación de la señal eléctrica. Esta variabilidad podría despreciarse, pero se ha considerado su efecto añadiendo a la medida de los tiempos de vuelo una variable aleatoria de media cero, con una desviación típica de 2µs.

6.4.3. Respuesta del transductor

Se ha considerado la repuesta en frecuencia y fase del transductor 328ST160 obtenida a partir del modelo equivalente proporcionado por el fabricante, y que está basado en un circuito eléctrico formado por dos redes RLC y una capacidad en paralelo que dan las dos frecuencias de resonancia características de este transductor.

Como ya se ha comentado, su respuesta en fase es prácticamente constante entre 35 y 45 kHz, por tanto, se dispone de un ancho de banda de 10 Khz. Este comportamiento hace que el filtro de fase aplicado en la GCC para detectar el instante de llegada de las secuencias, no cause errores en la detección debido a los cambios de fase que pudiese sufrir la señal.

Con objeto de evitar los efectos de conversión a un modelo discreto del filtro analógico, se ha utilizado la herramienta *Simulink* para obtener directamente la señal de salida, suma de las tensiones en las dos resistencias, al aplicar a la entrada las distintas secuencias *Kasami* moduladas en BPSK, y utilizando un periodo de muestreo idéntico al que se empleará en el circuito receptor (T_s=2µs).

En la Figura 6.7 y Figura 6.8 se muestra el modelo eléctrico equivalente proporcionado por el fabricante y cómo se ha utilizado a través de *Simulink* (mediante la *toolbox SimPowerSystem*).

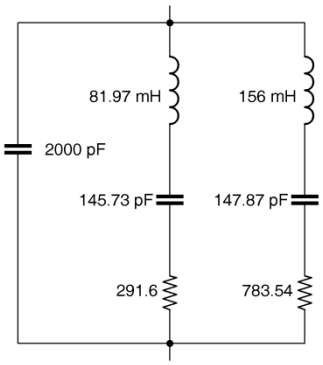


Figura 6.7. Modelo eléctrico equivalente del transductor 328ST160

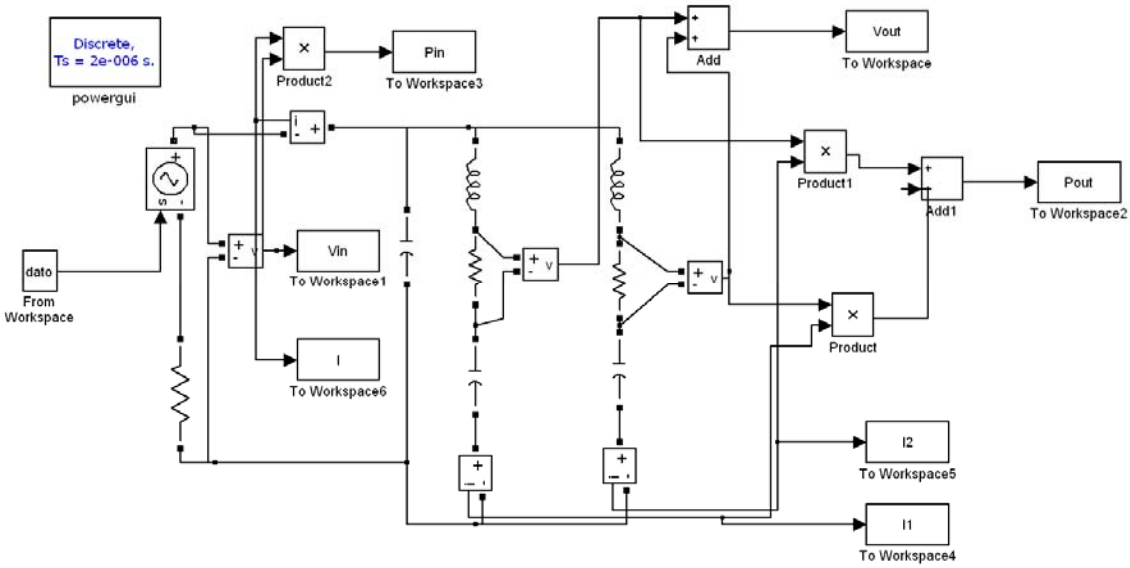


Figura 6.8. Modelo en *Simulink* del circuito eléctrico equivalente del transductor de ultrasonidos 328ST160.

Para comprobar la validez del modelo se han excitado el transductor y la entrada del modelo con una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada en BPSK mediante un símbolo de modulación formado por 12 muestras de una portadora senoidal de 41,667 kHz (F_s=500 kHz). La validez del modelo del filtro queda de manifiesto al aplicar la correlación cruzada con filtro PHAT entre la señal de salida obtenida del modelo $x_s[n]$, con la señal real capturada del transductor $y[n]$ de manera experimental utilizando una frecuencia de muestreo de 500 kHz (T_s=2µs), sobre una longitud de K bits de dichas secuencias, según se indica en la expresión (6.1).

$$R_{y,x_s}[n] = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{1}{\left|Y[k]X_s^*[k]\right|}Y[k]X_s^*[k]e^{j2\pi kn/K} \tag{6.1}$$

En la Figura 6.9 se muestra el resultado de las 1000 primeras muestras de la GCC-PHAT normalizada, entre la secuencia real emitida por el transductor y la secuencia obtenida a partir del modelo en *Simulink*.

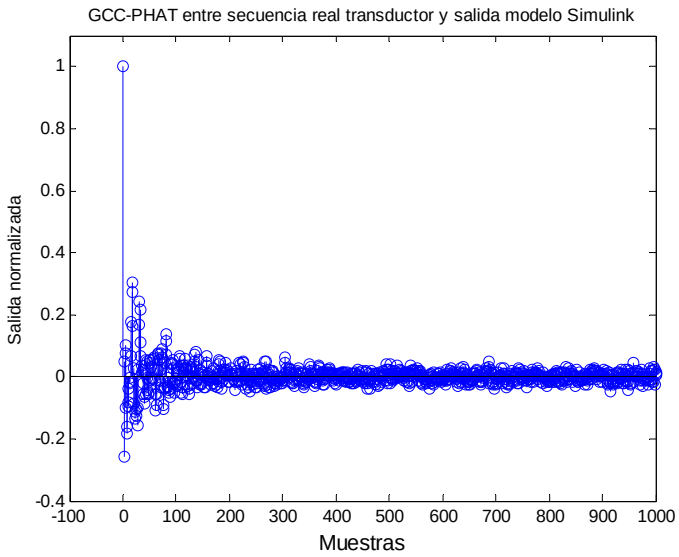


Figura 6.9. Resultado de la GCC-PHAT entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada y capturada del transductor y la secuencia obtenida del modelo de *Simulink*.

Al aplicar la correlación estándar, el resultado empeora de manera considerable tal como muestra la Figura 6.10.

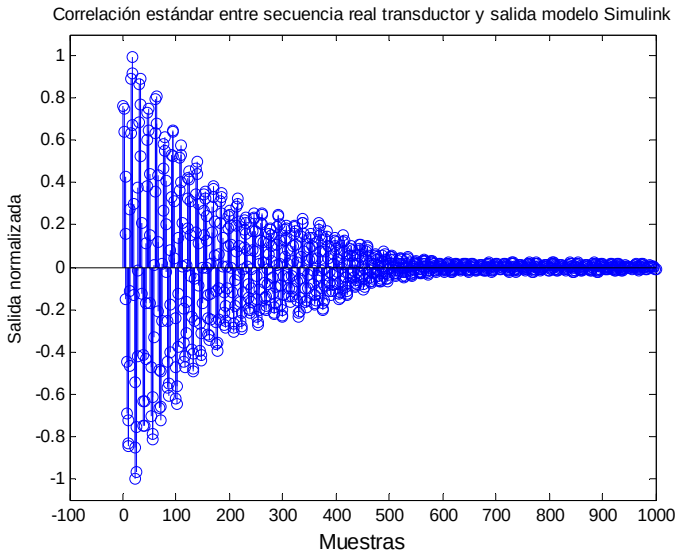


Figura 6.10. Resultado de la correlación estándar (XCORR) entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada y capturada del transductor y la secuencia obtenida del modelo de *Simulink*.

El resultado de la correlación estándar entre la secuencia real y la secuencia ideal modulada se muestra en la Figura 6.11. La correlación estándar entre la secuencia obtenida del modelo de S*imulink* y la secuencia modulada ideal, se muestra en la Figura 6.12. Los resultados obtenidos constatan la validez del modelo utilizado.

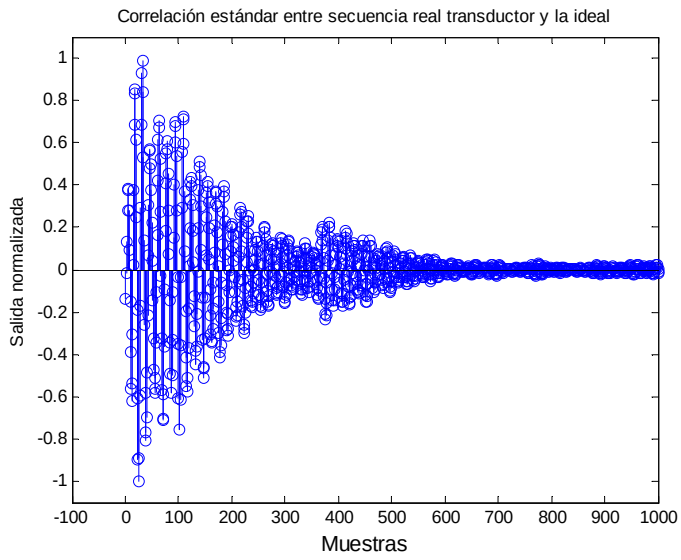


Figura 6.11. Resultado de la correlación estándar (XCORR) entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada y capturada del transductor, y la correspondiente secuencia ideal.

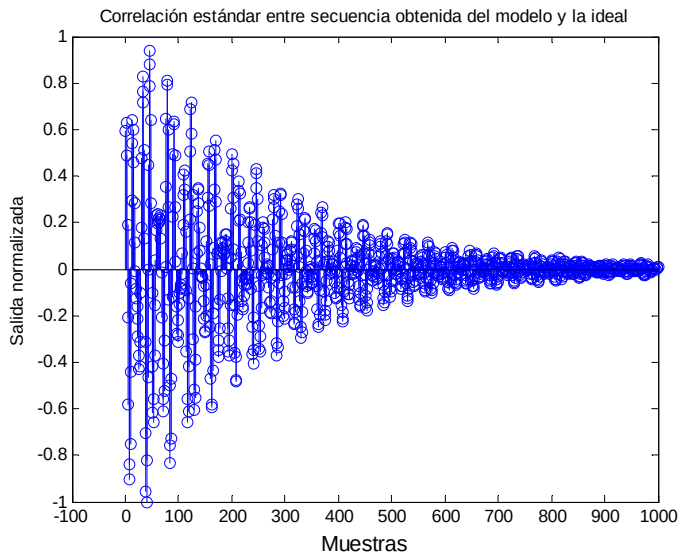


Figura 6.12. Resultado de la correlación estándar (XCORR) entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada y obtenida del modelo de *Simulink*, y la correspondiente secuencia ideal

6.4.4. Efecto de la temperatura

La velocidad de propagación del sonido en el aire depende de la temperatura ambiente según la expresión (6.2):

$$c = c_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{T}{273.15}} \tag{6.2}$$

donde, c_0 = 331,6 m/s es la velocidad de propagación de las ondas a cero grados centígrados, y T la temperatura del aire también en grados centígrados. Considerando que el LPS está instalado en un entorno cerrado a una temperatura media de aproximadamente 20ºC, la velocidad de propagación c resulta ser de 343,52 m/s.

6.4.5. Pérdidas por absorción

La absorción de las ondas acústicas en la atmósfera según [ISO, 1993] depende de la frecuencia de la onda, la temperatura, la humedad y la presión atmosférica siendo igual 1,378 dB/m a la frecuencia de trabajo, a una temperatura de 20ºC, y considerando la humedad relativa del aire del 50 %.

6.4.6. Atenuación por divergencia esférica

A medida que un frente de onda se propaga aumenta su tamaño, lo que provoca una atenuación en su intensidad ya que la energía inicial radiada por la fuente tiene que distribuirse por una superficie cada vez mayor. En el caso de ondas esféricas el nivel de presión sonora se atenúa 6 dB cada vez que se dobla la distancia a la fuente.

6.4.7. Ruido ambiente

Se ha supuesto que la señal está contaminado con ruido blanco *gaussiano* (AWGN, *Additive White Gausian Noise*), y se han realizado pruebas con diferentes relaciones señal-ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*). Los valores que serán objeto de análisis oscilan entre los 20dB, para señal capturada sin prácticamente ruido; y los -10dB, en los que a pesar de que el nivel de ruido supera ampliamente a la señal ultrasónica, se consiguen extraer los instantes de llegada de las distintas secuencias asignadas a cada baliza, como consecuencia de codificar la señal ultrasónica con secuencias *Kasami*.

6.4.8. Efecto Multicamino

Para modelar el efecto multicamino se ha considerado que el canal tiene una respuesta al impulso como la mostrada en la Figura 6.13, en el que los retardos tienen una distribución normal en torno a un valor. Se han supuesto 2 multicaminos, con atenuaciones de 0.7 y 0.35 respectivamente.

Para añadir el efecto multicamino, basta hacer la convolución de la señal recibida de cada baliza $r_i[n]$ con la respuesta al impulso del canal, $h_{pi}[n]$, tal como se indica en (6.3).

$$r_i[n] = \sum_{i=1}^{5} r_i[n] * h_{p_i}[n] \tag{6.3}$$

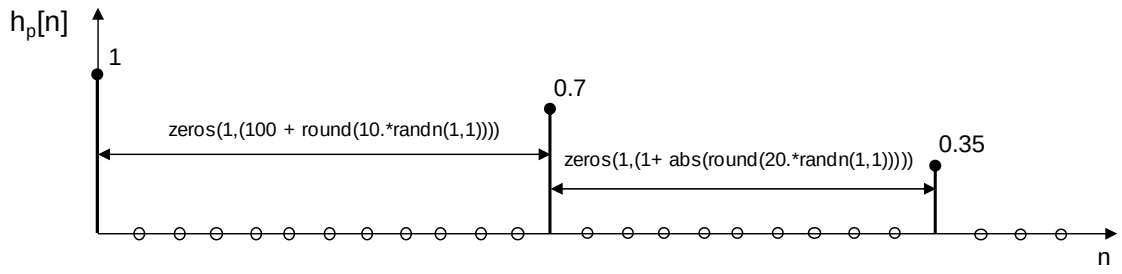


Figura 6.13. Ejemplo de realización de la respuesta al impulso del modelo propuesto de efecto multicamino.

La elección del parámetro temporal que modela el efecto multicamino viene determinado por la característica temporal que presenta la función de autocorrelación de una secuencia recibida, en torno al pico principal. El efecto multicamino tendrá más influencia cuando la señal NLOS se reciba dentro del tiempo de duración del símbolo de modulación. Se observa en la Figura 6.14 que en torno a las 100 muestras del máximo de la función de autocorrelación, es donde mayor efecto puede causar, pues la amplitud y la fase de la señal recibida se alterarán alrededor de dicho valor, dando lugar a errores en la detección del instante de llegada de la secuencia.

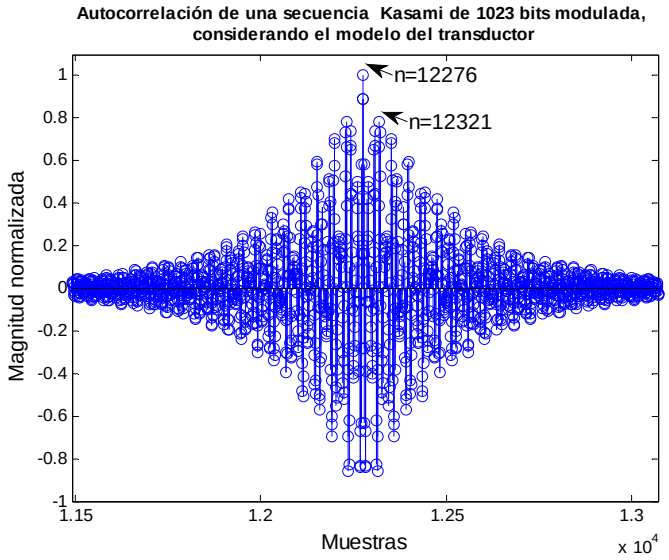


Figura 6.14. Autocorrelación estándar de secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada considerando el modelo del transductor.

El resultado del efecto multicamino considerando los parámetros propuestos del modelo se observa en la Figura 6.15. Al hacer la correlación entre la propia secuencia y su convolución con $h_{pi}[n]$, se aprecia como el pico principal ya no destaca frente a los lóbulos laterales. En la Figura 6.16 se muestra el resultado de la GCC-PHAT entre la propia secuencia y su convolución con $h_{pi}[n]$, donde claramente se observan los caminos NLOS del efecto *multipath*, no enmascarando en ningún momento el verdadero instante de llegada o camino LOS.

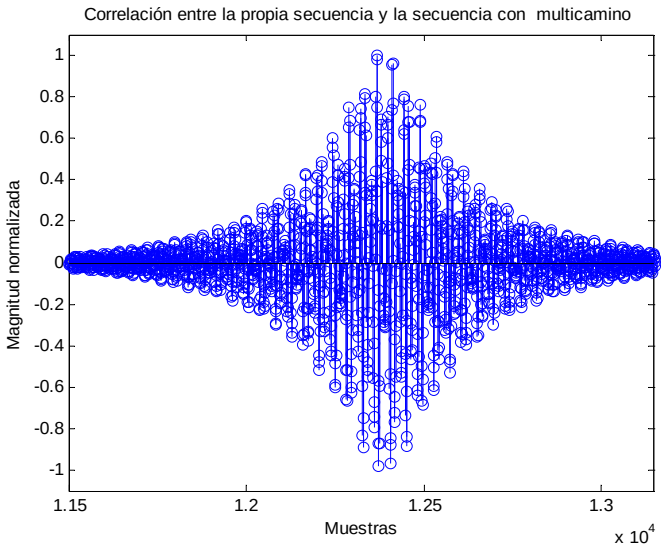


Figura 6.15. Correlación estándar entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada considerando el modelo del transductor, y ella misma afectada por el modelo propuesto de multicamino.

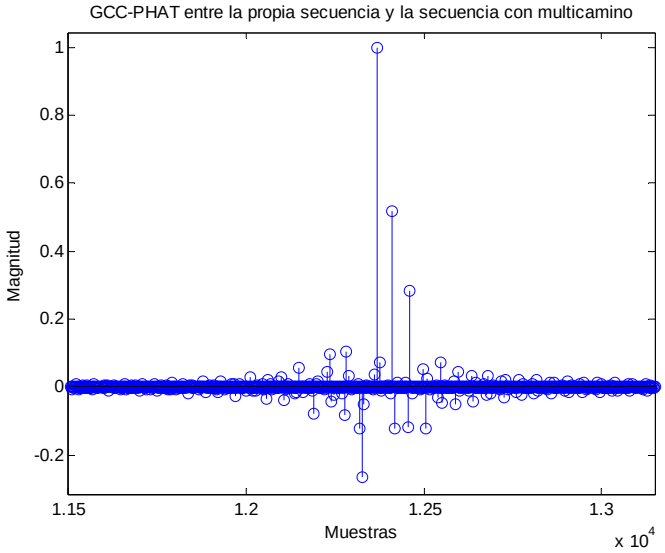


Figura 6.16. GCC-PHAT entre una secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada considerando el efecto del modelo del transductor, y ella misma afectada por el modelo propuesto de multicamino.

6.4.9. Caracterización de las emisiones

Las emisiones se han configurado con los valores que a continuación se detallan. El símbolo de modulación está compuesto por un único ciclo de una portadora sinusoidal de 41.667 kHz. Este valor resulta de emplear una frecuencia de muestreo en la adquisición de 500 kHz para un símbolo de modulación de 12 muestras por ciclo. Se emplea una emisión periódica de las 5 secuencias *Kasami* (una por cada baliza) moduladas en BPSK, multiplexadas en el tiempo, con espacios regulares temporales entre secuencias de 15 ms. Esto se traduce en un periodo de repetición en las emisiones de las 5 balizas de

aproximadamente 50ms para códigos de 255 bits de longitud, y de 200 ms para códigos de 1023 bits. En la Figura 6.17 se muestra la señal de excitación de las balizas, correspondiente a un periodo de repetición, y en la Figura 6.18 los últimos bits de la secuencia *Kasami* asignada a la baliza 1, donde se aprecia la modulación BPSK para un símbolo de modulación formado por 12 muestras de un ciclo de portadora senoidal de 41,667 kHz.

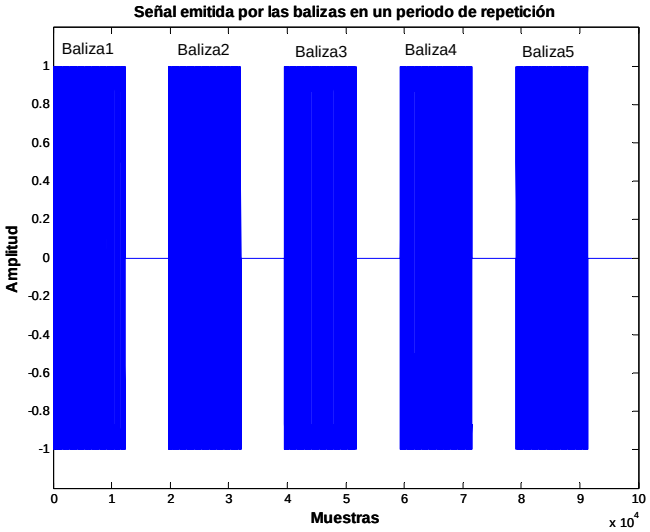


Figura 6.17. Señal ideal emitida por las balizas en un periodo de repetición.

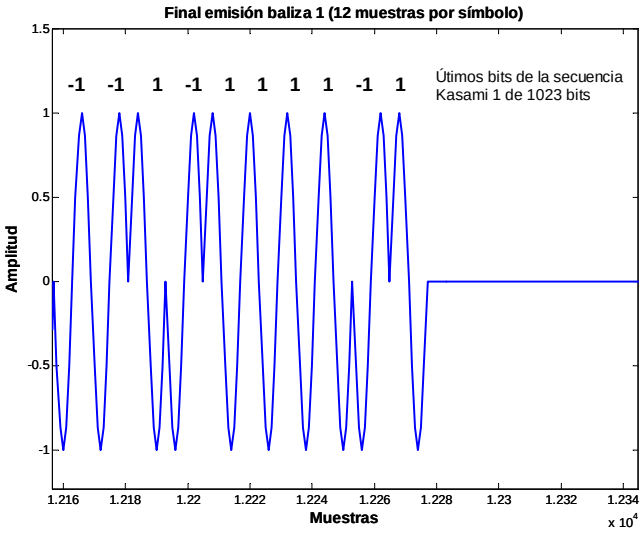


Figura 6.18. Últimos bits de la secuencia emitida por la baliza 1, modulada en BPSK.

La Figura 6.19 muestra el aspecto de la señal recibida en un punto del entorno considerando todos los efectos que se han modelado, para una relación señal ruido de 0dB.

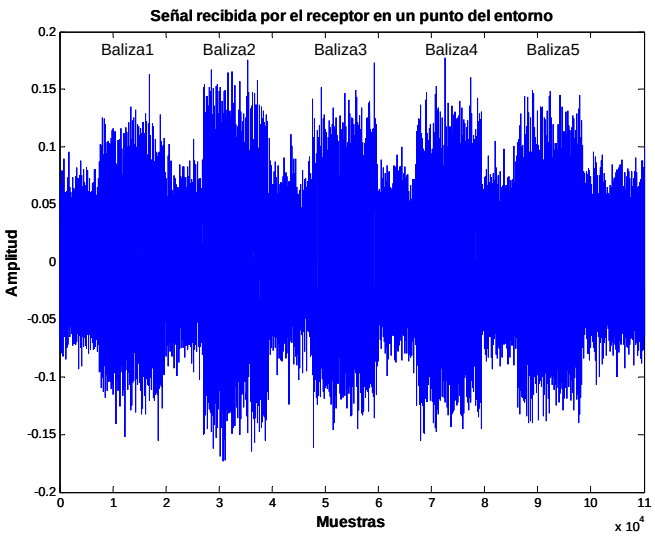


Figura 6.19. Aspecto de la señal recibida en un punto del entorno, próximo a la perpendicular de las balizas, considerando todos los efectos que se han modelado y una relación señal-ruido de 0 dB.

6.5. Resultados de las pruebas de simulación

Como ya se ha indicado, el sistema de balizamiento considerado está formado por cinco balizas distribuidas cuatro de ellas en los vértices de un cuadrado de 70.5 cm. de lado, y la quinta en el centro, y ubicadas a una altura aproximada de 3,5 metros sobre el suelo. Esta estructura corresponde a la implementada físicamente para realizar las pruebas reales. La Figura 6.20 muestra la proyección de las balizas sobre el plano del suelo (z=0).

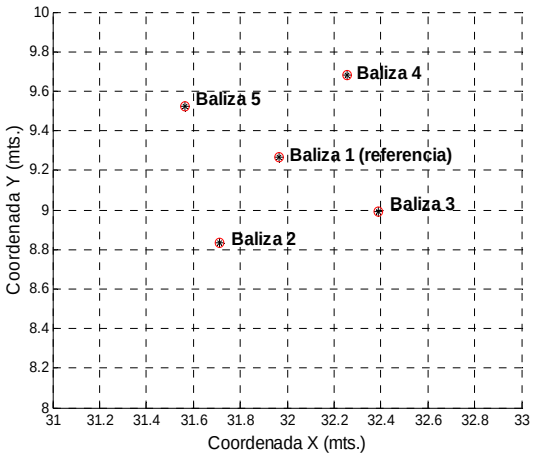


Figura 6.20. Proyección de las balizas sobre el plano del suelo (z=0).

Las coordenadas de las balizas se han obtenido a partir del sistema de calibración propuesto en [Ureña et al., 2011] y considerando el origen de coordenadas en la esquina inferior izquierda en el plano del edificio Politécnico correspondiente a la planta segunda de la zona Oeste, tal como muestra la Figura 6.21.

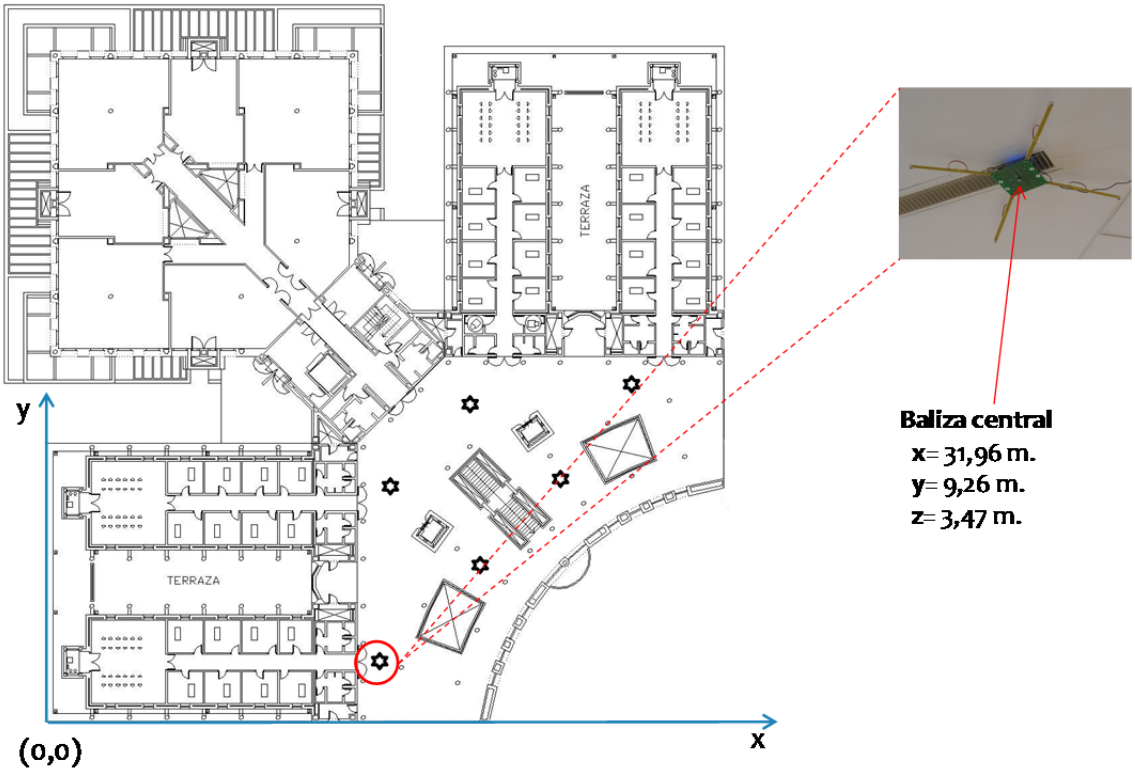


Figura 6.21. Plano 2ª planta (Oeste) del edificio Politécnico y ubicación del sistema de balizamiento objeto de análisis.

Con objeto de comprobar el comportamiento del sistema ante la variación de algunos de los parámetros señalados anteriormente, se llevará a cabo un proceso de simulación empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits, tomando 50 medidas en dos puntos de test ubicados en el suelo (uno próximo a la perpendicular del sistema de balizamiento y otro alejado). La utilización de secuencias de longitud 1023 bits viene dada por la experiencia desde el punto de vista práctico en trabajos previos, dando buenos resultados como consecuencia de su elevada ganancia de proceso. No obstante se aportan también resultados con secuencias de 255 bits, con objeto de establecer algunas conclusiones.

Algunos parámetros como la velocidad de propagación de la señal, la desviación típica del error en los tiempos de vuelo (2µs) y el modelo de multicamino, se han considerado constantes para todas las pruebas.

Se establecerá en todo momento una comparativa entre los resultados obtenidos del proceso de señal basado en la correlación estándar (XCORR) y la generalizada (GCC-PHAT). Del análisis de las medidas se extraerán algunos estadísticos de error, y se representarán gráficamente los siguientes resultados:

- Gráfico comparativo de las TDOAs obtenidas en cada punto para las 50 iteraciones del proceso de medida, mostrando la desviación estándar en muestras del error entre los valores medidos.
- Gráfico probabilidad de error acumulado en las medidas TDOAs, en muestras.

- Gráfico de las posiciones estimadas en 2D con la elipse de probabilidad de estimación de la posición para un factor de confianza del 95%, obtenida de la covarianza en las medidas de las coordenadas X, Y en plano z=0. Se muestra la desviación estándar del error en X e Y.
- Gráfico de probabilidad de error acumulado en posición 2D.

En todos los casos objeto de estudio, el análisis de las estadísticas de error se lleva a cabo sin considerar los *outliers* que puedan aparecer, sobre todo en situaciones de baja relación señal-ruido. El criterio de filtrado considerando una distribución normal de media cero y desviación σ, ha sido 3σ en torno al valor de la media, tanto desde el punto de vista del error en los TDOAs, como en distancia, al evaluar el error en posición en los ejes de coordenadas X e Y.

6.5.1. Resultados de simulación en un punto cercano con secuencias *Kasami* de 1023 bits.

Se realiza un análisis en un punto cercano al sistema de balizamiento (X=33m Y=8m), variando la relación señal ruido entre 20dB y -10dB, y contabilizando en los resultados el tanto por cien de los *outliers* detectados sobre el total de medidas. Los resultados gráficos se representan sólo para los valores extremos, es decir para una SNR de 20dB y -10dB. No obstante, al final se muestra en una tabla los resultados para todos los valores de SNR considerados. Los valores estadísticos obtenidos se muestran sobre algunas de las figuras.

A modo de ejemplo, se muestra en la Figura 6.22 y Figura 6.23, el resultado de las cinco correlaciones realizadas para extraer los instantes de llegada de las secuencias asignadas a cada baliza con una SNR de 20dB y -10dB respectivamente.

Cabe señalar la mejora del resultado de la GCC-PHAT frente a la CC estándar, sobre todo cuando la relación SNR es elevada, lo que permite ajustar el parámetro de ponderación del filtro a su máximo valor (β=1), haciendo que apenas aparezcan lóbulos laterales. Se observa claramente que la GCC-PHAT detecta el *multipath*, quedando perfectamente definido el instante de llegada de cada secuencia correspondiente al trayecto LOS.

Para relaciones SNR inferiores a 0dB, es necesario ajusta el factor de ponderación de la GCC-PHAT. En la Figura 6.23 se muestra el resultado para una SNR de -10dB. Claramente se observan los mejores resultados obtenidos por la GCC-PHAT, habiendo sido necesario adaptar el factor de ponderación del filtro (β=0.7).

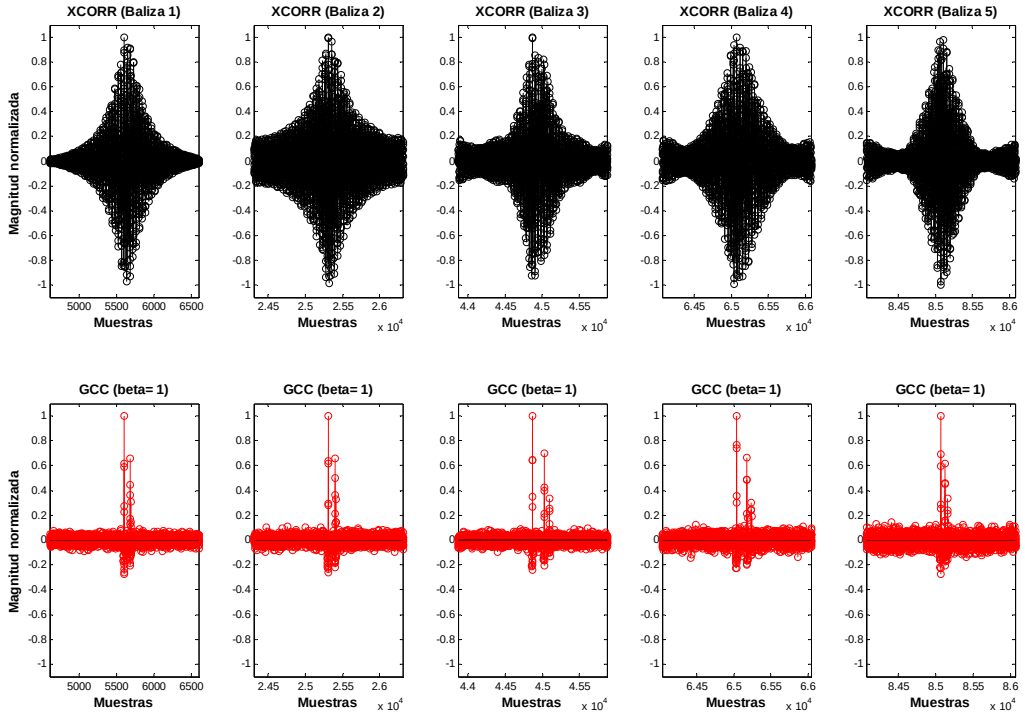


Figura 6.22. Ejemplo de resultado de la CC estándar (parte superior) y GCC-PHAT (parte inferior) para cada una de las balizas con secuencias *Kasami* de 1023 bits, con SNR= 20dB (punto cercano).

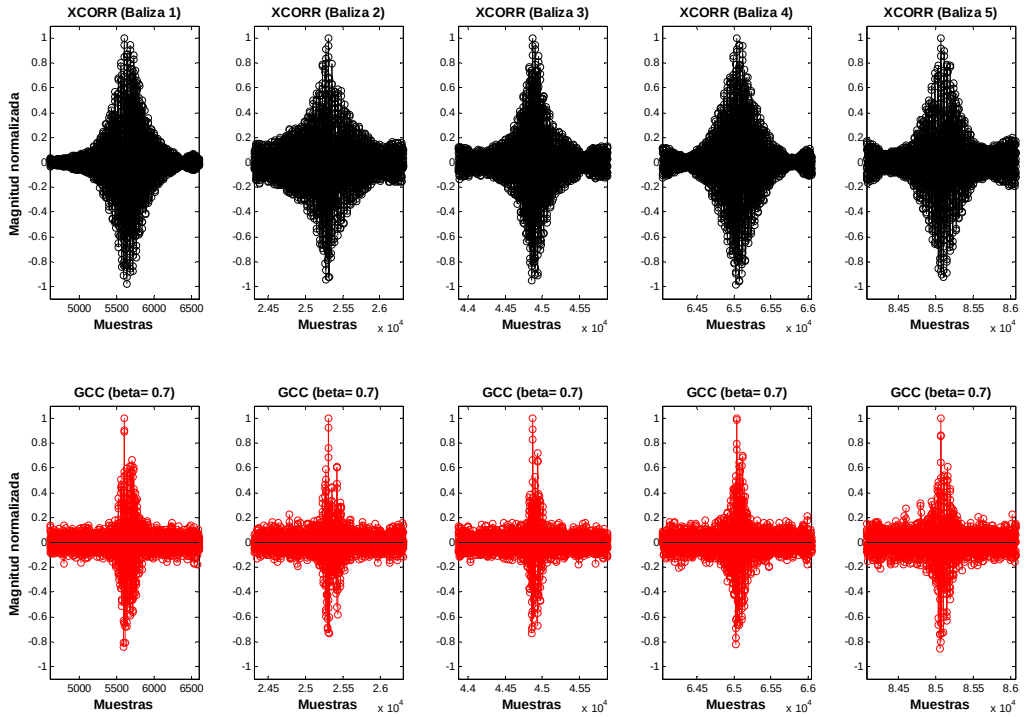


Figura 6.23. Ejemplo de resultado de la CC (parte superior) y GCC-PHAT (parte inferior) para cada una de las balizas con secuencias *Kasami* de 1023 bits, con SNR= -10dB (punto cercano).

Las diferencias de tiempo de vuelo para una SNR=20dB se muestran en la Figura 6.24. El lado izquierdo de figura muestra los resultados de la CC y el lado derecho la GCC-PHAT. Claramente se observa como la GCC apenas introduce variaciones en dichas medidas. Sobre el título de la figura se detalla la desviación estándar en muestras para cada uno de los TDOAs (T_{ij}, siendo i la baliza de referencia, en este caso siempre la 1, y j=2, 3, 4, 5).

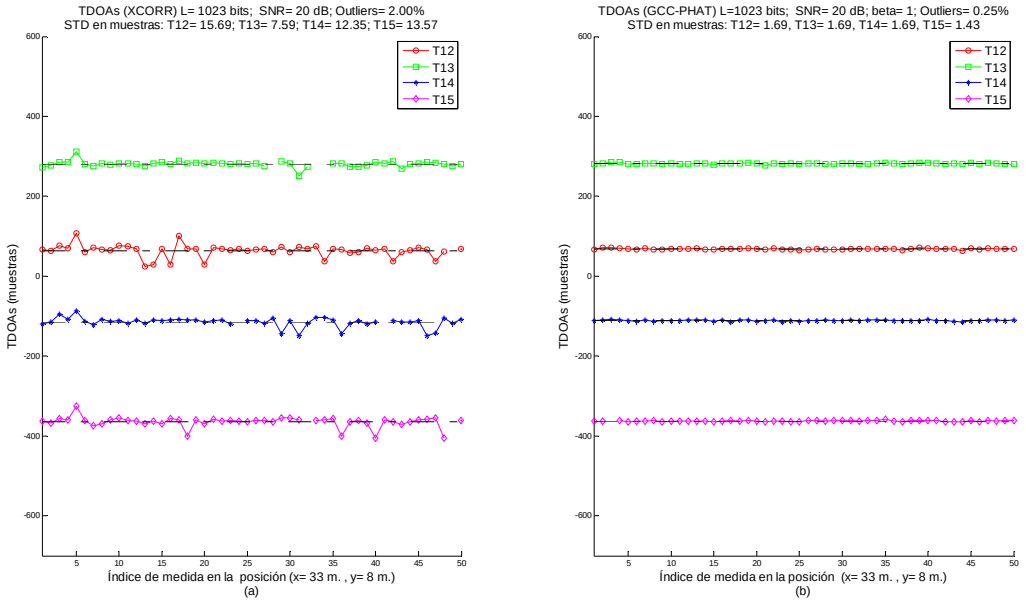


Figura 6.24. Estimación de TDOAs en muestras para una SNR= 20dB: a) mediante la CC, b) mediante la GCC-PHAT(β=1), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).

En la Figura 6.25 se muestra la función de probabilidad de acumulación de error (CDF) en muestras, para cada uno de los TDOAs, con una SNR= 20dB. Se observa que para la GCC-PHAT que el error es inferior a 2.5 muestras con una probabilidad del 90%, frente a 10 muestras en el mejor de los casos para la CC estándar.

Las posiciones estimadas, para una SNR de 20dB, se observan de forma gráfica en la Figura 6.26a, y la CDF de error en posición 2D en la Figura 6.26b. Se observa que para el 90% de las medidas, el error es inferior a 1cm al utilizar la GCC, mientras que para la CC sería de 14cm.

A continuación se representan los mismos resultados, pero para una SNR=-10dB (Figura 6.27, Figura 6.28 y Figura 6.29). Este caso es muy significativo, ya que la desviación respecto a la media en los TDOAs se incrementa en varias medidas para la CC, y también aparecen ahora *outliers* en la medida de los TDOAs utilizando la GCC, tal como muestra la Figura 6.27.

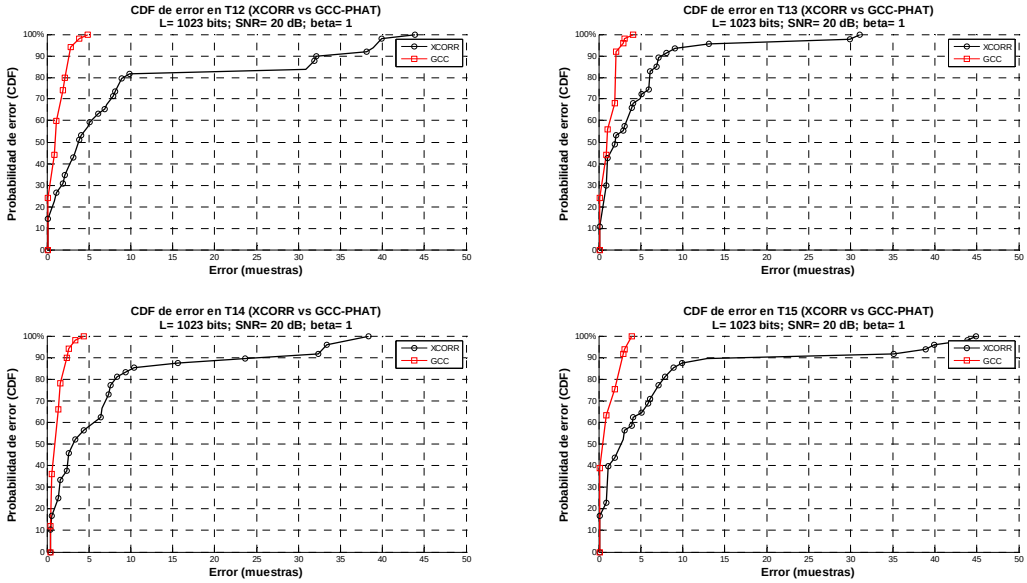


Figura 6.25. Función de probabilidad CDF de error en muestras para cada uno de los TDOAs (SNR= 20dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).

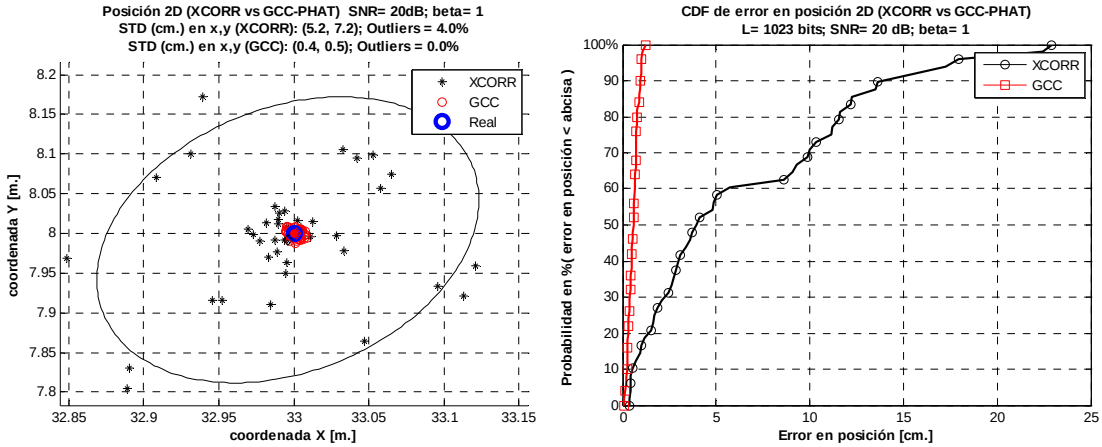


Figura 6.26. a) Estimación de la posición 2D y b) Función de probabilidad CDF del error en posición, para una relación SNR= 20dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).

A partir de los valores estimados de los TDOAs en muestras (Figura 6.27) y de las coordenadas X e Y en centímetros (Figura 6.29a), se aprecia cómo aún la GCC-PHAT(β=0.7) mejora la estimación de la posición 2D de manera considerable. Esto se aprecia en la CDF del error de posición 2D (Figura 6.28.b), pues garantiza un error inferior a 2cm con una probabilidad del 90% mediante la GCC, frente no más de 15% para la CC. La desviación típica del error en las coordenadas (X, Y) en centímetros, se reduce de valores (5.6cm, 7.9cm) para la CC, a (3.6cm, 2.8cm) para la GCC con apenas el 1.75% de *outliers* en ambos casos sobre las 50 medidas.

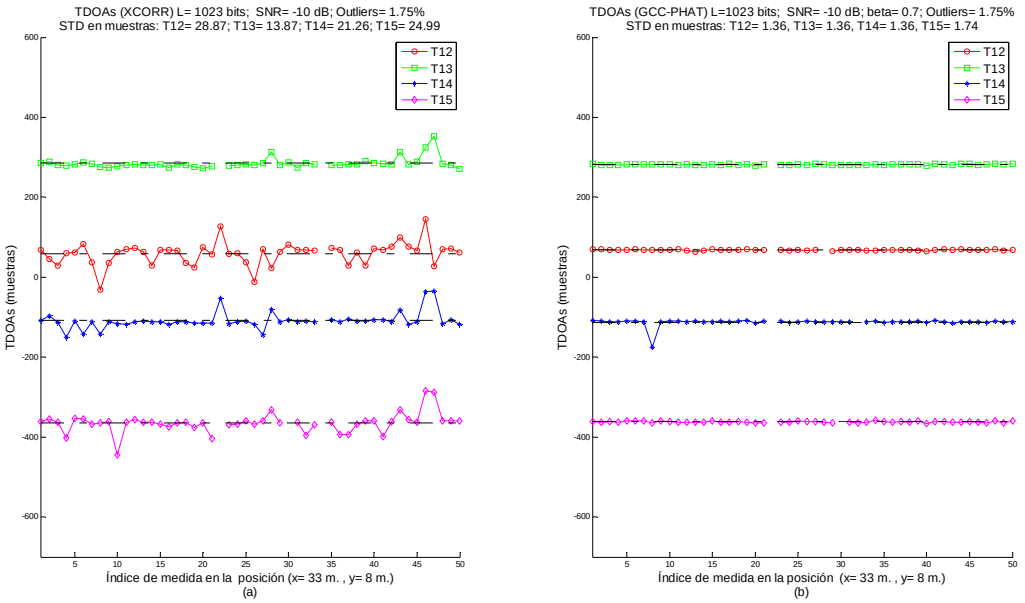


Figura 6.27. Estimación de TDOAs en muestras para una SNR= -10dB: a) mediante la CC, b) mediante la GCC-PHAT(β=0.7), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).

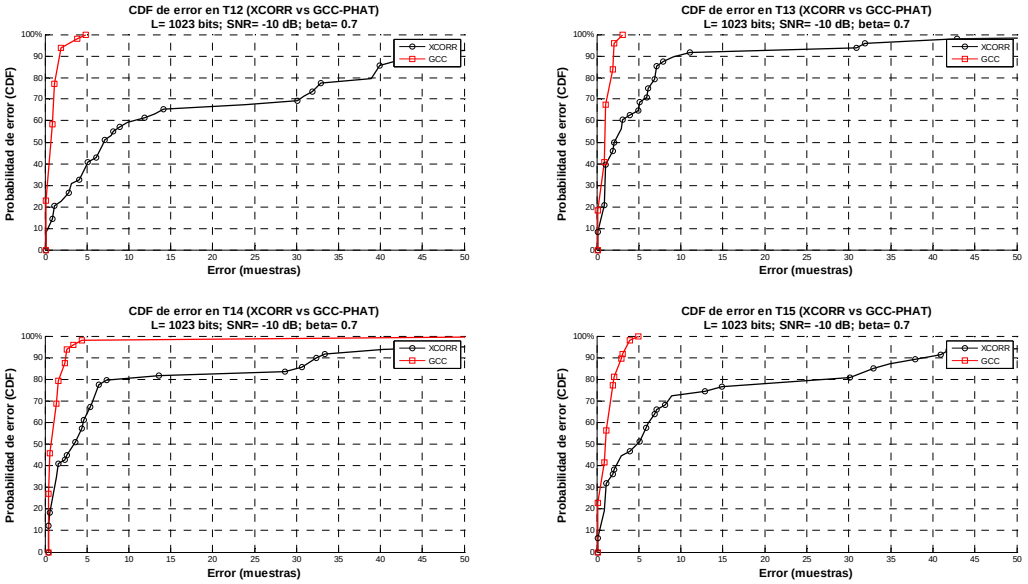


Figura 6.28. Función de probabilidad CDF de error en muestras para cada uno de los TDOAs (SNR= -10dB) con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).

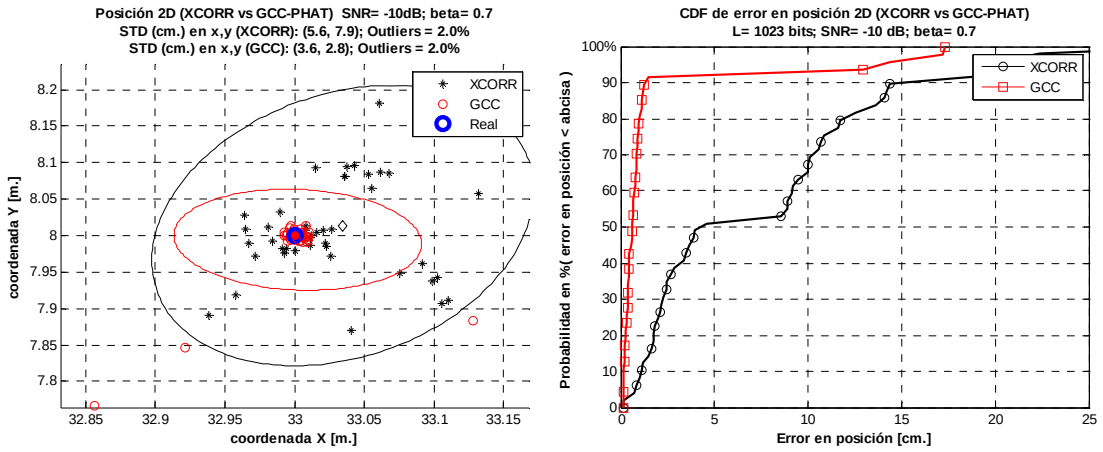


Figura 6.29. a) Estimación de la posición 2D y b) Función de probabilidad CDF del error en posición 2D (SNR= -10dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).

En la Tabla 6.1 y la Tabla 6.2, se resumen los resultados en una posición cercana al sistema de balizamiento (x=33m, y=8m) para distintos valores de relación SNR.

Tabla 6.1. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano)

Posición (X=33m.,Y= 8m.)	**XCORR** (σ TDoAs en muestras)				**GCC-PHAT** (σ TDoAs en muestras)			
SNR(dB)	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**
20 dB	15.69	7.59	12.35	13.57	1.69	1.69	1.69	1.43
10 dB	18.05	15.75	17.63	22.05	1.43	1.43	1.43	1.41
0 dB	15.14	10.40	12.55	9.07	1.55	1.55	1.55	1.82
-10 dB	28.87	13.87	21.26	24.99	1.36	1.36	1.36	1.74

Tabla 6.2. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto cercano).

Posición (X=33mts., Y=8mts.)	**XCORR** (σ en cm.)		**GCC-PHAT** (σ en cm.)	
SNR(dB)	**X**	**Y**	**X**	**Y**
20 dB	5.2	7.2	0.4	0.5
10 dB	7.6	6.0	0.3	0.5
0 dB	4.8	6.0	0.5	0.5
-10 dB	5.6	7.9	3.6	2.8

La función de probabilidad CDF de error en posición en función de la SNR (dB) resume los resultados para un punto cercano, tal como muestra la Figura 6.30. Se observa que con el 90% de probabilidad, la GCC-PHAT obtiene un error en posición inferior a 1.2 cm en el peor de los casos, para un amplio margen de variación de la SNR entre 20 y -10 dB, reduciéndose a un error inferior 1 cm para una la relación SNR=20dB. En cambio los resultados de la correlación estándar, no garantizan un error inferior a 22 cm en el mejor de los casos, es decir para una SNR de 20dB.

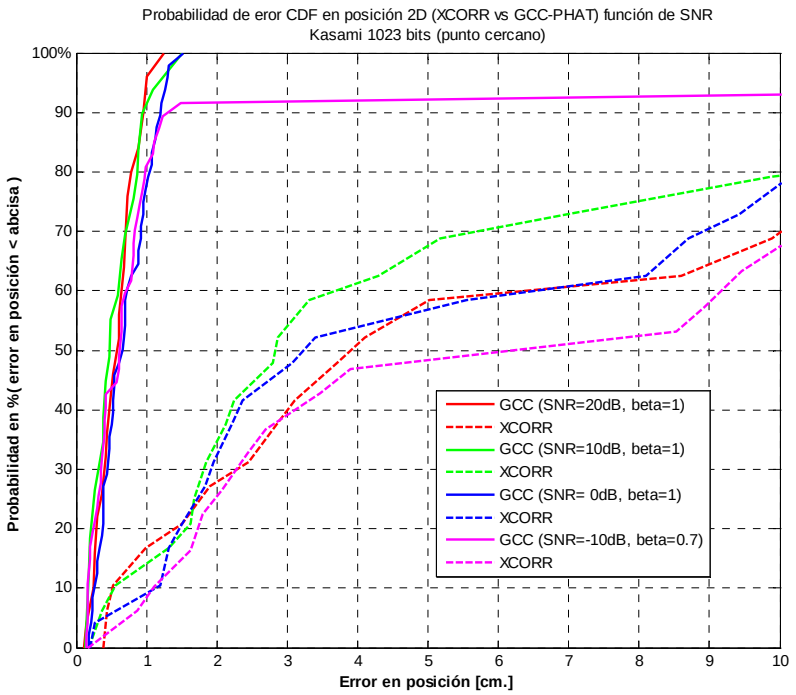


Figura 6.30. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits, (punto cercano).

6.5.2. Resultados de simulación en un punto lejano con secuencias *Kasami* de 1023 bits.

Al alejarse de la perpendicular a las balizas, los resultados empeoran frente al caso anterior. Aun así, los resultados que se mostrarán constatan un mejor comportamiento de la GCC frente a la CC en cuanto a la estimación de la posición, en zonas de cobertura alejadas del sistema de balizamiento.

Se realiza igualmente un análisis variando la relación señal ruido entre 20dB y -10dB. Los resultados gráficos se muestran sólo para los valores extremos, es decir para una SNR de 20 dB y -10 dB. No obstante, al final se muestran de manera tabular los resultados para todos los valores de SNR considerados. Los valores estadísticos obtenidos se muestran sobre algunas de las figuras.

A modo de ejemplo, se muestra en la Figura 6.31 y en la Figura 6.32, el resultado de las cinco correlaciones necesarias para extraer los instantes de llegada de las secuencias asignadas a cada baliza para una SNR de 20 dB y -10dB respectivamente, para un punto lejano (X=35m, Y=8m)

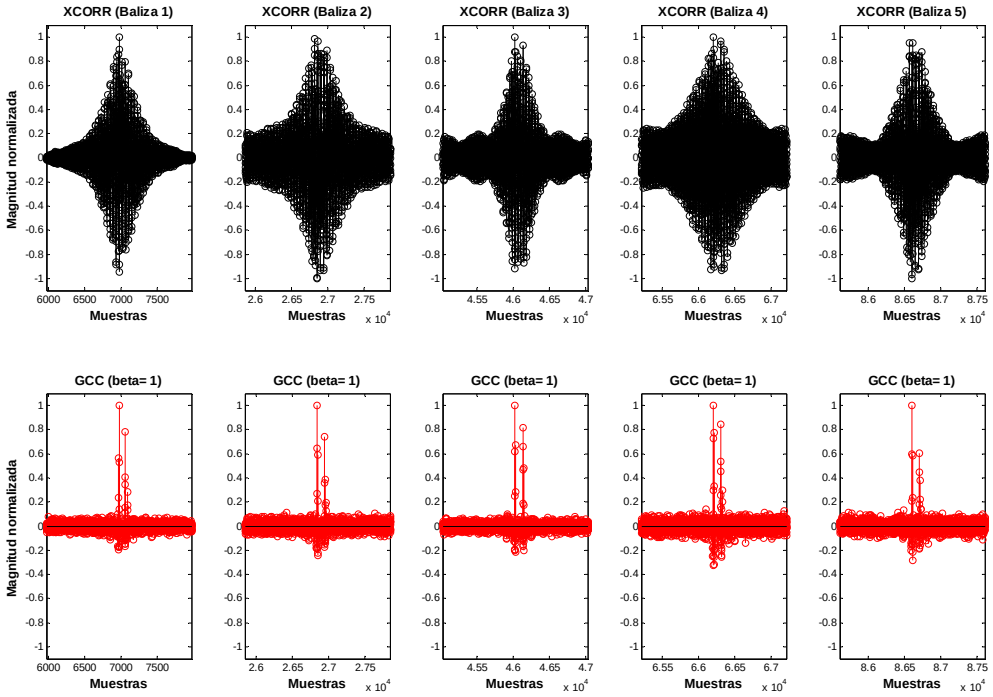


Figura 6.31. Resultados de la CC estándar (parte superior) y GCC-PHAT (parte inferior) para cada una de las balizas (SNR= 20dB) con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

Cabe señalar la mejora del resultado de la GCC-PHAT frente a la CC estándar, sobre todo cuando la relación SNR es elevada, lo que permite ajustar el parámetro de ponderación del filtro a su máximo valor (β=1), haciendo que apenas aparezcan lóbulos laterales. Se observa claramente como la GCC-PHAT detecta el *multipath*, quedando perfectamente definido el instante de llegada de cada secuencia correspondiente al trayecto LOS. Para relaciones SNR inferiores a 0dB, es necesario ajustar el factor de ponderación. En la Figura 6.32 se muestra el resultado para una SNR de -10 dB. Claramente se observan los mejores resultados obtenidos por la GCC-PHAT, habiendo sido necesario adaptar el factor de ponderación del filtro (β=0.7).

Las diferencias de tiempo de vuelo, en función de la relación SNR se muestran en la Figura 6.33 para una SNR de 20 dB (en la izquierda de figura se muestran los resultados de la CC y en la derecha la GCC-PHAT). Claramente se observa como la GCC apenas introduce variaciones en dichas medidas. En el título de la figura se detalla la desviación estándar en muestras para cada uno de los TDOAs.

En la Figura 6.34, se muestra la función de probabilidad de acumulación de error en muestras para cada uno de los TDOAs, con una SNR= 20dB. Se observa que con una probabilidad del 90% el error en muestras con la GCC-PHAT es inferior a 2.5 frente a 30 en el mejor de los casos (diferencia de tiempo de vuelo T12) para la CC estándar.

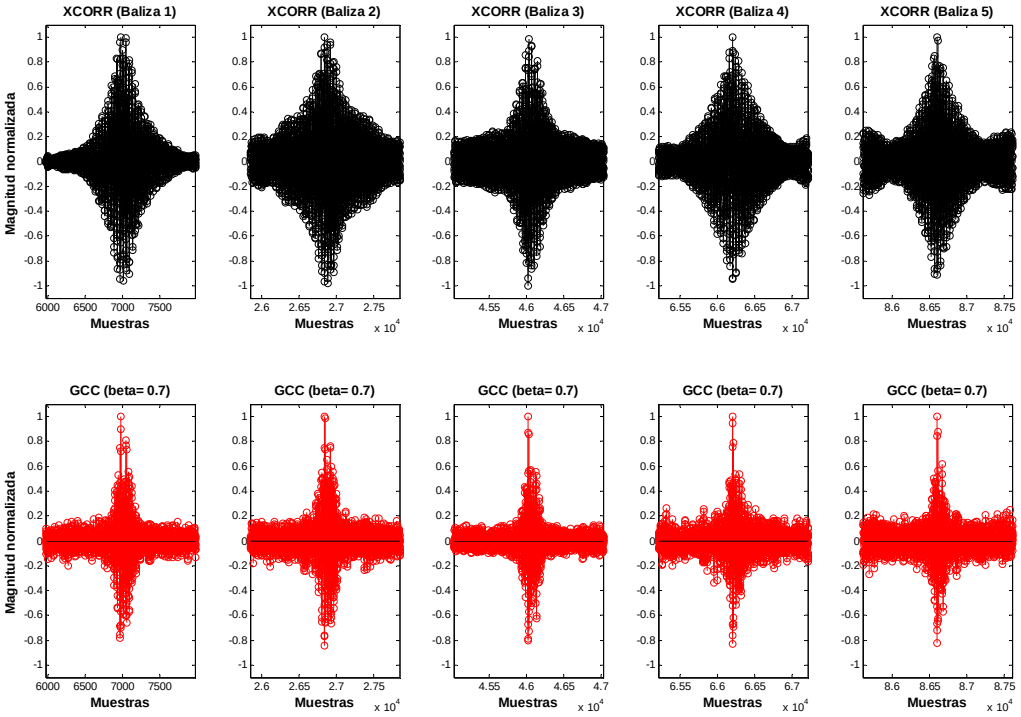


Figura 6.32. Resultados de la CC (parte superior) y GCC-PHAT (parte inferior) para cada una de las balizas (SNR= -10dB) con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

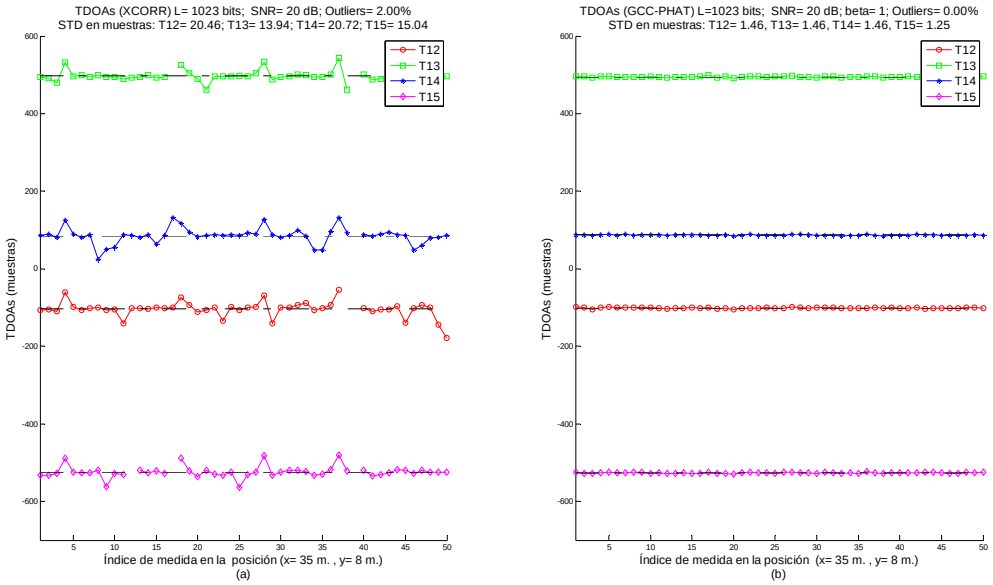


Figura 6.33. Estimación de TDOAs en muestras para una SNR= 20dB: a) mediante la CC, b) mediante la GCC-PHAT(β=1), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

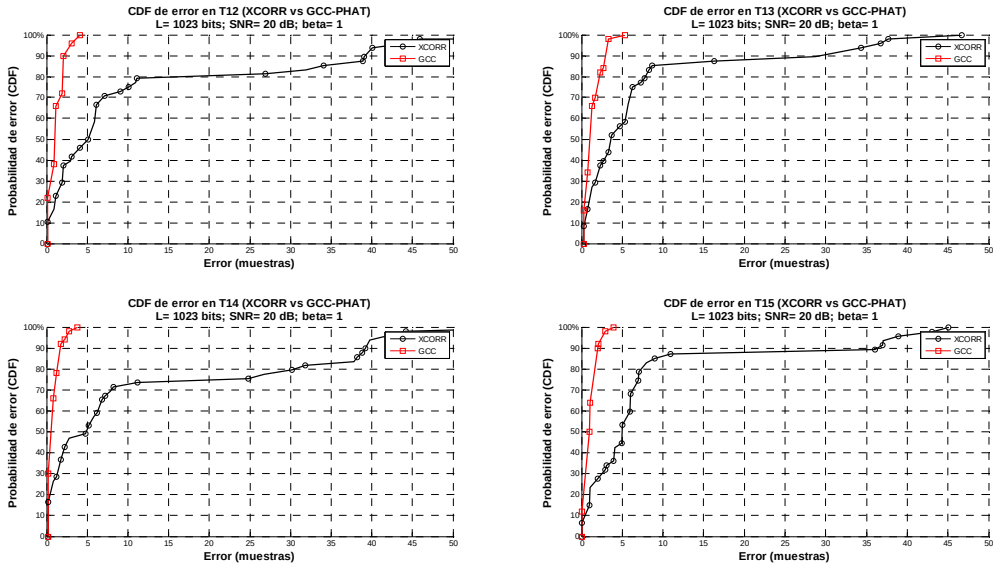


Figura 6.34. Función de probabilidad CDF de error en muestras para cada uno de los TDOAs (SNR= 20dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

Las posiciones estimadas, para una SNR de 20dB, se observan de forma gráfica en la Figura 6.35.a, y la CDF de error en posición 2D en la Figura 6.35.b. Se observa que para el 90% de las medidas, el error es inferior a 2 cm al utilizar la GCC, mientras la CC garantiza un error inferior a 20cm.

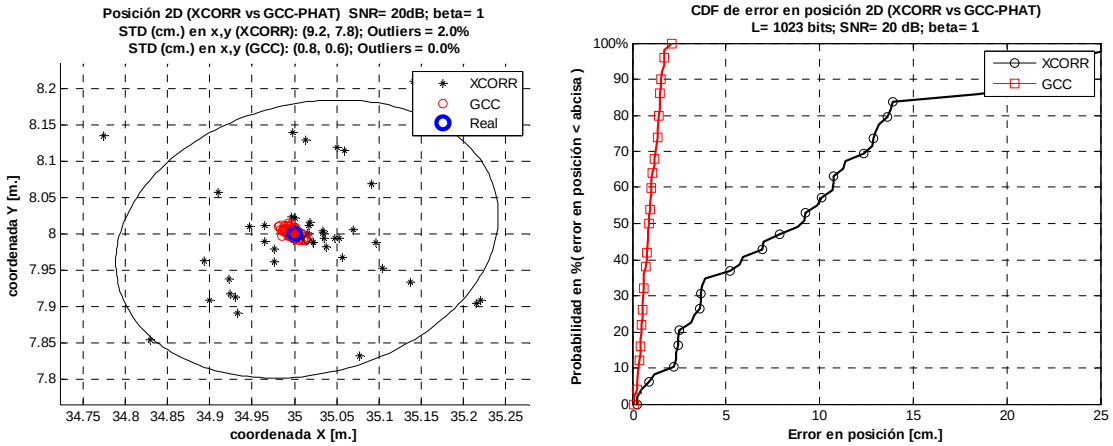


Figura 6.35. a) Estimación de la posición 2D y b) Función de probabilidad CDF del error en posición, para una relación SNR= 20dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

Para el caso de SNR=-10 dB, la desviación respecto a la media en los TDOAs se incrementa frente a la GCC en varias medidas. Aparecen ahora también *outliers* en la medida de los TDOAs con la GCC, tal como muestra la Figura 6.36. A partir de los valores estimados de la desviación típica, de los TDOAs en muestras (Figura 6.36) y de las coordenadas X e Y en centímetros (Figura 6.38a), se aprecia cómo aún la GCC-PHAT(β=0.7) mejora la estimación de la posición 2D de manera considerable. Esto se aprecia en la CDF del error de posición 2D (Figura 38.b), pues se garantiza un error

inferior a 2.5 cm con una probabilidad del 90% si se usa la GCC, mientras que para la CC sólo se garantiza con una probabilidad del 30%.

La desviación típica del error en las coordenadas (x, y) en centímetros, se reduce de valores (12.3cm, 6.8cm) para la CC, a (5.7cm, 3.1cm) para la GCC con apenas el 4% de *outliers* en ambos casos. En la Figura 6.37 se muestra la probabilidad CDF de error en los TDOAs, para una SNR= -10dB.

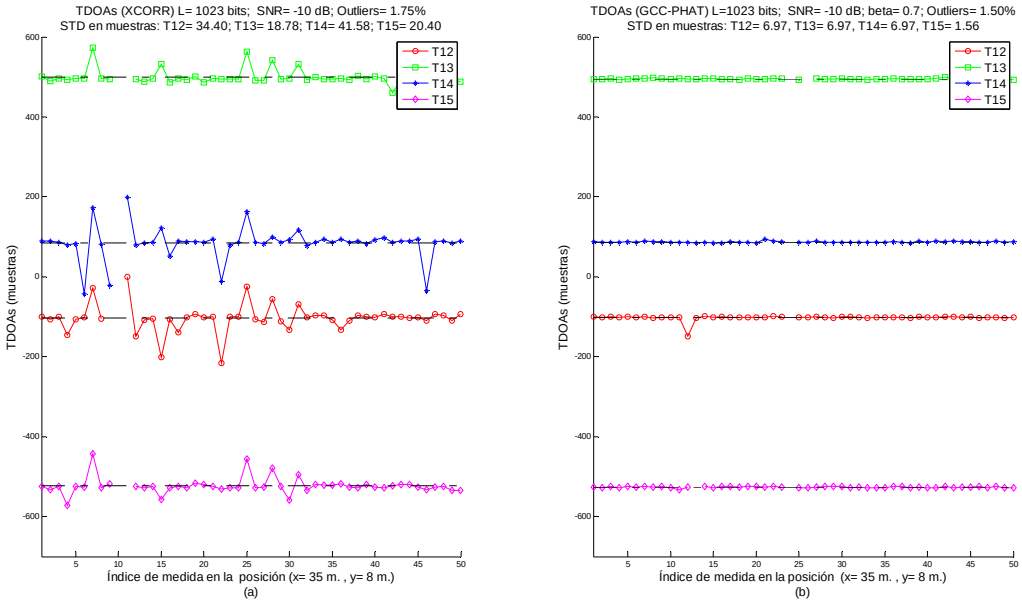


Figura 6.36. Estimación de TDOAs en muestras para una SNR= -10dB: a) mediante la CC, b) mediante la GCC-PHAT(β=0.7), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

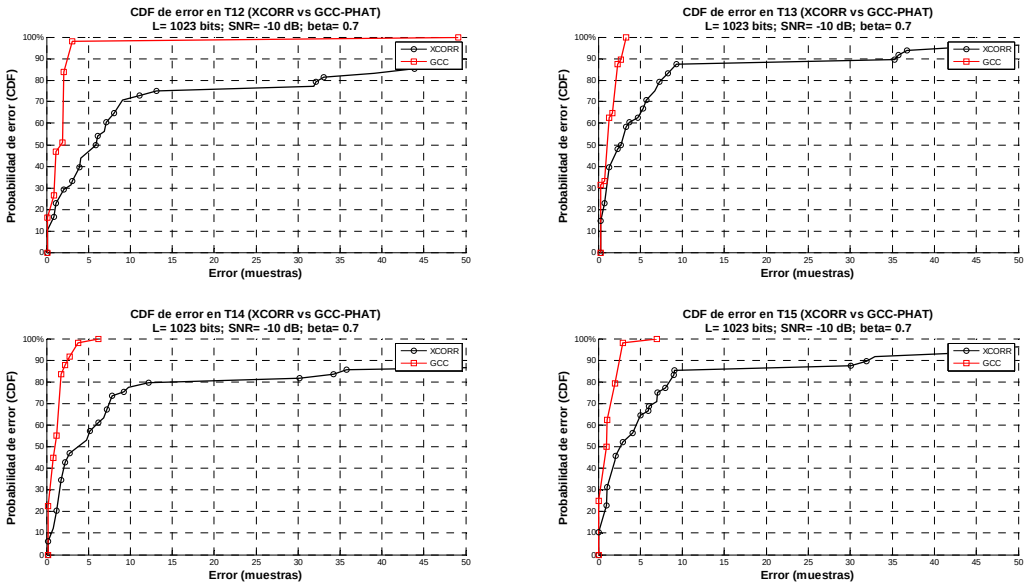


Figura 6.37. Función de probabilidad CDF de error en muestras para cada uno de los TDOAs (SNR=-10dB) con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

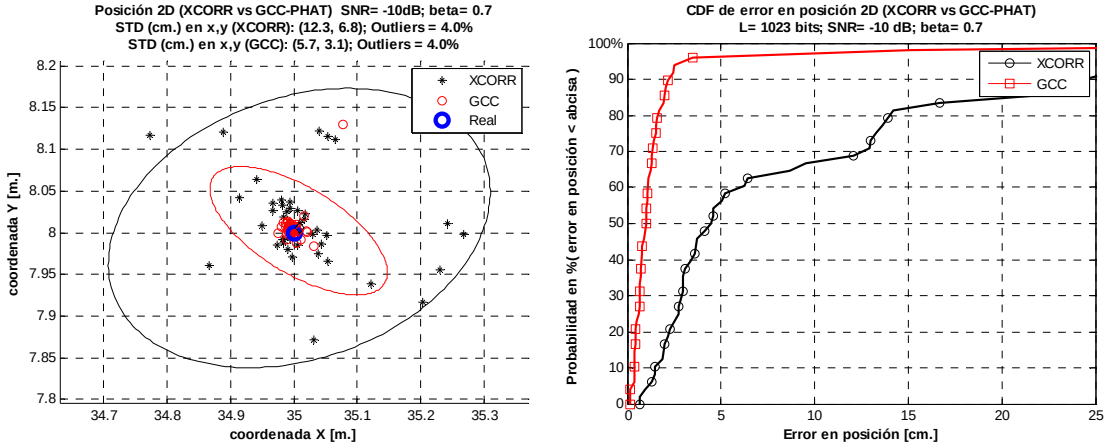


Figura 6.38. a) Estimación de la posición 2D y b) Función de probabilidad CDF del error en posición 2D (SNR= -10dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

En la Tabla 6.3 y la Tabla 6.4 se resumen los resultados en una posición alejada al sistema de balizamiento (x=35m, y=8m) para distintos valores de relación SNR.

Tabla 6.3. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

Posición (X=35m,Y= 8m.)	**XCORR** (σ TDOAs en muestras)				**GCC-PHAT** (σ TDOAs en muestras)			
SNR(dB)	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**
20 dB	20.46	13.94	20.72	15.04	1.46	1.46	1.46	1.25
10 dB	21.82	22.26	24.48	32.79	1.53	1.53	1.53	1.53
0 dB	21.12	23.39	26.64	25.68	1.74	1.74	1.74	1.94
-10 dB	34.40	18.78	41.58	20.40	6.97	6.97	6.97	1.56

Tabla 6.4. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

Posición (X=35m, Y=8m)	**XCORR** (σ en cm)		**GCC-PHAT** (σ en cm)	
SNR(dB)	**X**	**Y**	**X**	**Y**
20 dB	6.5	3.9	0.7	0.6
10 dB	6.4	4.2	0.9	1.0
0 dB	9.1	9.5	6.0	2.6
-10 dB	12.3	6.8	5.7	3.1

La función de probabilidad CDF de error en posición en función de la SNR(dB) resume los resultados para un punto lejano, tal como muestra en la Figura 6.39. Se observa que con el 90% de probabilidad, la GCC-PHAT obtiene un error en posición inferior a 2.2 cm en el peor de los casos, para un amplio margen de variación de la SNR entre 20 y -10 dB, reduciéndose a un error inferior 1.5cm para una SNR=20 dB. En cambio los resultados de la correlación estándar no garantizan un error inferior a 22 cm en el mejor de los casos, es decir para una SNR de 20dB.

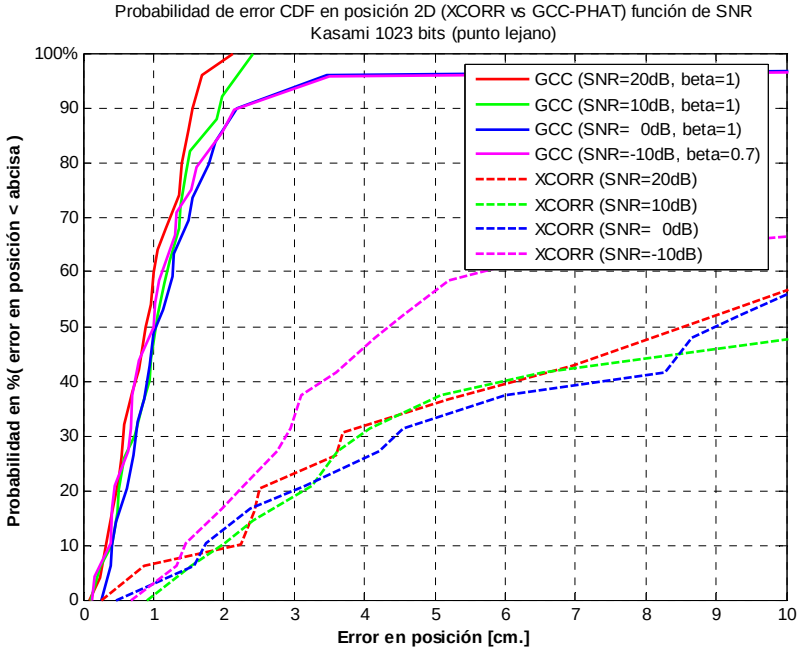


Figura 6.39. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias Kasami de 1023 bits (punto lejano).

6.5.3. Resultados de simulación con secuencias *Kasami* de 255 bits.

Se muestra en este apartado el análisis realizado considerando ahora secuencias Kasami de 255 bits. Por simplicidad, se representan los resultados de manera tabulada bajo las mismas condiciones de test. La reducción de la ganancia de proceso, al disminuir la longitud de las secuencias trae como consecuencia un aumento del error que es más acusado a medida que empeora la SNR. En las Tablas 6.5-6.8 se muestran los resultados con las secuencias de 1023 bits en los mismos puntos de test analizados.

Tabla 6.5. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 255 bits (punto cercano)

Posición (X=33m,Y= 8m)	**XCORR** (σ TDOAs en muestras)				**GCC-PHAT** (σ TDOAs en muestras)			
SNR(dB)	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**
20 dB	23.53	25.42	19.95	29.78	1.22	1.22	1.22	1.78
10 dB	13.49	20.7	14.08	17.77	1.29	1.29	1.29	1.36
0 dB	9.86	11.46	13.04	11.84	1.19	1.19	1.19	1.41
-10 dB	15.21	23.34	22.47	28.22	1.66	1.66	1.66	6.94

Tabla 6.6. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 255 bits (punto cercano)

Posición (X=33m, Y=8m)	**XCORR** (σ en cm		**GCC-PHAT** (σ en cm)	
SNR(dB)	**X**	**Y**	**X**	**Y**
20 dB	8.0	8.9	0.5	0.5
10 dB	4.2	4.0	0.4	0.4
0 dB	5.2	6.0	0.5	0.4
-10 dB	16.0	11.9	5.5	7.3

Tabla 6.7. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 255 bits (punto lejano)

Posición (X=35m,Y= 8m)	**XCORR** (σ TDOAs en muestras)				**GCC-PHAT** (σ TDOAs en muestras)			
SNR(dB)	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**
20 dB	14.34	21.56	14.09	14.32	1.37	1.37	1.37	1.41
10 dB	4.66	11.12	11.38	12.85	1.53	1.53	1.53	1.42
0 dB	20.00	18.00	10.53	13.93	1.50	1.50	1.50	1.40
-10 dB	45.52	32.41	30.08	32.86	25.16	25.16	25.16	9.56

Tabla 6.8. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC) en función de la SNR(dB), con secuencias *Kasami* de 255 bits (punto lejano)

Posición (X=35m, Y=8m)	**XCORR** (σ en cm)		**GCC-PHAT** (σ en cm)	
SNR(dB)	**X**	**Y**	**X**	**Y**
20 dB	17.9	8.5	1.0	0.6
10 dB	9.3	5.8	1.0	0.6
0 dB	10.2	10.1	0.8	0.6
-10 dB	22.3	12.9	12.1	11.4

6.5.4. Influencia en la GCC-PHAT del factor de ponderación β

El valor del factor de ponderación β en la GCC-PHAT tiene gran influencia en el resultado de la correlación, tal como se detalló en el capítulo 5. Cuando la relación SNR empeora, el filtro PHAT ha de ser menos exigente con la respuesta en fase del espectro cruzado de potencia entre la señal recibida $y[n]$ y la secuencia a detectar $x_s[n]$, para garantizar una mejor detección del máximo de la correlación. Se ha comprobado que para valores de SNR por debajo de 0 dB es necesario que β sea menor que 1, y que su variación sea proporcional a la potencia de ruido de la señal. Nótese que si β=0, la GCC-PHAT se convierte en la correlación estándar (XCORR). De manera experimental un valor de β en torno a 0.7 proporciona los mejores resultados para relaciones SNR por debajo de 0 dB. A título de recordatorio, se vuelve a incluir en este apartado la relación entre β y la correlación, según la expresión (6.4).

$$R_{y,x_s}[n] = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{1}{\left|Y[k]X_s^*[k]\right|^{\beta}}Y[k]X_s^*[k]e^{j2\pi kn/N} \tag{6.4}$$

Con valores altos de SNR, se observa que a medida que β se aproxima a 1, el resultado de correlación mejora notablemente, aproximándose a una delta (si β=1) en el instante de llegada de la secuencia. Este efecto puede apreciarse claramente al realizar la correlación GCC-PHAT(β) de la señal recibida con los efectos introducidos en el proceso de simulación, con una de las secuencia *Kasami* de 1023 bits modulada en BPSK, tal como se muestra en la Figura 6.40.

Con objeto de ver el comportamiento de β sobre el sistema LPS, analizando la desviación típica del error cometido en posición, se han fijado dos valores de SNR y se ha variado el factor de β entre 0.5 y 1 para ver su efecto sobre la probabilidad CDF de error en posición, todo ello considerando secuencias *Kasami* de 1023 bits, y analizando el resultado en una de las posiciones objeto de los test de medida (punto lejano). En la Figura 6.41 y en la Figura 6.42 se muestran estos resultados, y en la Tabla 6.9 se indican los valores numéricos de la desviación típica del error en las coordenadas X e Y.

Para una SNR de -10 dB, al hacer β=1 aparecen *outliers* (30% de las medidas), y el resultado empeora (STD en la coordenada X=31.27cm y en la coordenada Y=26.02cm). Se observa en la Figura 6.41 que para β=0.7 se obtienen los mejores resultados, reduciéndose el error a 2cm con una probabilidad del 90%, y con apenas el 2% de *outliers*.

Para SNR de 0 dB apenas hay diferencias en los resultados, pues con una probabilidad del 90% la diferencia de error apenas llega a 0.5cm (Figura 6.42).

Si la SNR se incrementa a 20 dB se produce el menor error, no llegando a superar los 2 centímetros con el 90% de probabilidad. Se observa que apenas hay diferencias en los resultados de la desviación estándar de las medidas en el eje X e Y, obteniéndose el mejor resultado para β=1 (Figura 6.43).

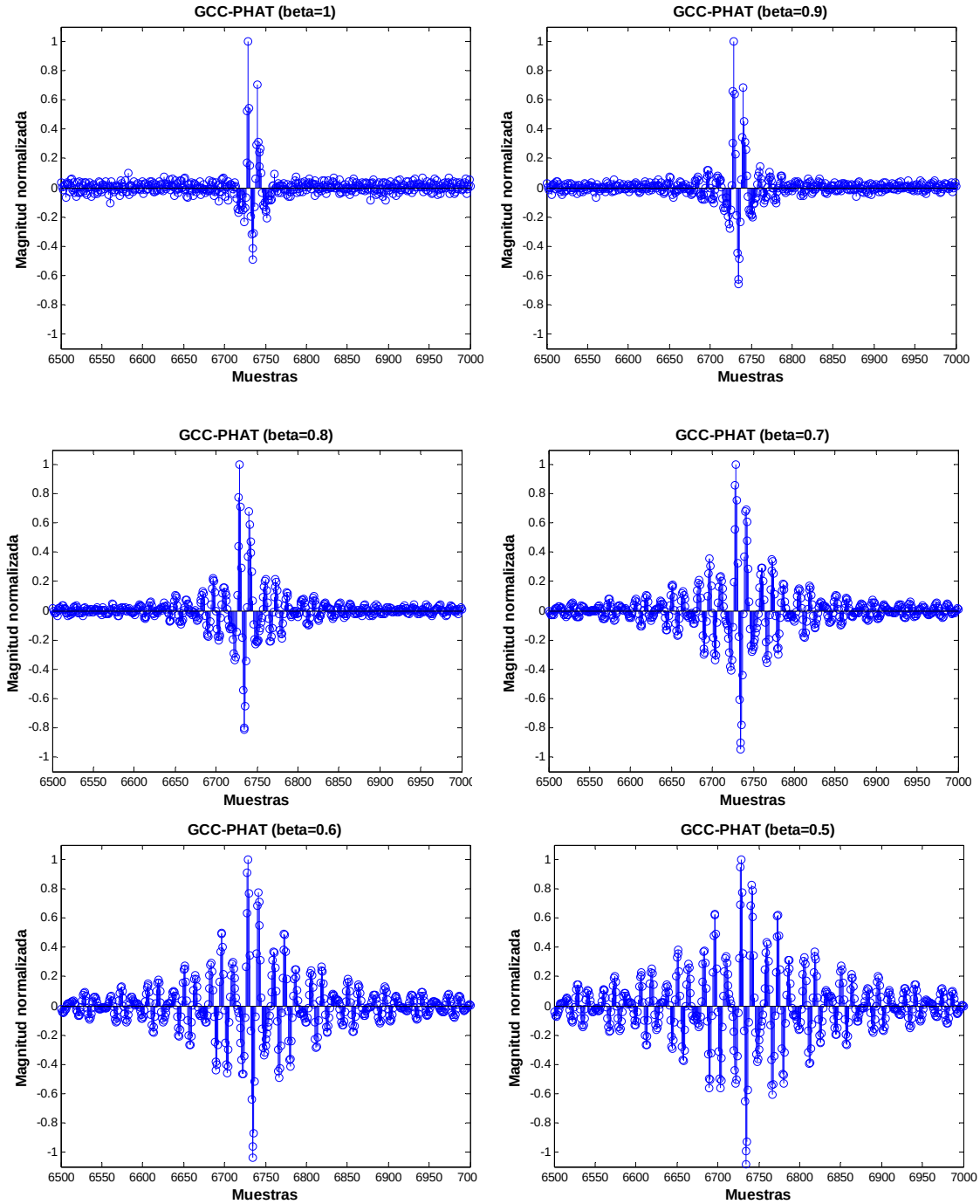


Figura 6.40. Influencia del factor de ponderación de la GCC-PHAT para una SNR= 20dB

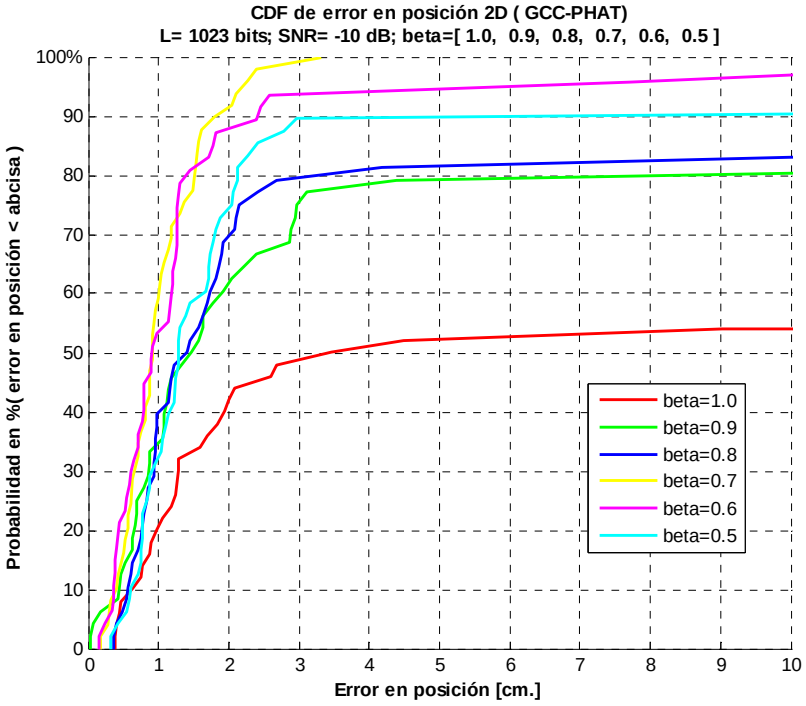


Figura 6.41. Probabilidad CDF de error en posición 2D GCC-PHAT(β), para una SNR= -10 dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

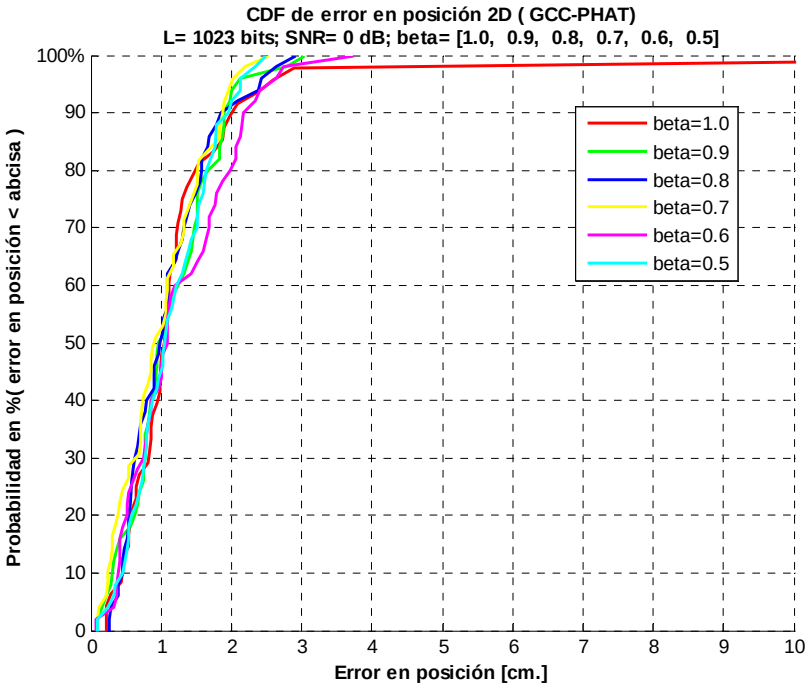


Figura 6.42. Probabilidad CDF de error en posición 2D GCC-PHAT(β), para una SNR= 0 dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano)

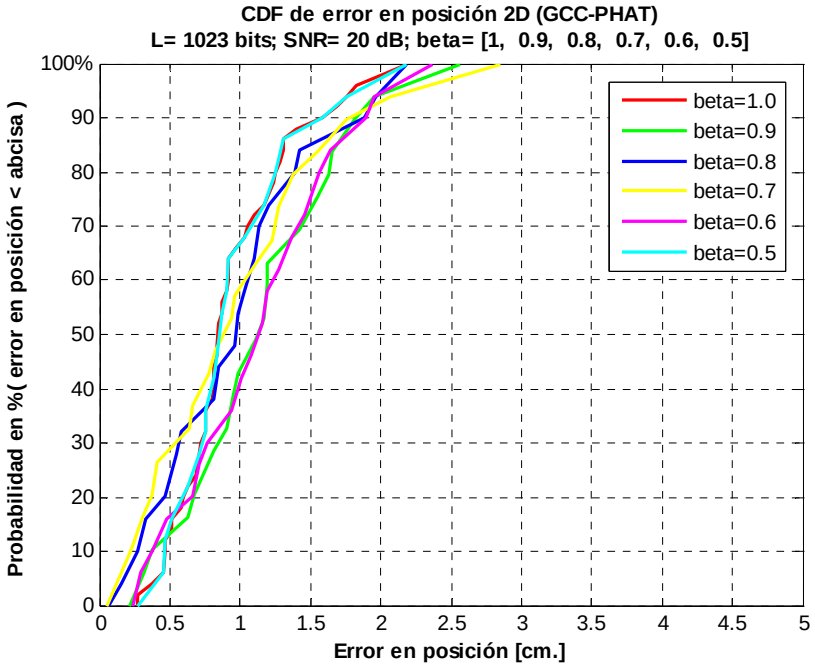


Figura 6.43. Probabilidad CDF de error en posición 2D GCC-PHAT(β), para una SNR= 20 dB, con secuencias *Kasami* de 1023 bits (punto lejano).

Tabla 6.9. Desviación estándar en X, Y con la GCC-PHAT(β)para valores de SNR de 20 dB, 0 dB y -10 dB.

σ en (X,Y) en cm con GCC-PHAT(β)	**SNR= 20dB**		**SNR= 0dB**		**SNR= -10 dB**		
β	**X**	**Y**	**X**	**Y**	**X**	**Y**	**Outliers**
1	0.77	0.55	2.81	0.47	31	26	30%
0.9	0.96	0.47	1.02	0.68	6.80	8.74	4%
0.8	0.87	0.52	1.05	0.65	8.74	9.79	4%
0.7	0.85	0.65	0.88	0.59	**0.94**	**0.61**	**2%**
0.6	0.92	0.57	0.95	0.72	2.28	2.15	6%
0.5	0.81	0.58	0.83	0.75	6.73	5.23	6%

6.5.5. Ajuste dinámico del factor β de ponderación en la GCC-PHAT.

Otra de las ventajas adicionales que tiene el utilizar la técnica de multiplexación en el tiempo es la de poder evaluar la relación señal-ruido en el receptor para cada baliza de forma independiente, al no existir solapamiento entre dichas secuencias y por tanto no contribuir en la estimación de cada una, el resto de ellas. De esta forma, es fácil estimar la SNR si tras el proceso de correlación, se evalúa la relación entre el máximo de los lóbulos laterales fuera de la zona de *multipath* y el máximo de la función de correlación. Así, es posible adaptar de forma dinámica el valor más óptimo de β que proporcione los mejores resultados a la GCC-PHAT con objeto de que el filtro ponderado actúe de forma

dinámica. En cada instante de medida se evalúa β para cada secuencia, con objeto de aplicar el factor en la próxima estimación de la posición.

En la Figura 6.44 se muestra un ejemplo de la GCC-PHAT con la baliza 1, y la forma de estimar la SNR, a partir de la relación entre el máximo de los lóbulos laterales, estimado fuera de la zona de *multipath* (1000 primeras muestras en torno al pico principal) y el pico principal $\left(P = \frac{P_2}{P_1}\right)$. Obsérvese que cuanto menor sea el valor de P mejor será la SNR.

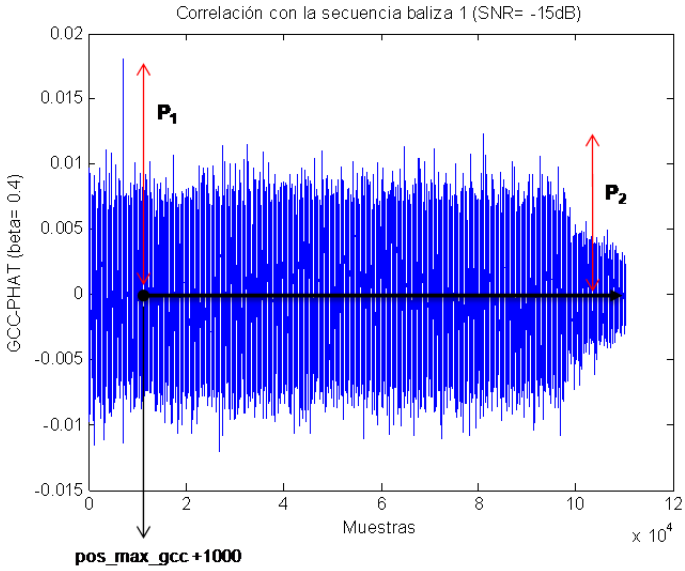


Figura 6.44. Ejemplo de salida de la GCC-PHAT para la baliza 1 (SNR= -15dB). Estimación de la relación señal-ruido a partir del factor P

Como el resultado de la GCC-PHAT depende de β, para una SNR determinada, no es posible determinar a priori una función que modele el comportamiento de β. Con objeto de obtener un modelo que determine el comportamiento de β en función de P se ha realizado un estudio en simulación para ver qué dependencia existe entre el valor de β y el factor P, para una SNR determinada. Para simplificar el modelo se ha considerado que el efecto multicamino afecta exclusivamente a la baliza 1.

La propuesta consiste en considerar una SNR fija, y variar β para ver el comportamiento del factor P. Así, se llega a un valor de β óptima que minimiza el factor P, lo que garantiza el mejor comportamiento de la GCC-PHAT(β) para extraer el pico principal. Tras repetir este proceso para varios valores de SNR, se puede obtener por interpolación la función que determinará cómo varía β.

Se ha considerado en el test, un rango de variación SNR(dB)=[-15, -12, -9, -6, -3, 0], provocando una variación de β entre 0.4 y 1 en saltos de 0.01, y se ha almacenado el valor de β que hace que P sea mínimo. En la Figura 6.45 se muestran los resultados extraídos del test, una función lineal sencilla de aproximación y otra de 4º orden que

modelan el comportamiento de β. Se observa que los valores de β son más restrictivos comparados con los que se han visto a lo largo del capítulo, al presentar los resultados en simulación del comportamiento de la GGC-PHAT en donde de forma empírica se han considerado unos valores β como más óptimos.

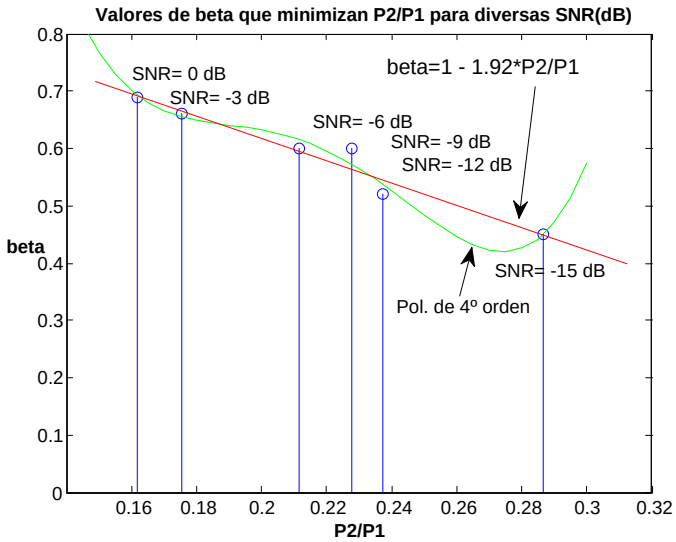


Figura 6.45. Estimación del factor β en la GCC-PHAT, en función de la relación señal-ruido (SNR<0dB) a partir del factor *P*.

Se ha considerado por simplicidad en el proceso de cálculo, la función de aproximación lineal, y porque a su vez representa muy bien el comportamiento de β, tal como indica la expresión (6.5).

$$\beta = 1 - 1.92P \tag{6.5}$$

En la Figura 6.46 se resumen los resultados de la probabilidad CDF de error en posición 2D para el rango de variación de SNR (20dB a -10dB) utilizando la GCC-PHAT(β), con $\beta = 1 - 1.92 \cdot P$. En la Tabla 6.10 se resumen los resultados de la desviación estándar en muestras de los TDOAs, y en la

Tabla 6.11 la desviación estándar en las medidas de coordenadas en los ejes X e Y, sobre 50 medidas realizadas en un punto lejano.

Tras observar el comportamiento de β que no se aproxima exactamente a 1 para valores elevados de SNR, se ha planteado modificar la pendiente de la recta con objeto de que β no tome unos valores tan restrictivos, y se aproxime más a 1 para valores de SNR superiores a 0 dB, simplificando finalmente queda:

$$\beta = 1 - P \tag{6.6}$$

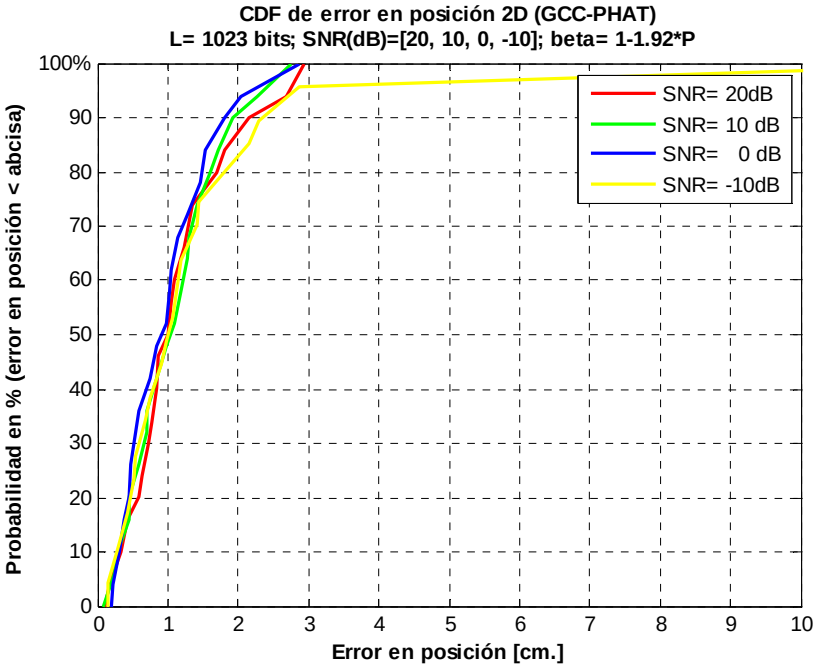


Figura 6.46. Probabilidad CDF de error en posición 2D mediante la GCC-PHAT(β) en función de la SNR, con estimación dinámica del factor de ponderación (β=1-1.92 · P) para un punto lejano.

Tabla 6.10. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT(β)) en función de la SNR(dB), con estimación dinámica de β y empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits ($\beta = 1 - 1.92 \cdot P$)

Posición (X=35m,Y= 8m)	**XCORR** (σ TDOAs en muestras)				**GCC-PHAT(β)** (σ TDOAs en muestras)			
SNR(dB)	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**
20 dB	24.59	19.45	15.73	19.51	1.54	1.54	1.54	1.51
10 dB	25.89	23.80	34.47	29.76	1.51	1.51	1.51	1.63
0 dB	27.38	26.78	30.42	23.08	1.40	1.57	1.44	1.51
-10 dB	21.49	12.98	31.54	25.18	10.3	1.84	2.17	17.96

Tabla 6.11. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm. (XCORR vs GCC-PHAT(β)) en función de la SNR(dB), con estimación dinámica del factor β, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits

Posición (X=35m, Y=8m)	**XCORR** (σ en cm)		**GCC-PHAT** ($\beta = 1 - 1.92 \cdot P$) (σ en cm)	
SNR(dB)	**X**	**Y**	**X**	**Y**
20 dB	8.4	7.9	0.9	0.6
10 dB	11.3	7.5	1.0	0.6
0 dB	11.7	8.0	0.9	0.6
-10 dB	**12.8**	**9.0**	**2.1**	**0.8**

En la Figura 6.47 se resumen los resultados de la probabilidad CDF de error en posición 2D para el rango de variación de SNR (20dB a -10dB) utilizando la GCC-PHAT(β), con $\beta = 1 - P$. En la Tabla 6.12 se resumen los resultados de la desviación estándar en muestras de los TDOAs, y en la Tabla 6.13 la desviación estándar en las medidas de

coordenadas en los ejes X e Y, sobre 50 medidas realizadas en un punto lejano. Se observan resultados muy similares a los obtenidos en la expresión (6.5).

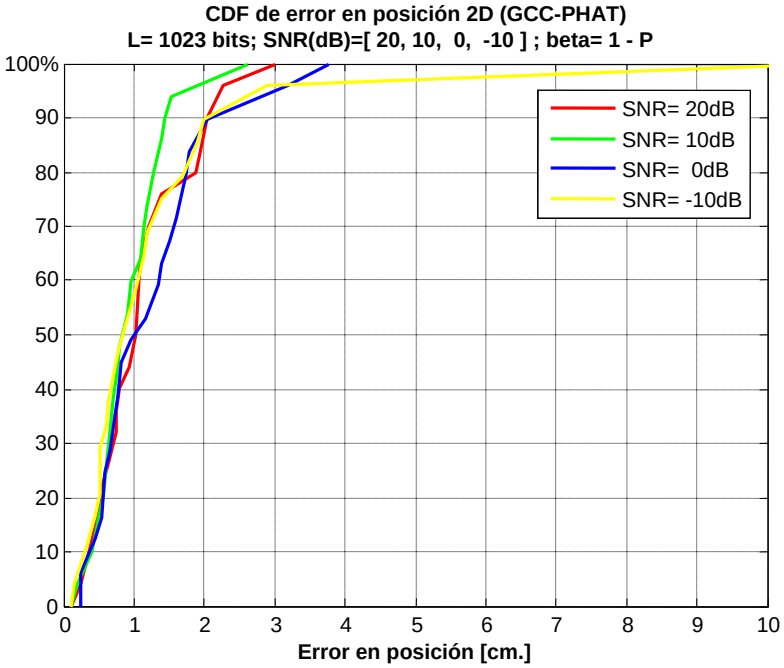


Figura 6.47. Probabilidad CDF de error en posición 2D mediante la GCC-PHAT(β) en función de la SNR, con estimación dinámica del factor de ponderación (β=1-*P*) para un punto lejano

Tabla 6.12. Desviación típica en muestras de los TDOAs (XCORR vs GCC-PHAT(β)) en función de la SNR(dB), con estimación dinámica de β y empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits ($\beta = 1 - P$)

Posición (X=35m,Y= 8m)	**XCORR** (σ TDOAs en muestras)				**GCC-PHAT** (σ TDOAs en muestras)			
SNR(dB)	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**	**T12**	**T13**	**T14**	**T15**
20 dB	13.05	12.49	14.43	12.87	1.48	1.48	1.48	1.51
10 dB	19.54	13.49	16.42	17.60	1.53	1.53	1.53	1.20
0 dB	29.80	21.99	26.96	25.91	1.53	1.53	1.53	1.37
-10 dB	28.15	22.12	31.00	19.15	5.18	5.18	5.18	1.67

Tabla 6.13. Desviación típica de las medidas en el eje X,Y en cm (XCORR vs GCC-PHAT(β)) en función de la SNR(dB), con estimación dinámica del factor β, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits.

Posición (X=35m, Y=8m)	**XCORR** (σ en cm)		**GCC-PHAT** ($\beta = 1 - P$) (σ en cm)	
SNR(dB)	**X**	**Y**	**X**	**Y**
20 dB	7.0	6.0	1.0	0.6
10 dB	10.0	7.6	0.8	0.6
0 dB	13.1	5.7	1.0	0.6
-10 dB	**13.3**	**12.1**	**1.4**	**1.5**

6.5.6. Simulación de una trayectoria circular sobre el plano z=0

A continuación se presentan los resultados de un recorrido circular de 3 metros de radio cuyo centro está situado en la perpendicular a la baliza 1, en función de diversos valores de SNR, con y sin efecto multicamino. Las condiciones se modifican por cuadrantes durante el recorrido circular, para así resumir el comportamiento de la correlación estándar frente a la GCC-PHAT(β). Desde la Figura 6.48 hasta la Figura 6.53 muestran los resultados obtenidos, para los casos de utilizar secuencias *Kasami* de 255 y 1023 bits.

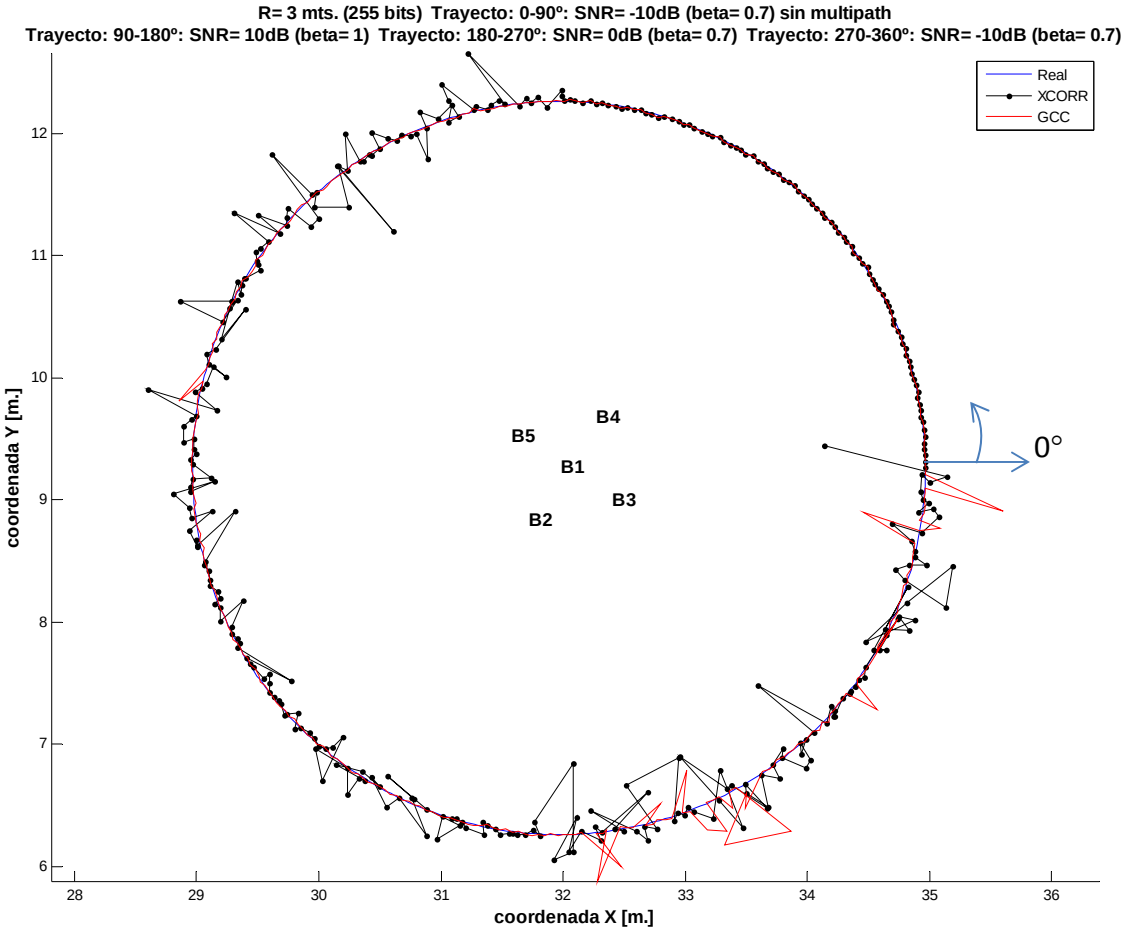


Figura 6.48. Estimación de la posición en 2D sobre trayectoria circular de radio = 3 metros (360 puntos). Por sectores se han aplicado diversas condiciones de SNR y beta, empleando secuencias *Kasami* de 255 bits. Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB (beta= 0.7) sin *multipath*. Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB (beta= 1). Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB (beta= 0.7). Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB (beta= 0.7)

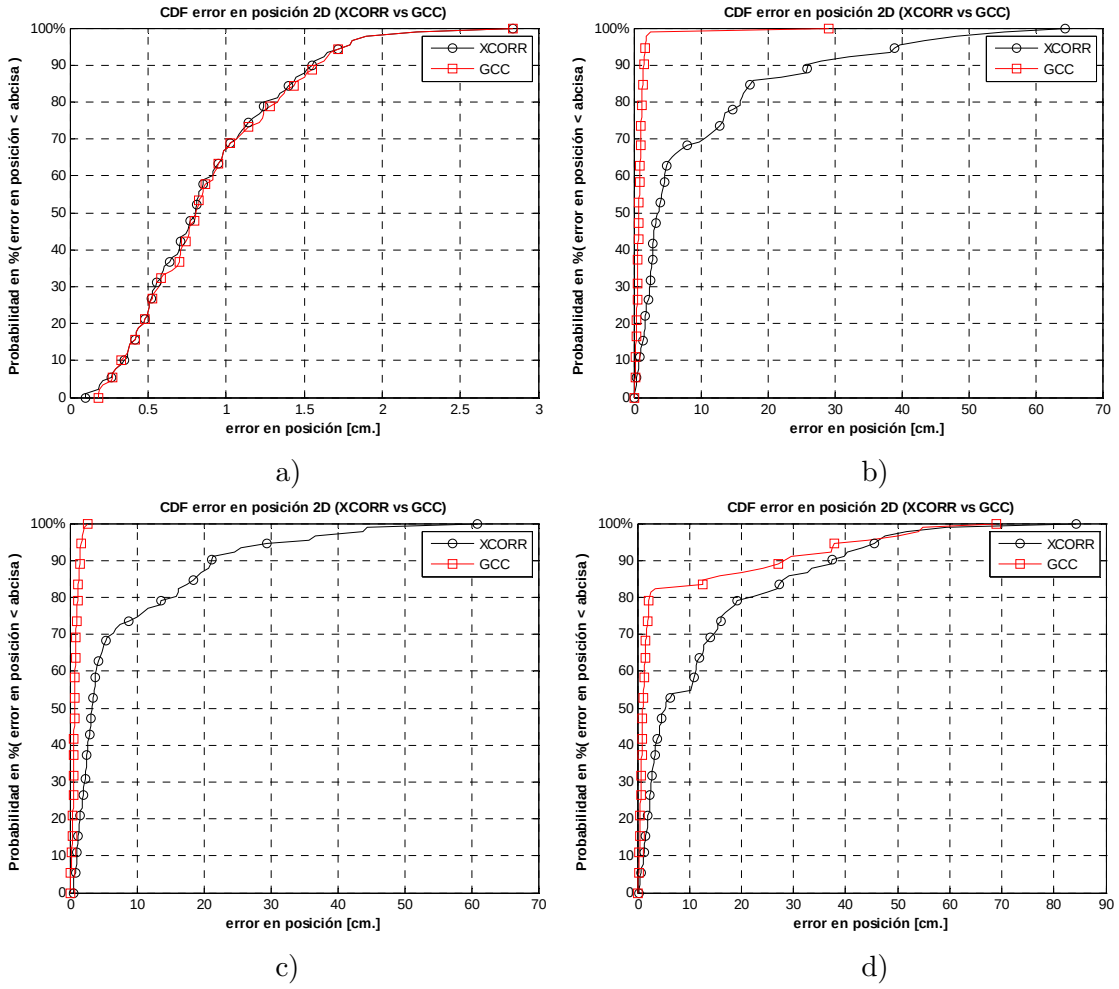


Figura 6.49. Probabilidad CDF de error en posición 2D por sectores para diversas condiciones de SNR y beta, empleando secuencias *Kasami* de 255 bits. a) Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB (beta= 0.7) sin *multipath*. b) Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB (beta= 1). c) Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB (beta= 0.7). d) Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB (beta= 0.7).

El análisis de la Figura 6.49 muestra que para secuencias *Kasami* de 255 bits y en ausencia de *multipath* (primer cuadrante), el comportamiento de la GCC-PHAT(β) frente a la CC es muy similar a pesar de la baja SNR, resultando un error inferior a 1.5cm, con un factor de confianza del 90%. Con presencia de *multipath,* el comportamiento de la GCC-PHAT(β) frente a la CC mejora notablemente los resultados, pues el error prácticamente se mantiene al aplicar la GCC excepto a medida que empeora la SNR. Para el caso de una SNR=-10dB aparecen algunos *outliers* que deterioran los resultados, siendo similares a utilizar la CC (cuarto cuadrante). No obstante, se observa en la Figura 6.49d que si se reduce al 80% el factor de confianza, el error con la GCC-PHAT(β) resulta ser inferior a 2 cm, mientras que con la CC es de 20 cm.

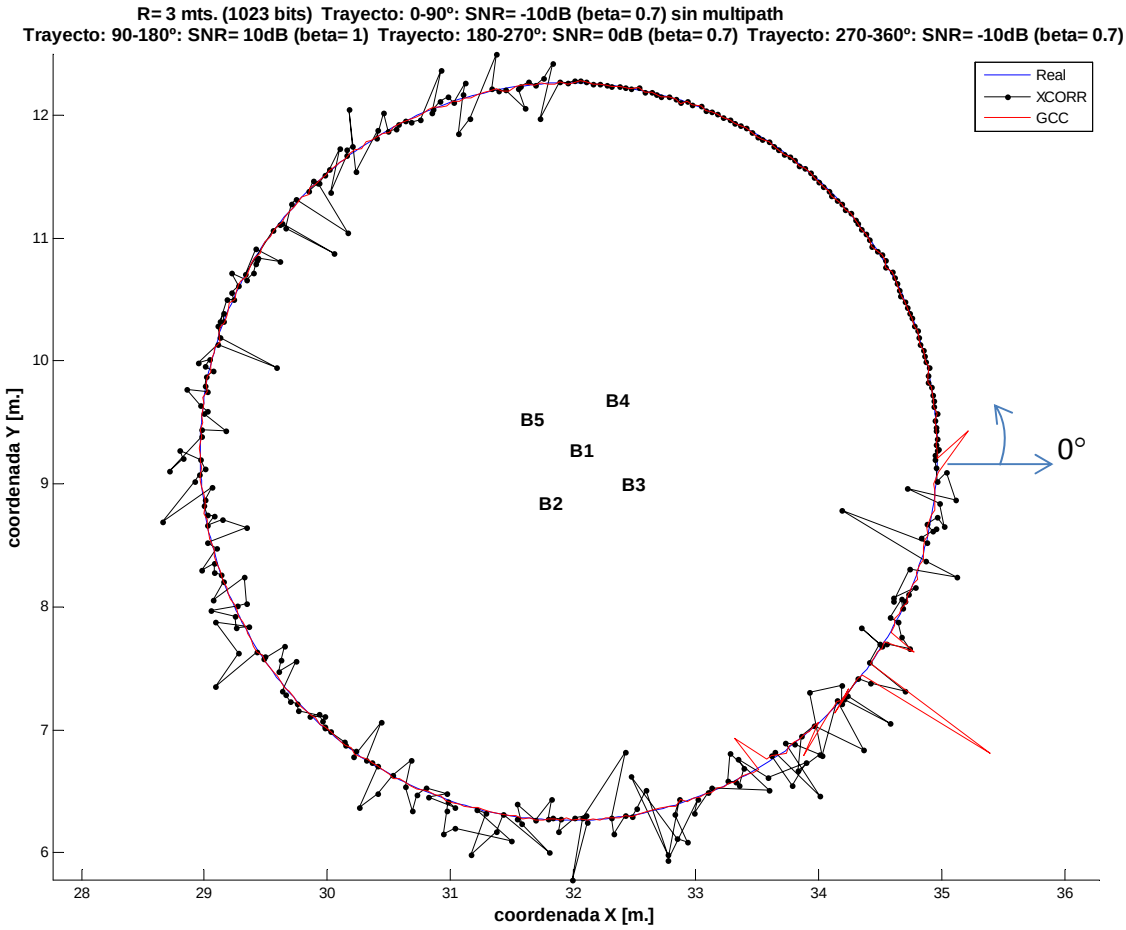


Figura 6.50. Estimación de la posición en 2D sobre trayectoria circular de radio = 3 metros (360 puntos). Por sectores se han aplicado diversas condiciones de SNR y beta, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits. Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB (beta= 0.7) sin *multipath*. Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB (beta= 1). Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB (beta= 0.7). Trayecto: 270-360º: SNR=-10dB (beta= 0.7).

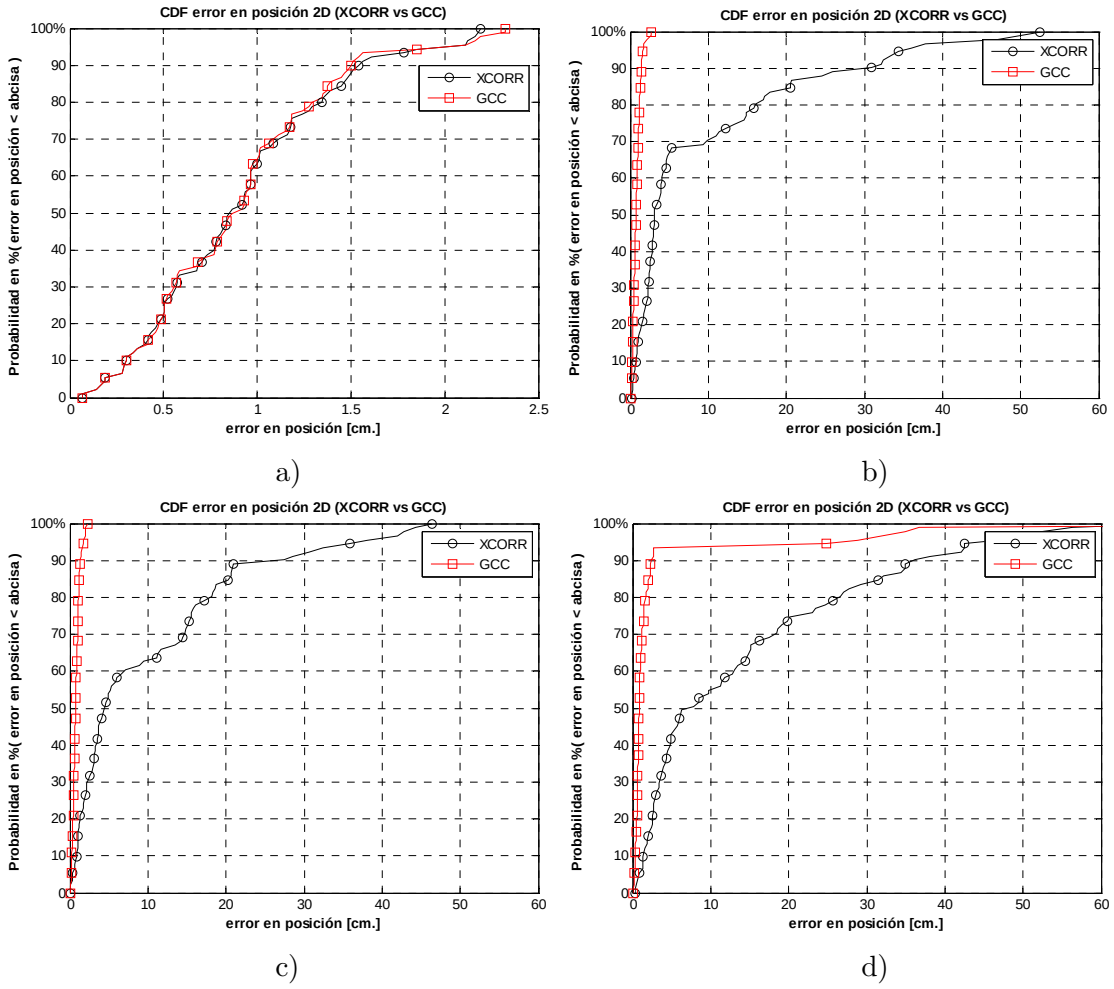


Figura 6.51. Probabilidad CDF de error en posición 2D por sectores para diversas condiciones de SNR y beta, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits. a) Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB (beta= 0.7) sin multipath. b) Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB (beta= 1). c) Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB (beta= 0.7). d) Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB (beta= 0.7)

Al emplear secuencias *Kasami* de 1023 bits (Figura 6.51) y como consecuencia del aumento de la ganancia de proceso, se observa una mejora considerable en los resultados de la GCC-PHAT(β) frente a la CC al considerar el efecto *multipath*, para valores reducidos de la SNR. Comparando los resultados con secuencias de 255 bits y para una SNR= -10dB (cuarto cuadrante) la GCC reduce el error a no más de 3 cm con el 90% de confianza, frente a errores de 35 cm que pueden llegar a alcanzarse al emplear la CC como consecuencia del efecto *multipath*.

En la Figura 6.52 y la Figura 6.53 se muestran los resultados sobre el mismo recorrido, teniendo en cuenta un ajuste dinámico del factor de ponderación β del filtro de la GCC-PHAT(β). La estimación del factor de ponderación β de forma dinámica, a partir del análisis de la función de correlación realizada en cada instante de medida, permite que el receptor se adapte automáticamente a los cambios en la SNR que exista en el sistema. Los resultados que se muestran en la Figura 6.53 son prácticamente similares a los

vistos en la Figura 6.51, en donde se fijaron unos valores de β de forma empírica para diversas condiciones de SNR.

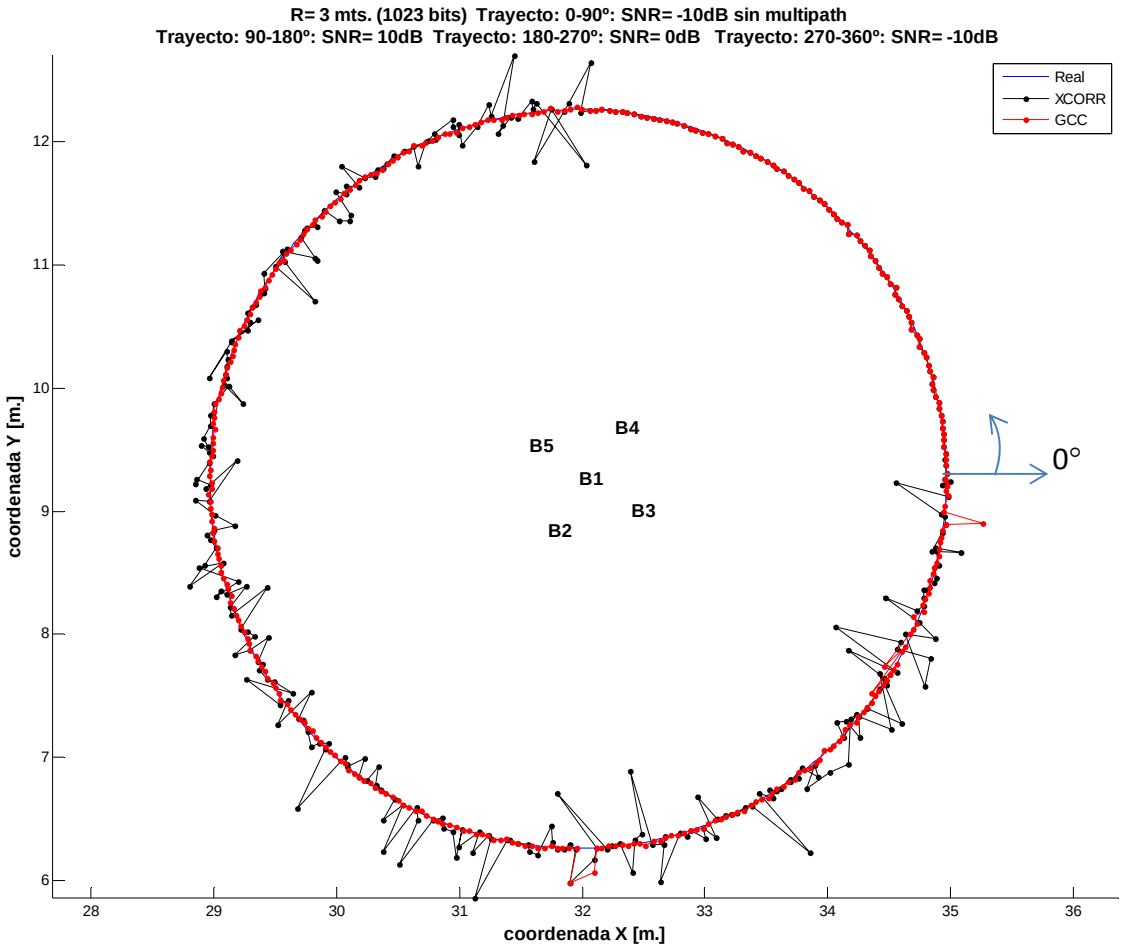


Figura 6.52. Estimación de la posición en 2D sobre trayectoria circular de radio = 3 metros (360 puntos). Por sectores se han aplicado diversas condiciones de SNR, con estimación dinámica de β, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits. Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB, sin *multipath*. Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB. Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB. Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB.

La estimación del factor de ponderación β de forma dinámica, a partir del análisis de la función de correlación realizada en cada instante de medida, permite que el receptor se adapte automáticamente a los cambios en la SNR que exista en el sistema. Los resultados que se muestran en la Figura 6.53 son prácticamente similares a los vistos en la Figura 6.51, en donde se fijaron unos valores de β de forma empírica para diversas condiciones de SNR.

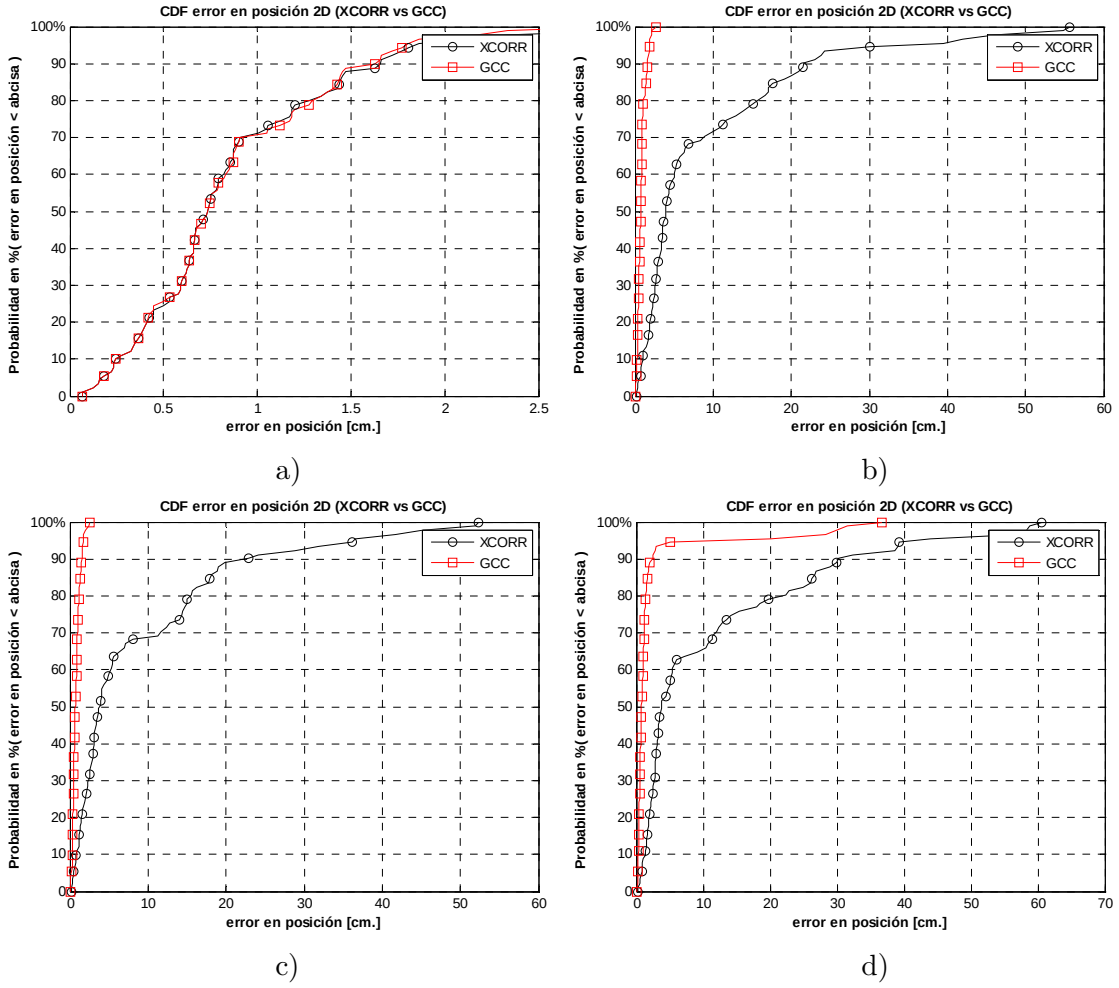


Figura 6.53. Probabilidad CDF de error en posición 2D por sectores para diversas condiciones de SNR, con estimación dinámica de beta, empleando secuencias *Kasami* de 1023 bits. a) Trayecto: 0-90º: SNR= -10dB sin *multipath* . b) Trayecto: 90-180º: SNR= 10dB. c) Trayecto: 180-270º: SNR= 0dB. d) Trayecto: 270-360º: SNR= -10dB.

6.6. Diseño de un LPS real para las pruebas experimentales

Para llevar a cabo un análisis real, se ha realizado una implementación práctica del nuevo LPS propuesto, describiéndose en este apartado todos los elementos que lo componen.

6.6.1. Módulo de excitación de las balizas

El módulo de excitación de los transductores que forman el sistema de balizamiento tiene como misión generar las señales codificadas de cada baliza y adaptarlas según las especificaciones de los transductores empleados. Con objeto de tener un diseño válido para cualquier tipo de codificación y modulación, se ha optado por utilizar un sistema digital programable basado en un microcontrolador de gran capacidad de proceso basado en un núcleo ARM (Cortex-M3) y con los recursos internos necesarios para facilitar la generación de la señal ultrasónica real debidamente modulada y codificada. Se trata de un módulo de bajo coste basado en el chip LPC1768 de NXP y diseñado por *mbed* [*mbed.org*] para aplicaciones con microcontroladores de 32 bits de última generación. Su aspecto puede observarse en la Figura 6.54.

Figura 6.54 Aspecto del módulo de excitación de las balizas basado en el microcontrolador de 32 bits LPC1768.

Esta propuesta de diseño aporta gran flexibilidad a la hora de poder utilizar distintos tipos de códigos, símbolos, tipo de modulación y técnicas de comprensión de la señal ultrasónica. Para ello, en su memoria se almacenan las muestras de las distintas secuencias a utilizar ya moduladas y con sus amplitudes adecuadas en función del símbolo de modulación elegido. Como el sistema de transmisión propuesto se basa en multiplexar en el tiempo la señal emitida por cada baliza, además de utilizar la técnica CDMA con secuencias *Kasami* para codificar la emisión de cada baliza, es suficiente con emplear un solo DAC que lleva interno el microcontrolador. Un multiplexor analógico externo controlado por la propia CPU, en base al periodo de repetición elegido, selecciona a qué baliza se envía la secuencia correspondiente, previo paso por un solo circuito amplificador. El diagrama de bloques del módulo de excitación se muestra en la Figura 6.55.

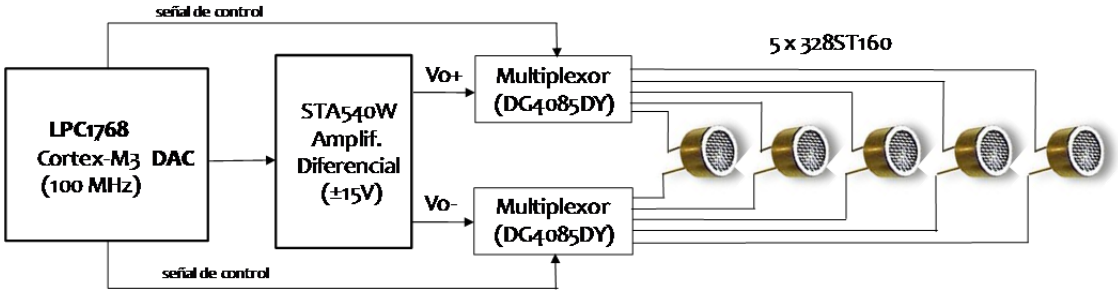


Figura 6.55. Diagrama de bloques del módulo de excitación de las balizas.

6.6.2. Transductor de la etapa de recepción

Son varios los transductores que se han probado en la etapa de recepción. El micrófono omnidireccional *electret* Panasonic WM-61B [Panasonic, 2006] diseñado para aplicaciones de audio de propósito general, se ha venido utilizando ampliamente por numerosos autores. Cabe destacar su reducido tamaño, su omnidireccionalidad y su ancho de banda, pues a pesar de estar diseñado para aplicaciones de audio su respuesta en frecuencia es prácticamente constante hasta los 45 kHz. Como circuito de acondicionamiento se ha utilizado el circuito integrado SSM2166 [Analog Device, 2008] para adaptar la señal adquirida por el micrófono a los niveles de tensión requeridos por el sistema de digitalización. Este circuito consta de una etapa de preamplificación seguida de un control automático de ganancia cuya función es mantener constantes los niveles de señal que entrega el micrófono.

Otra opción utilizada en las pruebas reales es el micrófono FG23329 [Knowles, 2005]. Se trata de un micrófono *electret* de reducido tamaño (2.5 mm de diámetro) y muy robusto en cuanto a construcción (Figura 6.56). Su carácter omnidireccional y su gran ancho de banda es una de sus principales características, además de su baja tensión de alimentación y su bajo consumo (0.9-1,6V/50µA). La señal de salida se ha acondicionado mediante un amplificador y un circuito desplazador de nivel (Figura 6.57), con objeto de adaptar la señal a la mayoría de los sistemas de adquisición y procesado de señal existentes en el mercado.

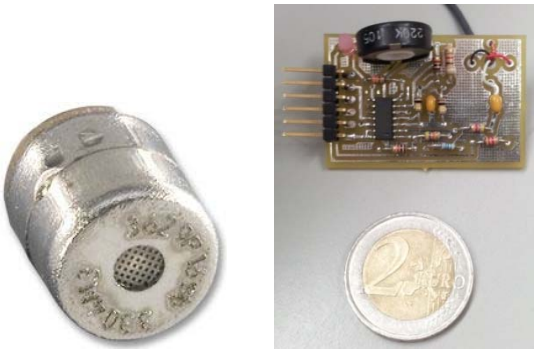


Figura 6.56. Micrófono FG23329 de *Knowles* y circuito de acondicionamiento.

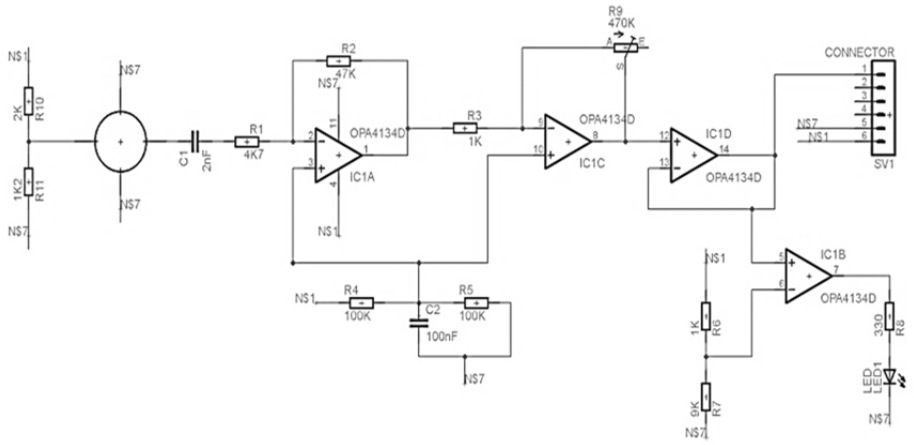


Figura 6.57 Circuito de acondicionamiento del micrófono FG23329 y aspecto del prototipo final

6.6.3. Módulo receptor

Con objeto de capturar la señal de una forma rápida para un posterior tratamiento se ha utilizado un micrófono 4939, preamplificador y filtro paso alto (15 kHz) *Brüel-Kjaer*, y el módulo de adquisición comercial *Ultrasoundgate 116Hm* de *Avisoft*. Su aspecto se puede ver en la Figura 6.58. Este módulo tiene una conexión a través de un puerto USB y mediante un software sencillo, permite capturar la señal recibida en archivos WAV para un posterior tratamiento de los datos mediante *Matlab*.

Figura 6.58. Modulo de adquisición *Ultrasoundgate 116Hm* de *Avisoft* y micrófono 4939 de *Brüel-Kjaer*.

6.7. Resultados experimentales

A continuación se presentan las pruebas reales obtenidas a partir del LPS implementado utilizando como receptor el micrófono 4939, preamplificador y filtro paso alto (15 kHz) *Brüel-Kjaer*, y el módulo de adquisición comercial *Ultrasoundgate 116Hm* de *Avisoft*. La frecuencia de muestreo utilizada ha sido de 500 kHz.

En la Figura 6.59 se muestra la estimación de la posición 2D sobre 50 medidas reales, en un punto del entorno. La desviación estándar de las medias en los ejes X e Y para la correlación estándar son 8.9 cm y 6.2 cm respectivamente; y mediante la GCC-PHAT (β=0.7) se obtiene 2.1 cm y 1.3 cm.

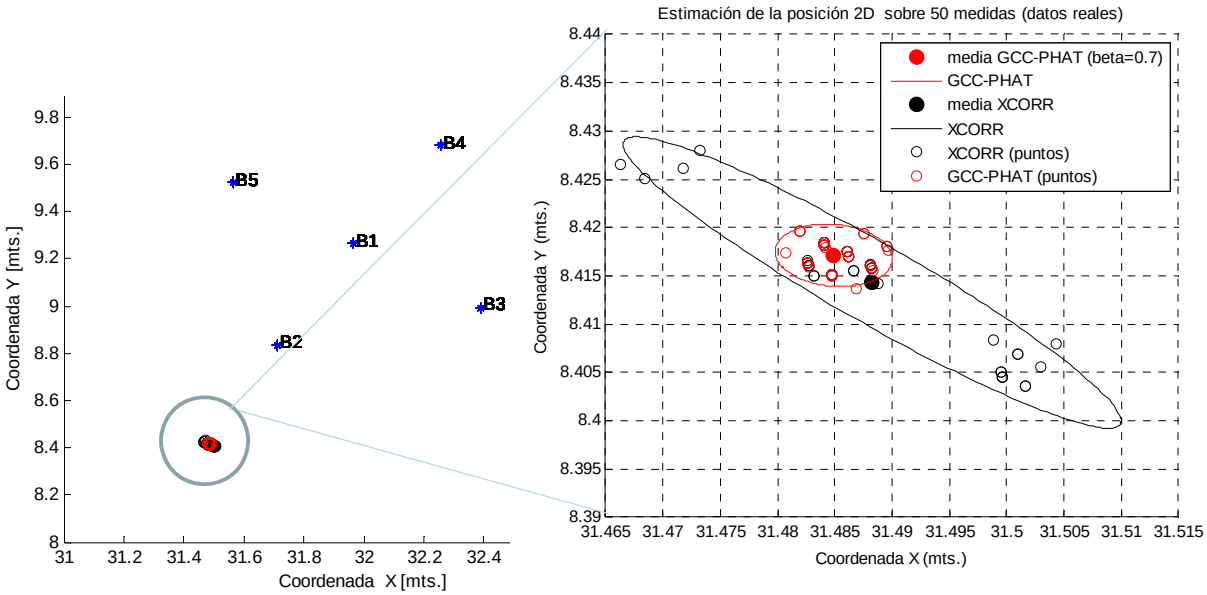


Figura 6.59. Estimación de la posición 2D en un punto del entorno obtenida de 50 medidas reales. Desviación estándar en X,Y en centímetros: XCORR (x=8.9, y=6.2), GCC-PHAT (β=0.7) (x=2.1, y=1.3)

La Figura 6.60 muestra a modo de ejemplo, para una de las medidas, el resultado comparativo de la correlación estándar frente a la GCC-PHAT para las 5 balizas, y en la Figura 6.61 una ampliación (zoom) para la secuencia asignada a la baliza 5. Claramente se observa la mejora que ofrece la correlación GCC-PHAT con señales reales, al detectar de forma más precisa el pico máximo.

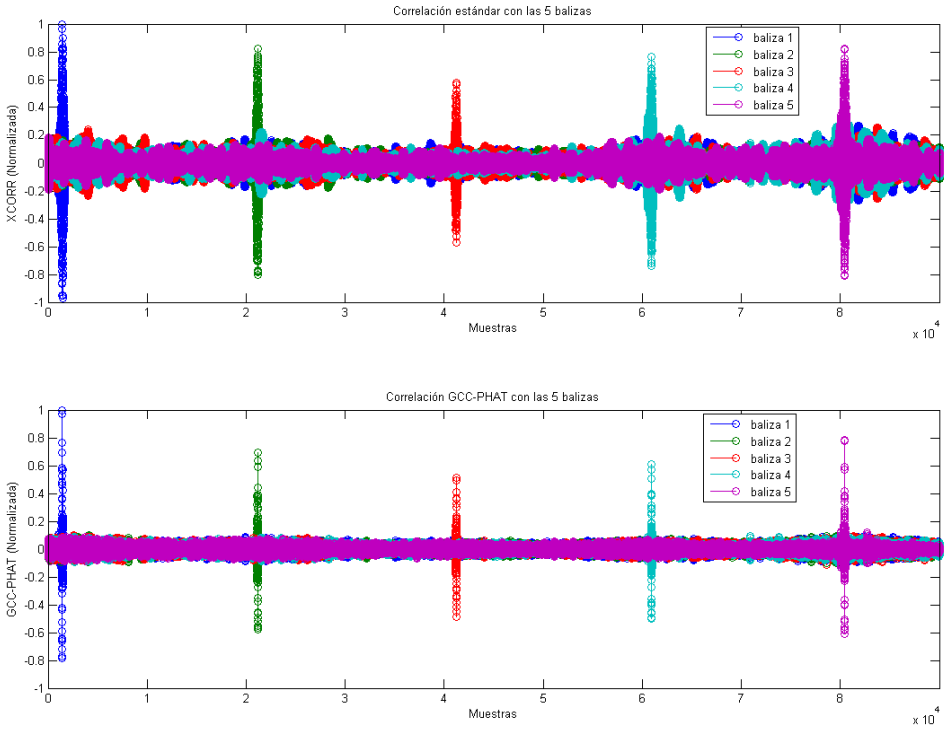


Figura 6.60. Comparación del resultado de la correlación estándar frente a la GCC-PHAT con señales reales, para las 5 balizas.

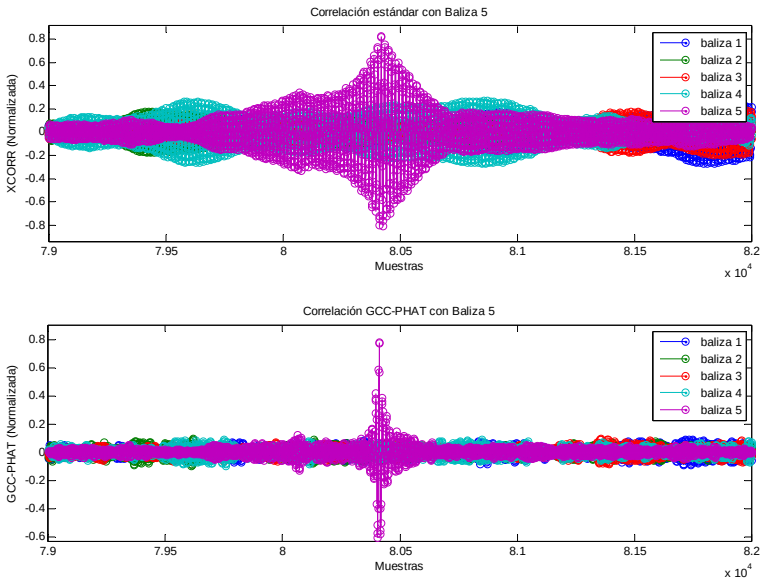


Figura 6.61. Imagen ampliada para los resultados de la baliza 5 correspondiente a la figura anterior.

En la Figura 6.62 se muestra otra prueba real en un punto más alejado. En este caso, para la correlación estándar las desviaciones en cada eje son 5.4cm y 5.7cm; y con la GCC-PHAT (β=0.7) se obtiene 2.2cm y 2.5cm.

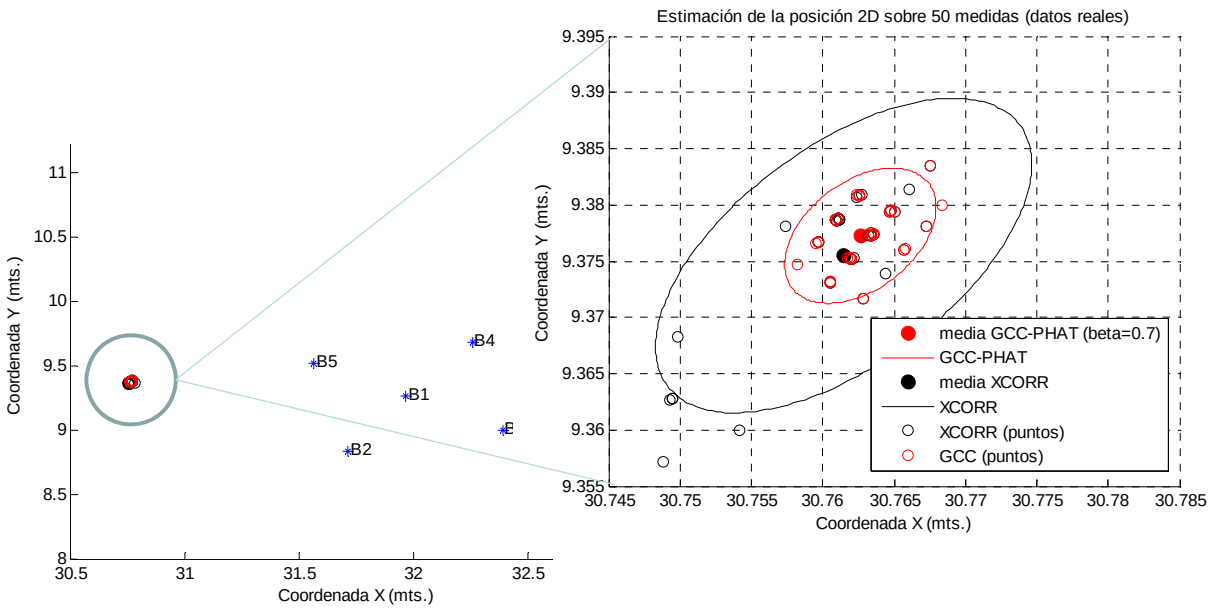


Figura 6.62. Estimación de la posición 2D en un punto del entorno obtenida de 50 medidas reales. Desviación estándar en X,Y en centímetros: XCORR (x=5.7, y=5.4), GCC-PHAT (β=0.7) (x=2.2, y=2.5).

Se ha realizado un prueba de estimación de la posición sobre un recorrido circular (radio= 2.35 metros) de centro la perpendicular a la baliza 1 (baliza central), con ayuda de un robot Lego NXT como soporte del repector (micrófono *Brüel-Kjaer*).

La trayectoria pasa muy cercana a dos columnas y una pared, lo que ocasiona que aparezca el efecto multicamino. Además, se han colocado próximas a la trayectoria, dos placas de metacrilato como reflectores para provocar más situaciones de multicamino en otros puntos del recorrido, tal como se muestra en la Figura 6.63. Al final del recorrido se ha introducido ruido acústico en el entorno, con ayuda de un taladro para comprobar la inmunidad al ruido del sistema.

Los resultados que se reflejan en la Figura 6.63 muestran claramente como la GCC-PHAT con β=0.7 proporciona un mejor resultado comparado con la CC en la estimación de la posición, filtrando el efecto multipath en los puntos señalados sobre el trayecto.

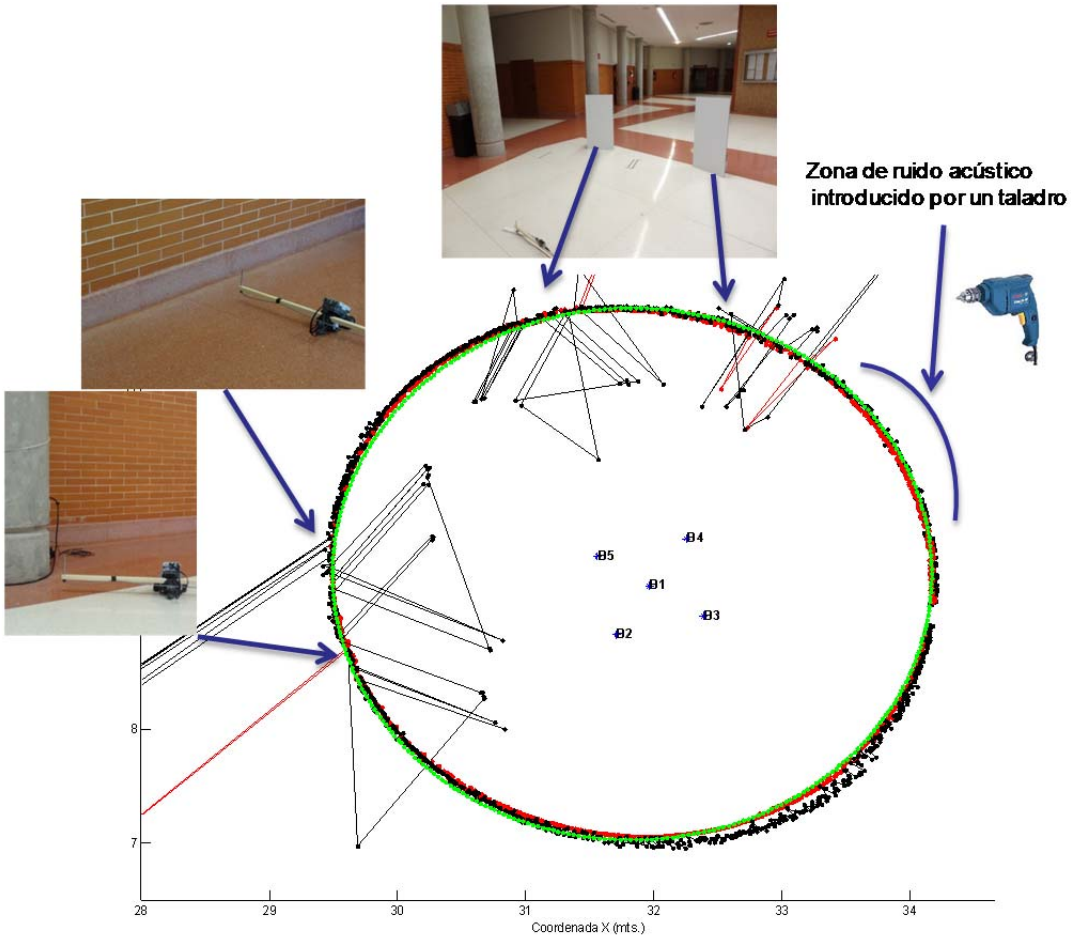


Figura 6.63. Recorrido circular en el entorno de pruebas con el LPS construido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro.

Las figuras que aparecen a continuación (Figura 6.64-Figura 6.67) muestran los resultados del recorrido circular por cuadrantes con objeto de tener una mejor visualización.

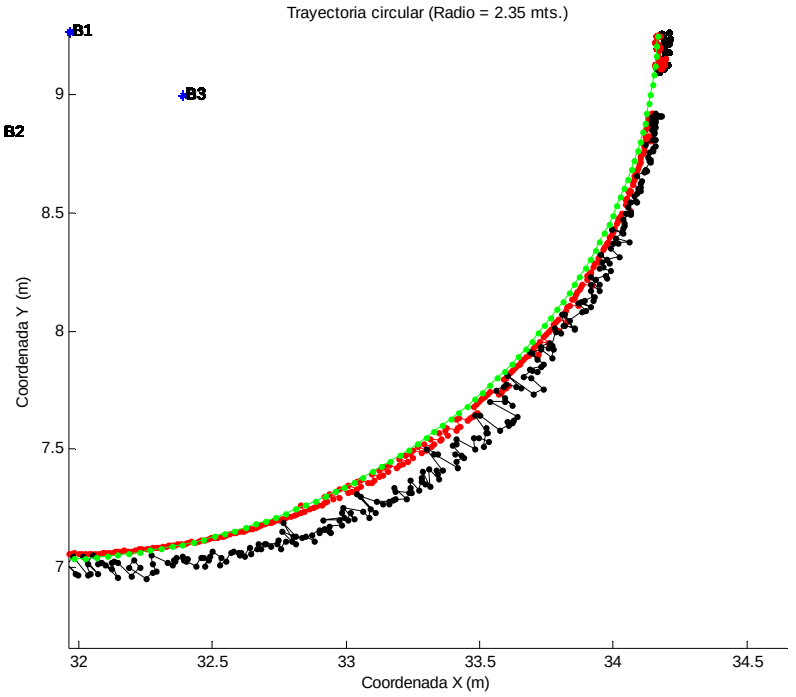


Figura 6.64. Primera parte del trayecto o cuadrante del recorrido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro.

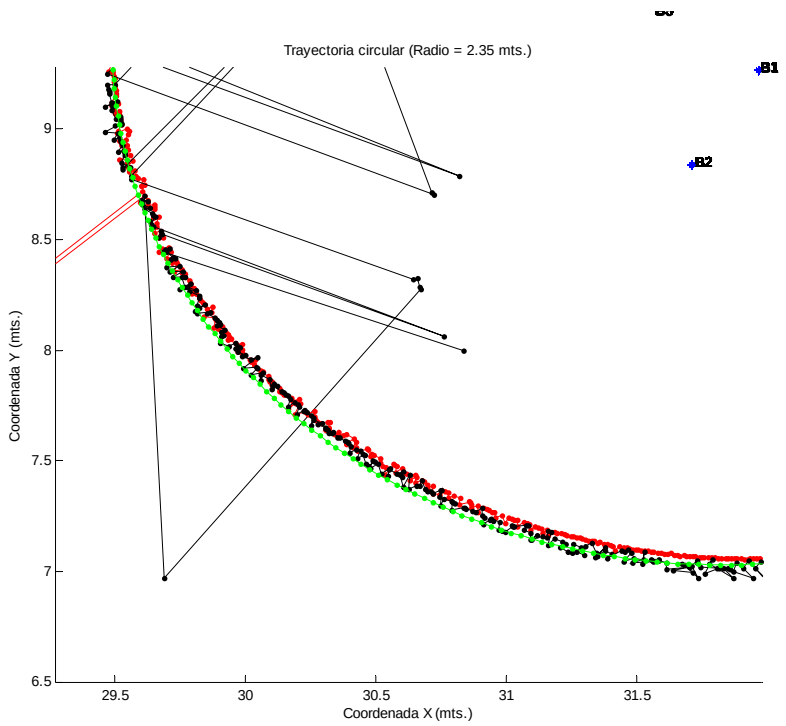


Figura 6.65. Segunda parte del trayecto o cuadrante del recorrido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro.

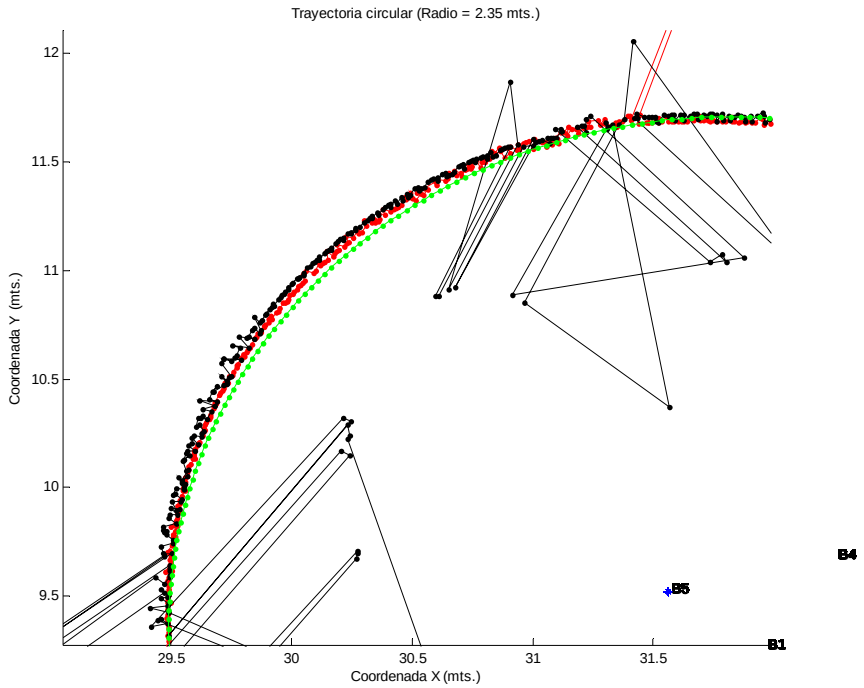


Figura 6.66. Tercera parte del trayecto o cuadrante del recorrido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro.

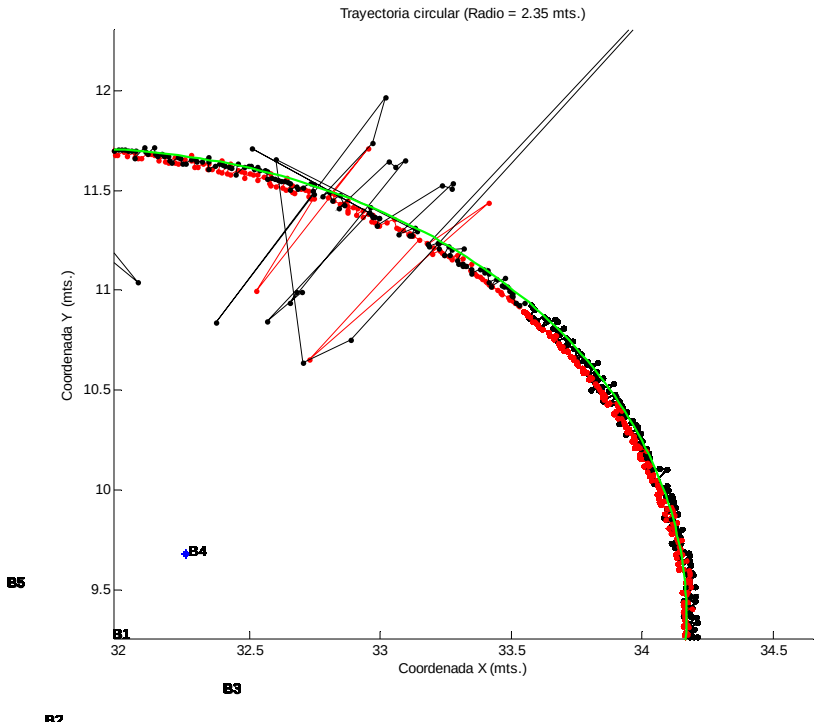


Figura 6.67. Cuarta parte del trayecto o cuadrante del recorrido. Trayectoria real, en verde; la estimada mediante la GCC-PHAT(β=0.7), en rojo; y la estimada mediante la CC, en negro.

El error absoluto en posición estimado a partir de la correlación estándar frente a la GCC-PHAT con β=0.7, sobre el conjunto de medidas realizadas a lo largo del trayecto, se muestra en la Figura 6.68. Claramente se observa el incremento del número de *outliers,* como consecuencia del efecto *multipath*, obtenidos de la correlación estándar frente a la GCC.

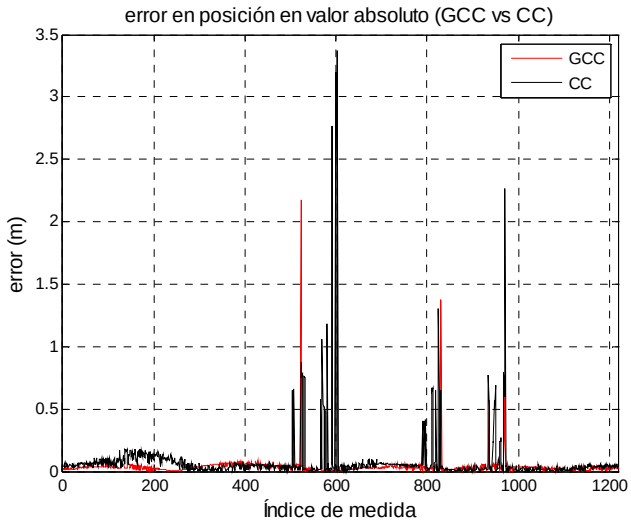


Figura 6.68. Error en posición en valor absoluto (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del recorrido en función del índice de medida.

En la Figura 6.69 se muestra la función de probabilidad CDF de error en posición a lo largo del recorrido, donde se observa que con el 90% de probabilidad, la GCC-PHAT con β=0.7 obtiene un error en posición inferior a 5.5cm en el peor de los casos. En cambio, los resultados de la correlación estándar no garantizan un error inferior a 11.5cm.

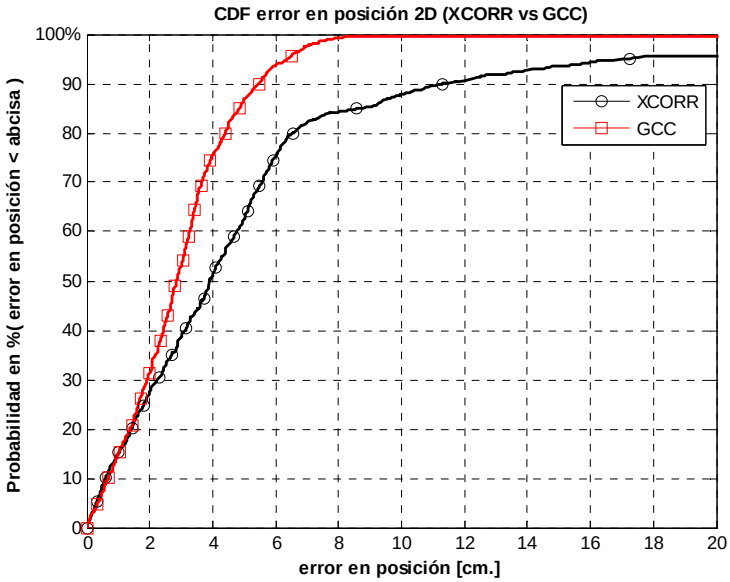


Figura 6.69. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del recorrido.

En el siguiente grupo de figura (Figura 6.70-Figura 6.73) se muestran las funciones CDF de error en posición por cuadrantes o sectores del recorrido.

En el primer sector del recorrido se observa que en ausencia de ruido y multicamino el error es inferior a 4cm para la GCC-PHAT frente a 14cm con la CC, con una probabilidad del 90% (Figura 6.70).

En el segundo sector (Figura 6.71), sin embargo, la CC obtiene una ligera mejora, como consecuencia de que en la primera parte del sector existe una pérdida de alineamiento de los resultados de la GCC-PHAT con el trayecto real (ver Figura 6.65).

En el tercer sector, donde se manifiesta también el efecto *multipath* al comienzo y final del cuadrante, la GCC-PHAT mantiene el error inferior a 4cm con una probabilidad del 90%, frente al 50% de la CC (Figura 6.72)

En el último sector del recorrido se manifiesta de nuevo el efecto *multipath* al inicio, para luego entrar en una zona de ruido acústico hasta su final. La GCC-PHAT y la CC proporcionan resultados parecidos, manteniéndose el error inferior a 4cm con probabilidades del 85% y 80% respectivamente (Figura 6.73). Se puede concluir que la GCC-PHAT con β constante no manifiesta la mejora suficiente en la estimación de la posición ante una baja SNR.

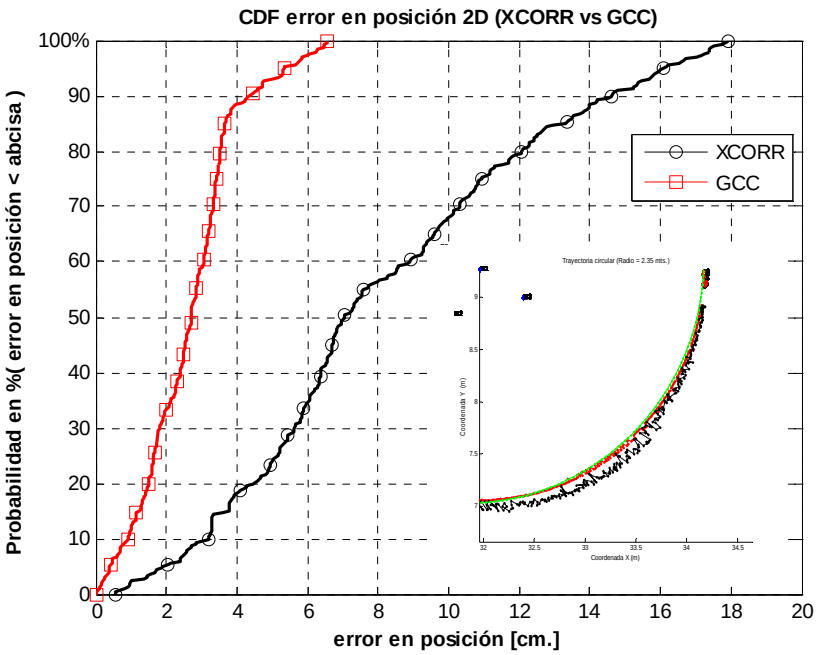


Figura 6.70. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del primer sector del recorrido.

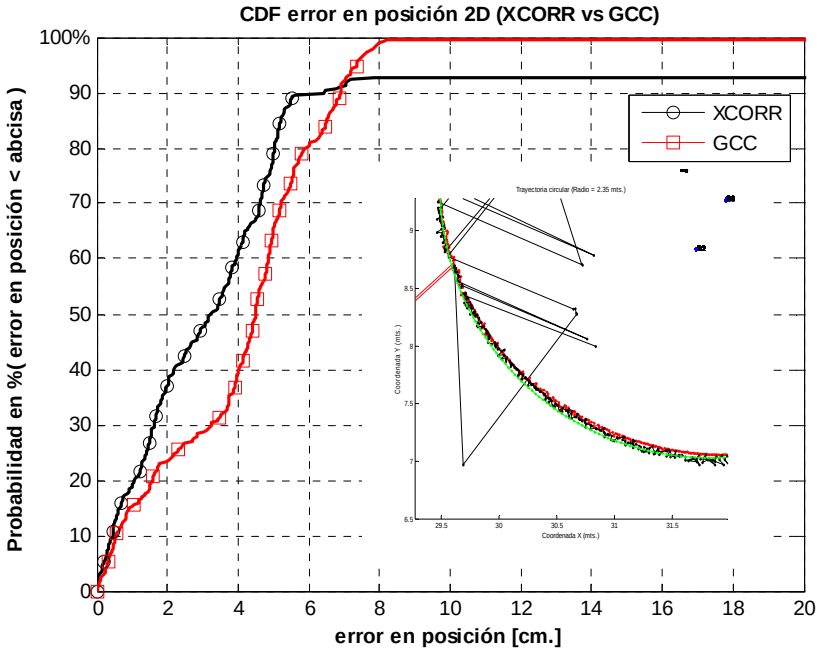


Figura 6.71. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del segundo sector del recorrido.

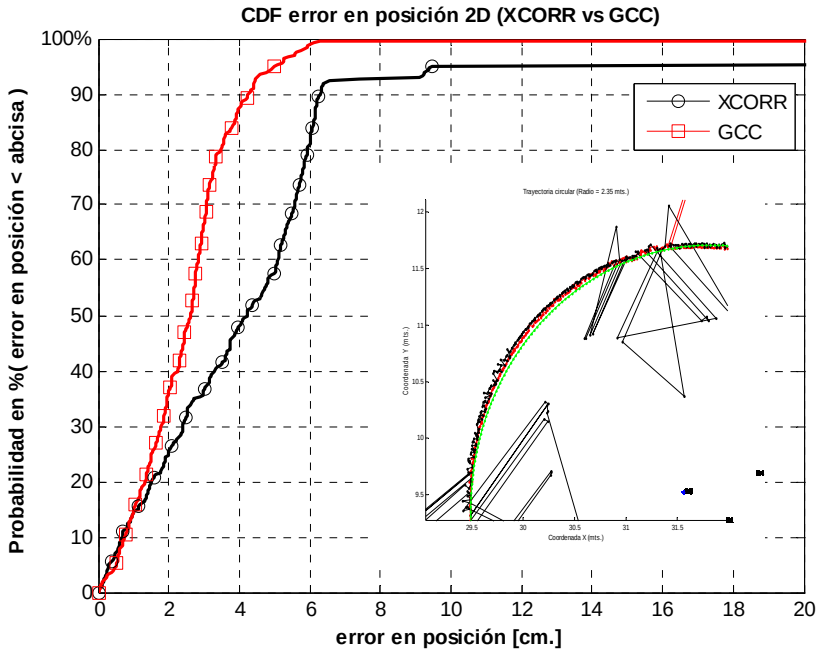


Figura 6.72. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del tercer sector del recorrido.

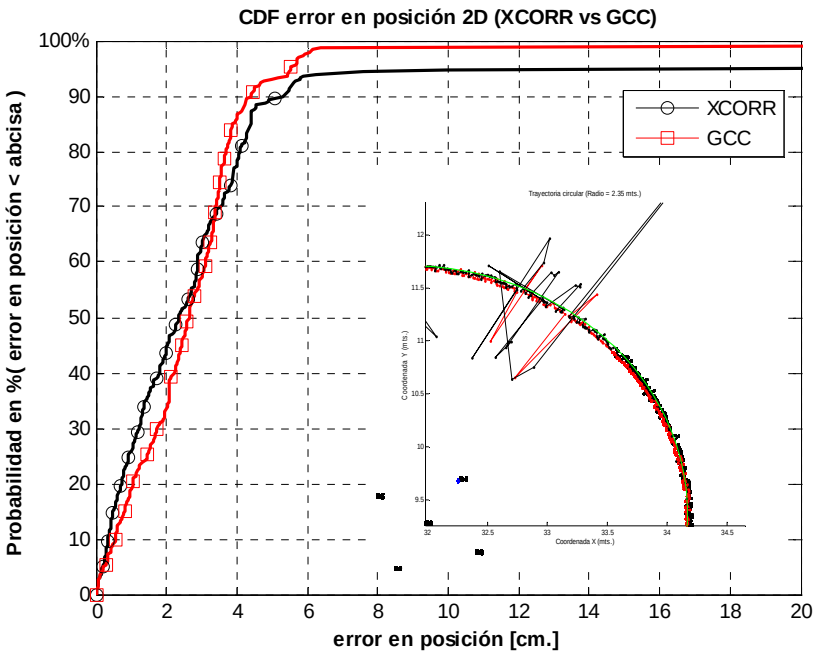
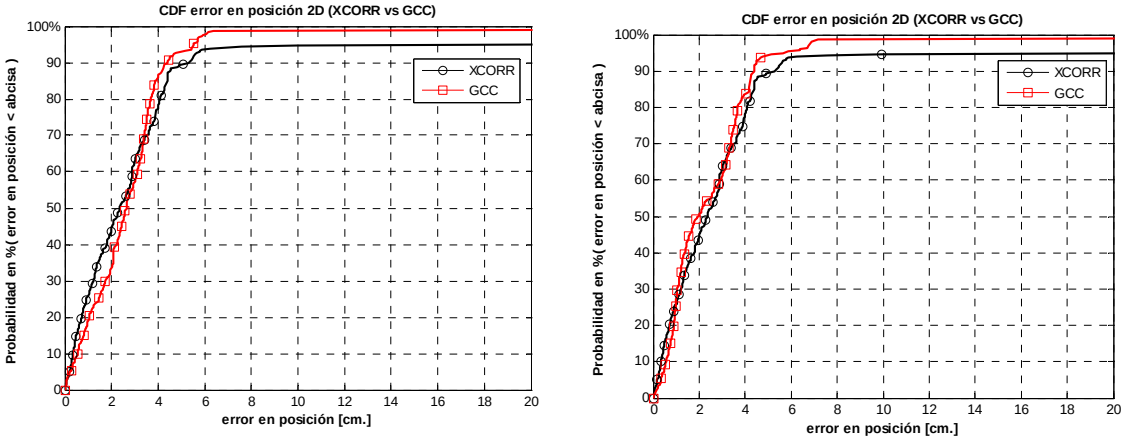


Figura 6.73. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT(β=0.7)) a lo largo del cuarto sector del recorrido.

Los resultados obtenidos en el caso de considerar una estimación de la posición a partir de la GCC-PHAT con una β dinámica, son muy similares a los obtenidos con β=0.7. Sólo en el último tramo del trayecto, y como consecuencia del ruido acústico introducido con un taladro, se observa una leve mejoría del comportamiento de la β dinámica al ajustarse su valor de forma más óptima ante la presencia de ruido en el sistema. Este efecto se observa en la Figura 6.74 al comparar la función de probabilidad CDF de error.



a) b)

Figura 6.74. Probabilidad CDF de error en posición 2D (XCORR vs GCC-PHAT) en la última parte del trayecto con ruido acústico. a) con β=0.7, b) con β dinámica.

La justificación de este hecho puede verse al analizar el valor estimado de β en cada medida y para cada baliza, en la última parte del recorrido circular y ante la presencia de ruido. Se observa en la Figura 6.75 como el valor medio del conjunto de valores de cada una de las betas de cada baliza tiende aproximadamente a 0.7.

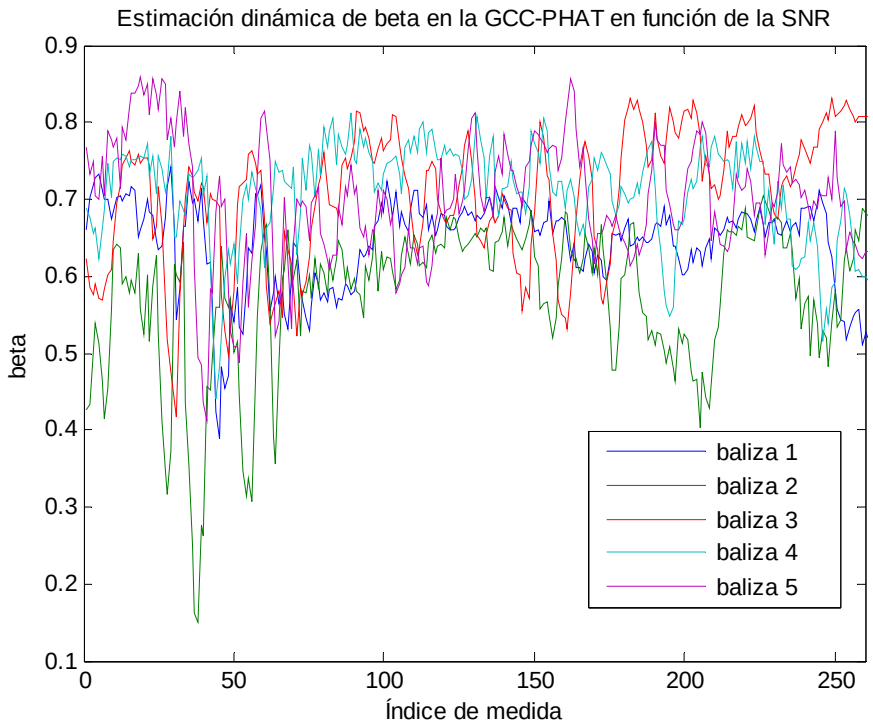


Figura 6.75. Estimación dinámica de β en función de la SNR, en cada medida y para cada baliza, en la última parte del trayecto en presencia de ruido acústico

6.8. Conclusiones

Se han analizado aquellos parámetros que se han tenido en cuenta en el modelo del LPS propuesto para realizar las simulaciones sobre el entorno *Matlab*, y que han permitido verificar su comportamiento a partir del análisis del error en la medida de las diferencias de tiempo de vuelo (TDOAs), y el error de la posición estimada en varios puntos de test del área de cobertura.

Se han desarrollado modelos simulados de cada uno de los elementos que afectan al comportamiento del LPS: secuencias de codificación, en este caso *Kasami* de 255 y 1023 bits; modulador BPSK; modelo de los transductores que forman las balizas considerando la respuesta en frecuencia y fase, patrón de radiación, divergencia geométrica y pérdidas de absorción; influencia de la relación señal-ruido; y el efecto de variación de la temperatura sobre la velocidad de propagación de la señal ultrasónica. Adicionalmente se

ha tenido en cuenta el efecto multicamino, así como el error en la medida de los tiempos de vuelo, ocasionado por la variabilidad del instante de emisión de la señal ultrasónica respecto a la señal de excitación, como consecuencia de las características mecánicas del transductor.

Del análisis del proceso de simulación, tanto para una posición cercana como alejada del sistema de balizamiento y sobre 50 medidas realizadas en un mismo punto, se ha demostrado que con el 90% de probabilidad, la GCC-PHAT obtiene un error en posición inferior a 2.2 cm en el peor de los casos. Todo ello, teniendo en cuenta un amplio margen de variación de la SNR entre 20 dB y -10 dB, reduciéndose a un error inferior a 1.5 cm para una la relación SNR=20dB. En cambio, los resultados de la correlación estándar, no garantizan un error inferior a 22 cm en el mejor de los casos, es decir para una SNR de 20dB. No obstante, se ha comprobado que para puntos cercanos al sistema de balizamiento estos resultados presentan una ligera mejoría (apenas medio centímetro), no tanto por una mejor detección de las secuencias, sino por la mejoría que presenta el DOP en estos puntos. Estas diferencias tan significativas son consecuencia de que la correlación estándar no consigue mitigar de manera eficaz el efecto multicamino, dando lugar a falsas detecciones de los instantes de llegada en el receptor de la señal ultrasónica.

Además, se ha demostrado la necesidad de introducir un factor de ponderación en el filtro PHAT, para que la GCC-PHAT tenga un comportamiento eficaz cuando la relación señal-ruido sea inferior a 0 dB. Con objeto de que este factor no se fije a priori, aunque bien es cierto que el valor β=0.7 proporciona de forma general unos buenos resultados, se ha modelado una función que estima de manera dinámica dicho factor a partir de la relación entre el máximo de los lóbulos laterales y el pico principal de la función de correlación obtenida en cada medida.

Con objeto de obtener unos resultados no sólo a nivel de simulación sino también experimentales, se ha diseñado e implementado un LPS ultrasónico real, considerando no sólo el sistema sensorial formado por las balizas, sino además el diseño del sistema electrónico que permite excitar a los transductores con señales reales y el circuito receptor de la señal emitida por dichas balizas. Esto ha permitido comparar los resultados obtenidos de un proceso de simulación con los resultados reales tomados de forma experimental sobre un entorno concreto.

De las pruebas experimentales, y sobre 50 medidas tomadas en un punto cercano al sistema de balizamiento, se obtuvieron unos resultados en la desviación estándar de las medias en los ejes X e Y para la correlación estándar de 8.9cm y 6.2cm respectivamente; y mediante la GCC-PHAT (β=0.7) de 2.1cm y 1.3cm. Para un punto lejano los resultados para la correlación estándar fueron de 5.4cm y 5.7cm y con la GCC-PHAT (β=0.7) de 2.2cm y 2.5cm.

Los resultados mostrados, tanto simulados como reales, validan la propuesta del uso de la GCC-PHAT introduciendo el factor de ponderación, frente a la técnica habitual de la correlación estándar o *matchfilter*, con objeto de mejorar la estimación de la posición en un LPS ultrasónico real empleando técnicas de codificación de señal, pues de lo contrario la GCC-PHAT habitual no responde adecuadamente con señales reales y valores de relación señal-ruido inferiores a 0dB.

7

Conclusiones y Trabajos Futuros

En este capítulo se presentan las principales aportaciones y conclusiones que se derivan del estudio realizado en esta Tesis. También se exponen los trabajos y líneas de investigación que pueden ser abordados en el futuro, como consecuencia de las aportaciones realizadas. Finalmente se incluyen los trabajos publicados durante el desarrollo de la investigación, relacionados con diversos aspectos abordados en la misma.

7.1. Conclusiones

En esta Tesis se ha diseñado un sistema de posicionamiento local basado en ultrasonidos, empleando la técnica multiacceso DS-CDMA, y caracterizado por la ausencia de sincronismo entre las balizas emisoras y el receptor que se ubica en el RM u objeto a posicionar. El carácter asíncrono viene determinado porque los RMs no necesitan conocer el instante de emisión de las balizas. Es por esto, que se haya contemplado un sincronismo común en el sistema de balizamiento, es decir, que todas las balizas emitan en el mismo instante de tiempo o con retardos preestablecidos entre ellas y conocidos por los receptores. Para ello, el método de posicionamiento está basado en la trilateración hiperbólica a partir de las diferencias de tiempo de vuelo (TDOAs) obtenidas entre el instante de llegada de la señal procedente de una baliza considerada como referencia, y el resto de ellas.

El desarrollo del sistema propuesto se ha dividido en cuatro partes: en primer lugar se ha caracterizado un sistema LPS ultrasónico con balizas codificadas, haciendo una descripción general, tanto en lo referente a la estructura del mismo como a las técnicas de codificación a emplear, destacando aquellas partes, parámetros y características que se consideran de mayor interés, todo ello considerando que las balizas emiten de forma

simultánea. En segundo lugar se ha propuesto el diseño de una baliza de amplia cobertura a partir de la elección de un transductor comercial, haciendo un estudio de diseño de un reflector cónico con el objetivo de mejorar su lóbulo de radiación o patrón de emisión. A continuación, se ha hecho un análisis de un sistema de balizamiento desde el punto de vista de detección de los TOAs, proponiendo nuevos métodos de detección y formatos de emisión con objeto de hacer el sistema más inmune a las interferencias y al efecto multicamino. Por último, se han mostrado resultados a nivel de simulación, donde se han tenido en cuenta todos los parámetros objeto de estudio, para luego ser comparados bajo condiciones reales a partir de una propuesta de diseño de un LPS real en la que se ha descrito el hardware necesario para implementar el sistema de balizamiento y el módulo receptor necesario para procesar la señal emitida por las balizas. A partir de las medidas reales realizadas en posiciones fijas y sobre un robot en movimiento se han validado los resultados tras contrastarlos con los obtenidos en las simulaciones.

7.1.1. Estructura general del LPS ultrasónico

Cualquier sistema de posicionamiento que emplee la técnica de balizamiento estará formado por tres bloques fundamentales: por un lado los elementos que forman el propio sistema de balizamiento, formado por un conjunto de N balizas distribuidas en un determinado espacio; por otro, el canal o medio en el que se propagan las emisiones de las distintas balizas, y, finalmente, el móvil u objeto a posicionar dentro del entorno útil o área de cobertura deseada.

El LPS propuesto emplea un conjunto de balizas emisoras ultrasónicas ubicadas en posiciones conocidas, con el objetivo de llevar a cabo un sistema de posicionamiento descentralizado en el puedan coexistir varios RMs en un mismo espacio, y sin que por ello tenga que ser alterado o modificado el sistema de balizamiento.

El empleo de la técnica multiacceso DS-CDMA utilizando secuencias pesudoaleatorias ha permitido una emisión simultánea de las balizas. Para poder detectar la emisión de cada baliza, se le asigna un código o secuencia que presente unas buenas propiedades de autocorrelación y correlación cruzada, a efectos de garantizar una buena detección, resultando que las secuencias *Kasami* son las que mejores propiedades presentan. El hecho de poder utilizar un mismo ancho de banda para la emisión simultánea de todas las balizas, permite reducir el tiempo de adquisición de la posición, a la vez que permitirá una mayor tolerancia al ruido al trabajar con códigos o secuencias pseudoaleatorias en la codificación de la señal ultrasónica. Esta técnica ha permitido una detección incluso por debajo de valores que supuestamente se consideran como ruido, incluido algún tipo de ruido impulsivo cuyos límites de duración temporal no sean excesivamente elevados.

La elección del transductor más óptimo para implementar cada una de las balizas es un factor muy importante, fundamentalmente desde el punto de vista de su ancho de

banda, dado que la técnica multiacceso empleada expande el espectro de la señal original. Otros factores a tener en cuenta han sido el patrón de emisión y el nivel de presión sonora.

Puesto que uno de los objetivos a alcanzar en el diseño del LPS era evitar cualquier tipo de sincronismo entre las balizas y los RMs, se ha hecho necesario que las balizas emitan de forma periódica y sincronizada. El sincronismo en la emisión de las distintas balizas se llevó a cabo de forma externa mediante un reloj común y una línea de interconexión también común a todas las balizas.

7.1.2. Diseño de una baliza ultrasónica de amplia cobertura

A partir de la elección de un transductor o sensor comercial, que cumpla los requisitos necesarios en cuanto al ancho de banda se refiere, y teniendo en cuenta su patrón de radiación omnidireccional en el plano horizontal, se ha propuesto el diseño de un reflector cónico con el objetivo de mejorar su lóbulo de radiación o patrón de emisión, para garantizar una mayor área de cobertura sobre el suelo cuando se ubica en el techo de un espacio interior.

Se han expuesto las pautas de diseño de este reflector teniendo en cuenta una serie parámetros que determinarán sus dimensiones físicas: distancia del punto central del sensor al vértice del cono del reflector, su ángulo de apertura en el plano vertical, la longitud del reflector, la altura a la que ubicará la baliza, y el radio de cobertura en el suelo que se desea obtener sobre la vertical del sensor.

Una vez diseñada la baliza se ha realizado un estudio de los efectos de pérdida debidos a la absorción, a la atenuación debida al patrón de radiación del transductor y a la divergencia esférica. Estos efectos no solo se han analizado de manera independiente, sino que además se han tenido en cuenta las reflexiones ocurridas en el interior del reflector cónico, que originan zonas de superposición de señal a medida que nos alejamos de la perpendicular del sensor sobre el suelo, y todo ello para una determinada altura a la que se sitúe la baliza.

Al emplear DS-CDMA con secuencias *Kasami*, existe un efecto añadido que tiene su mayor influencia en la proximidad a la vertical del transductor, y es debido a que la señal llega por tres caminos como consecuencia del efecto de superposición ya comentado. Si la diferencia de tiempo de llegada del código o secuencia es inferior al tiempo de duración del símbolo de modulación, tiene lugar la interferencia ISI que trae como consecuencia una variación del nivel de potencia detectado, y que ha sido objeto de análisis tanto a nivel de simulación como a nivel experimental.

7.1.3. Detección de las señales codificadas

Se ha llevado a cabo un estudio exhaustivo desde el punto de vista de analizar el proceso de señal, teniendo en cuenta la caracterización de la respuesta del transductor utilizado en las balizas, el sistema de codificación para identificar de forma unívoca a las balizas a partir secuencias *Kasami*, el método de modulación para incorporar estos códigos a la señal ultrasónica, así como la técnica de detección, en el domino del tiempo, basada en la correlación.

Se han analizado los dos tipos de interferencias MAI e ISI, característicos de los sistemas multiacceso, y se han desarrollado para el caso de señales ultrasónicas, los algoritmos clásicos SIC y PIC que mitigan dichos efectos, con objeto de mejorar el proceso de detección.

Se ha propuesto una nueva técnica de emisión multiacceso, denominada TCDMA, como alternativa a los algoritmos SIC y PIC, para mitigar las interferencias MAI e ISI, basada en el sistema DS-CDMA con multiplexación en el tiempo, con mejores resultados.

Se ha propuesto la utilización de la correlación cruzada generalizada con filtro PHAT evaluando su comportamiento, con objeto de demostrar cómo mejora el proceso de detección de las secuencias emitidas por las balizas, frente a la correlación estándar. El uso de un factor de ponderación β en el filtro PHAT, o la variante del filtro SCOT, ha permitido detectar las secuencias en situaciones con baja relación señal-ruido.

Se ha desarrollado un algoritmo de búsqueda de máximos de la función de correlación que garantiza una detección correcta de las secuencias en su emisión periódica, evitando falsas detecciones en recepción ante unas condiciones de baja relación señal-ruido.

Se ha hecho un estudio del comportamiento del sistema ante el efecto multicamino ocasionado cuando existen reflexiones de las señales emitidas por las balizas en el entorno del receptor, que hacen que la misma secuencia se detecte varias veces en instantes de tiempo próximos. Se ha comprobado cómo el uso de la GCC con filtro PHAT mejora el comportamiento del sistema ante este efecto.

7.1.4. Implementación de un LPS y pruebas reales

Se han analizado aquellos parámetros que se han tenido en cuenta en el modelo del LPS propuesto para realizar las simulaciones sobre el entorno Matlab, y que han permitido verificar su comportamiento a partir del análisis del error en la medida de las diferencias de tiempo de vuelo (TDOAs), y el error de la posición estimada en varios puntos de test del área de cobertura.

Se han desarrollado modelos simulados de cada uno de los elementos que afectan al comportamiento del LPS: secuencias de codificación; modulador BPSK; modelo de los transductores que forman las balizas considerando la respuesta en frecuencia y fase,

patrón de radiación, divergencia geométrica y pérdidas de absorción; influencia de la relación señal-ruido; y el efecto de variación de la temperatura sobre la velocidad de propagación de la señal ultrasónica. Adicionalmente se ha tenido en cuenta el efecto multicamino, así como el error en la medida de los tiempos de vuelo, ocasionado por la variabilidad del instante de emisión de la señal ultrasónica respecto a la señal de excitación, como consecuencia de las características mecánicas del transductor.

Con objeto de obtener unos resultados no sólo a nivel de simulación sino también experimentales, se ha diseñado e implementado un LPS ultrasónico real, considerando no sólo el sistema sensorial formado por las balizas, sino además el diseño del sistema electrónico que permitirá excitar a los transductores con señales reales y el circuito receptor de la señal emitida por dichas balizas. Esto ha permitido comparar los resultados obtenidos de un proceso de simulación con los resultados reales tomados de forma experimental sobre un entorno concreto.

Los resultados mostrados, tanto simulados como reales, validan la propuesta del uso de la GCC-PHAT introduciendo un factor de ponderación, frente a la técnica habitual de la correlación estándar. Con ello se mejora la estimación de la posición en un LPS ultrasónico real empleando técnicas de codificación de señal, que se adapta a señales reales con niveles usuales de relación señal-ruido (incluso inferiores a 0dB).

7.2. Trabajos futuros

El objetivo de esta tesis ha sido el diseño de un LPS ultrasónico empleando técnicas de codificación de la señal ultrasónica, abarcando aspectos de diseño y habiendo alcanzado una serie de mejoras en el formato de emisión de la señal codificada y en el proceso de detección de las secuencias, que han hecho que el sistema sea muy robusto y preciso. No obstante, se plantean algunas líneas o trabajos futuros de investigación que complementen el trabajo realizado.

Se propone realizar un estudio del comportamiento en fase del transductor PVDF, con objeto de aplicar en recepción una compensación de la fase de la señal y así poder aplicar la GCC-PHAT en la detección sin errores. Así se conseguiría validar un sistema de balizamiento a partir de la propuesta de baliza desarrollada en el capítulo 4, pudiendo adaptarse a cualquier tipo de transductor que presente unas buenas características en cuanto a ancho de banda se refiere.

En cuanto a la implementación hardware, se propone diseñar un sistema empotrado basado en una FPGA donde se implemente en hardware, y en el dominio de la frecuencia a partir de la FFT, los algoritmos descritos para conseguir un posicionamiento en tiempo real.

Otro campo de investigación futuro es el uso de otras técnicas de codificación multiacceso en las que se emplee también GCC-PHAT, derivadas de otro tipo de secuencias (GPC, LS, …) o de otro tipo de esquema de modulación.

Finalmente, el sistema propuesto constituye sólo un modelo de observación para el cálculo de la posición. Este modelo se puede fusionar con modelos de movimiento o información adicional usando algoritmos bayesianos o similares.

7.3. Publicaciones derivadas de esta tesis

Durante el desarrollo de la tesis los avances logrados en cada uno de los aspectos abordados han sido expuestos en diferentes congresos y revistas de divulgación científica, que a continuación se detallan.

- **Revistas**

J. Urena, A. Hernandez, A. Jimenez, J.M. Villadangos, M. Mazo, J.C. Garcia, J.J. Garcia, F.J. Alvarez, C. De Marziani, M.C. Perez, J.A. Jimenez, A.R. Jimenez, and F. Seco. "***Advanced Sensorial System for an Acoustic LPS***". Microprocessors and Microsystems, vol. 31, no. 6, pp. 393-401, July **2007**.

J. M. Villadangos, J. Ureña, J. J. García, M. Mazo, A. Hernández, A. Jiménez, D. Ruíz, and C. De Marziani, "**Measuring time-of-flight in an ultrasonic LPS system using generalized cross-correlation**", *Sensors,* vol. 11, no. 11, pp. 10326–10342, October **2011**.

- **Congresos**

José M. Villadangos, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, M. Martín, C. De Marziani. "**Posicionamiento absoluto de robots móviles con balizas ultrasónicas codificadas**", *Proceedings of International Conference on Telecommunications, Electronics and Control (TELEC2004)*, Edición en CD (ISBN: 84-8138-607-3), Santiago de Cuba, Cuba, July **2004**.

J. Manuel Villadangos, Jesús Ureña, Manuel Mazo, Álvaro Hernández, Fernando Álvarez, J. Jesús García, Carlos de Marziani. "**Use of orthogonal Gold sequences based DS-CDMA for a local position system with ultrasonic beacons**", *International Conference on Telecommunications and Computer Networks (IADAT-tcn2004)*, (ISBN: 84-933971-1-3), San Sebastián, Spain, December **2004**.

José Manuel Villadangos, Jesús Ureña, Manuel Mazo, Álvaro Hernández, Fernando Javier Álvarez, J. Jesús García, Carlos De Marziani, Diego Alonso. "**Improvement of Ultrasonic beacon-based Local Position System Using Multi-Access Techniques**", *Proceedings on International Symposium on Intelligent Signal Processing (WISP2005).* Edición en CD-ROM. (ISBN: 0-7803-9031-8), Faro, Portugal, September **2005**.

José M. Villadangos, M. Mazo, J. Ureña, C. de Marziani, A. Hernández, A. Jiménez, J.J. García. "**Interfaz DS-CDMA ultrasónica para posicionamiento en espacios inteligentes**". *Actas del Segundo Congreso Iberoamericano sobre Computación Ubicua (CICU-2006)*, Edición en CD-ROM. (ISBN: 84-8138-703-7), Alcalá de Henares, España, Junio **2006**.

J. M. Villadangos, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, C. De Marziani, A. Jiménez, F. Álvarez. "**Improvement of Cover Area in Ultrasonic Local Positioning System Using Cylindrical PVDF Transducer**". *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2007)*, pp. 1473-1477. (ISBN: 1-4244-0755-9), Vigo, Spain, June **2007**.

J. M. Villadangos, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, C. De Marziani, M.C. Pérez, F. Álvarez, J. Jesús García, A. Jiménez, I. Gude. "**Ultrasonic Local Positioning System with Large Covered Area**". *Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing (WISP2007)*, pp. 935-940, (ISBN: 1-4244-0829-6), Alcalá de Henares, Spain, October **2007**.

J. M. Villadangos, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, A. Jiménez, I. Gude, Daniel Ruíz, C. De Marziani. "**Medida de Tiempos de Vuelo Mediante la Correlación Cruzada Generalizada en un Sistema LPS Ultrasónico**", *Actas del XVI Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI2009)*. (ISBN: 978-84-692-2596-7), Leganés, España, Julio **2009**.

A

Secuencias Pseudoaleatorias

En este anexo se realiza una descripción general de las secuencias aleatorias, entre las que se encuentran las secuencias *Kasami* utilizadas en esta tesis.

A.1. Introducción

Una secuencia pseudoaleatoria o de ruido (del inglés, pseudo-noise o PN) se define como un conjunto de señales binarias, periódicas y de cierta longitud, de tal forma que dentro de cada periodo la señal puede aproximarse a una señal aleatoria. Esto es así para tener la certeza de que la misma secuencia puede generarse tanto en el transmisor (baliza, caso de sistemas LPS) como en el receptor (robot). Si fuese totalmente aleatoria esto no sería posible.

Dentro de las distintas familias de secuencias PN las más importantes y utilizadas son las secuencias M (o de longitud máxima), las secuencias Gold, y las secuencias Kasami. Se hará un estudio comparativo de sus propiedades para ver cuales son las más adecuadas para nuestro sistema, atendiendo fundamentalmente al valor de la correlación cruzada entre dos secuencias distintas y su relación con el valor máximo de autocorrelación de cada una de ellas. Esto nos permitirá establecer un coeficiente de cómo son de parecidas (o desiguales) y con ello un grado de bondad para ser discernidas durante el proceso de detección por parte del receptor.

Una secuencia PN consiste en una serie de pulsos periódicos llamados chips, que pueden tomar dos valores: 0 o 1 (código binario puro) o -1 y 1, si consideramos un código binario con polaridad.

La mayoría de los generadores de este tipo de secuencias están basados en una estructura de registros (Figura A.1) de desplazamiento realimentados (FSR) que deben su popularidad a la facilidad con que pueden ser implementados a base de circuitos digitales secuenciales. En general, un FSR está constituido por un registro de desplazamiento (formado por biestables) y una función de realimentación que genera el bit de mayor peso. A cada impulso de una señal de reloj todos los bits del registro se desplazan una posición, obteniéndose a la salida un nuevo bit del código o secuencia a

partir del valor de los bits del registro mediante la función de realimentación. En el caso más sencillo esta función de realimentación es simplemente la XOR de algunos bits, y constituye los términos del llamado polinomio generador, diciendo en este caso que el FSR es lineal (LFSR).

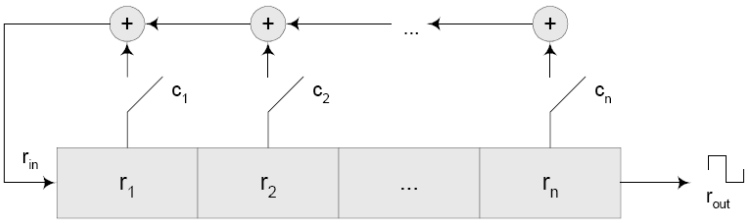


Figura A.1. Registro de desplazamiento realimentado lineal (LFSR).

Las conexiones de los registros al módulo sumador vienen determinadas por el polinomio generador de la secuencia PN, que es de la forma:

$$g(x) = 1 + c_1 x + c_2 x^2 + c_3 x^3 + ... + c_N x^N \tag{A.1}$$

donde, c_i son los valores "1" o "0" dependiendo de que exista o no conexión con el módulo sumador. El estado inicial de los registros es lo que se denomina semilla del código. Los sumadores lógicos realizan una OR-Exclusiva (XOR) de los registros para ser realimentados. Para el caso de códigos binarios la operación de suma módulo-2 es equivalente a la operación XOR. Hay que tener en cuenta que no todos los polinomios generadores producen una secuencia PN de máxima longitud.

A.2. Secuencias *M*

Las secuencias *M* o de máxima longitud, son códigos pseudoaleatorios, y como tales se obtienen a partir registros LFSR. Son aquellas secuencias PN que tienen la máxima longitud realizable con un registro de desplazamiento consistente en *N* celdas o biestables, siendo dicha longitud $L = 2^N - 1$. Las secuencias *M* están definidas por los denominados polinomios irreducibles o primitivos. Para diferentes valores iniciales de las celdas o biestables, la secuencia M obtenida es siempre la misma, con la única diferencia de que empieza con un desplazamiento en el tiempo llamado fase de código.

Las secuencias *M* cumplen las siguientes propiedades:

1. Balance: El número de 1's, en un período de la secuencia, difiere en uno del número de 0's.

2. Balance de cadenas o repeticiones: Dentro de un período de la secuencia se

definen cadenas de 1's y cadenas de 0's. El número de cadenas de cada uno deben ser iguales. En cada periodo la mitad de las cadenas del mismo signo tiene longitud uno, un cuarto tienen longitud dos, un octavo tiene longitud tres y así sucesivamente.

3. Desplazamiento. Si una secuencia *M* se suma módulo-2 con una versión de ella misma desplazada en el tiempo, el resultado es la misma secuencia de código con un nuevo desplazamiento en el tiempo. Si dos secuencias *M* diferentes de igual longitud se suman módulo-2, el resultado es una secuencia compuesta de igual longitud. Esta secuencia compuesta es diferente para cada combinación de desplazamiento en el tiempo de las secuencias originales. Gracias a este resultado se pueden generar un gran número de secuencias diferentes, y es esta propiedad la que da lugar a la aparición de las llamadas secuencias *Gold*.

4. Función de autocorrelación. La función de autocorrelación está dada por la siguiente expresión, considerando los símbolos del código +1 y -1:

$$R_{a,a}(0) = L \text{ , para } k{=}n \cdot L$$
$$R_{a,a}(k) = -1 \text{ , para } k{\neq}n \cdot L \tag{A.2}$$

En el caso de la autocorrelación normalizada, basta con dividir por *L*:

$$R_{a,a}(0) = 1 \text{, para } k{=}n \cdot L$$
$$R_{a,a}(k) = \frac{-1}{L} \text{, para } k{\neq}n \cdot L \tag{A.3}$$

Las secuencias *M* tienen buenas propiedades de autocorrelación pero las propiedades de correlación cruzada no son tan buenas. Además, existe un número reducido de secuencias *M* que se pueden generar a partir de una determinada longitud *N* del registro de desplazamiento, si bien para el caso que nos ocupa es suficiente con cinco secuencias *M* para codificar cada baliza para garantizar un posicionamiento en 3D.

El valor máximo de la función de correlación cruzada entre cualquier par de secuencias binarias de periodo *L*, dentro de un conjunto de *M* secuencias, respeta pero no se aproxima al valor conocido como factor o bondad de *Welch*, que da idea del mínimo valor de la función de correlación cruzada de un conjunto de M secuencias de una determinada longitud:

$$R_c = \max\left\{\left|R_{a,b}(l)\right|\right\} \geq L \cdot \sqrt{\frac{M-1}{M \cdot L - 1}} \tag{A.4}$$

Para valores de M y L grandes se cumple:

$$\max\left\{\left|R_{a,b}(l)\right|\right\} \geq \sqrt{L} \tag{A.5}$$

Se demuestra que el número de polinomios primitivos de grado N, y por tanto de secuencias M, se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$M_S(N) = \frac{2^N - 1}{N} \prod_{i=1}^{k} \frac{P_i - 1}{P_i} \tag{A.6}$$

Donde P_i es igual a la descomposición en números primos de 2^N-1. En la Tabla A.1 se muestran el número de secuencias M obtenidas en función del grado N del polinomio o longitud del registro de desplazamiento.

A.3. Secuencias *Gold*

Las secuencias *Gold* constituyen una alternativa a las secuencias M, si bien la propiedad de autocorrelación de las secuencias M no es mejorada por los códigos *Gold*. Sin embargo en un sistema con diversas fuentes de emisión simultaneas donde es importante disponer de un conjunto de códigos en los que la correlación cruzada entre los mismos sea lo más baja posible, las secuencias *Gold* presentan ventajas frente a las secuencias M además de permitir disponer de un mayor número de secuencias para una determinada longitud. Esta característica ha hecho que sean ampliamente utilizadas en sistemas CDMA.

Las secuencias *Gold* se generan a partir de la OR-Exclusiva de dos secuencias M de la misma longitud. Ambas secuencias son sumadas bit a bit empleando un reloj que sincroniza el proceso. La Figura A.2 muestra el esquema de este proceso.

Tabla A.1. Propiedades de las secuencias *M*

N	$L = 2^N - 1$	**Taps de realimentación**	Nº de secuencias M	**Bound** $\frac{\lvert R_{xy} \rvert_{\max}}{R_{xx}(0)}$
3	7	[3,1]	2	71%
4	15	[4,1]	2	60%
5	31	[5,3] [5,4,3,2] [5,4,2,1]	6	35%
6	63	[6,1] [6,5,2,1] [6,5,3,2]	6	36%
7	127	[7,1] [7,3] [7,3,2,1] [7,4,3,2] [7,6,4,2] [7,6,3,1] [7,6,5,2] [7,6,5,4,2,1] [7,5,4,3,2,1]	18	32%
8	255	[8,4,3,2] [8,6,5,3] [8,6,5,2] [8,5,3,1] [8,6,5,1] [8,7,6,1] [8,7,6,1] [8,7,6,5,2,1] [8,6,4,3,2,1]	16	37%
9	511	[9,4] [9,6,4,3] [9,8,5,4] [9,8,4,1] [9,5,3,2] [9,8,6,5] [9,8,7,2] [9,6,5,4,2,1] [9,7,6,4,3,1] [9,8,7,6,5,3]	48	22%
10	1023	[10,3] [10,8,3,2] [10,4,3,1] [10,8,5,1] [10,8,5,4] [10,9,4,1] [10,8,4,3] [10,5,3,2] [10,5,2,1] [10,9,4,2] [10,6,5,3,2,1] [10,9,8,6,3,2] [10,9,7,6,4,1] [10,7,6,4,2,1] [10,9,8,7,6,5,4,3] [10,8,7,6,5,4,3,1]	60	37%
11	2047	[11,2] [11,8,5,2] [11,7,3,2] [11,5,3,2] [11,10,3,2] [11,6,5,1] [11,5,3,1] [11,9,4,1] [11,8,6,2] [11,9,8,3] [11,10,9,8,3,1]	176	14%

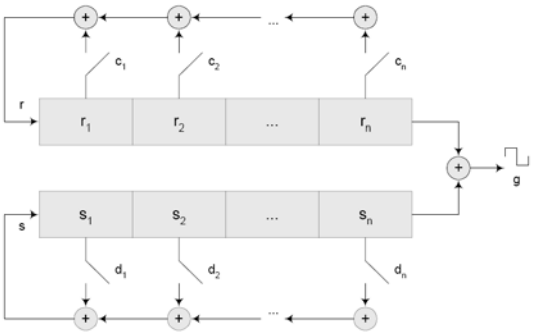


Figura A.2. Generador de secuencias *Gold*.

Dado que las secuencias *M* son de la misma longitud, los 2 generadores del código mantienen la misma relación de fase, y los códigos generados son de la misma longitud que los dos códigos sumados, pero su longitud no es máxima (con lo cual la función de autocorrelación puede empeorar respecto a las secuencias *M*).

Para solucionar el problema comentado en el párrafo anterior existe lo que se denomina pares preferidos, que nos indican los lugares en los que deberemos colocar los taps de realimentación en los generadores de las secuencias M, para conseguir mejorar notablemente la correlación cruzada entre las secuencias generadas.

Dos secuencias *M* (m_1 y m_2) de longitud $L = 2^N - 1$, se dice que forman un par preferido si se cumple:

- *N* no es divisible por 4.
- La secuencia m_2 puede obtenerse diezmando m_1 por un factor q ($m_2[n] = m_1[qn]$) cuyo valor es $q = 2^k + 1$ ó $q = 2^{2k} - 2^k + 1$.
- El máximo común divisor de *n* y *k* es $MCD(n,k) = \begin{cases} 1 & si\ n\ impar \\ 2 & si\ n\ par \end{cases}$

El conjunto de secuencias Gold asociado a una pareja m_1 y m_2 de longitud $L = 2^N - 1$, está compuesto por esta pareja de secuencias más la suma módulo-2 de la primera con cualquier versión desfasada de la segunda:

$$G = m_1, m_2, m_1 \oplus Dm_2, m_1 \oplus D^2 m_2, \ldots, m_1 \oplus D^{L-1} m_2 \qquad \text{(A.7)}$$

donde representa la operación suma módulo-2 (XOR) y $D^k m_2$ es la secuencia que resulta de desplazar *k* posiciones cíclicamente la secuencia m_2. Así pues, cada conjunto de secuencias Gold de longitud $L = 2^N - 1$ está formado por un total de $2^N + 1$ secuencias, siendo este número considerablemente mayor al número obtenido de secuencias *M*.

La correlación cruzada entre dos secuencias Gold toma tres valores: $\{-t(n),\quad -1,\quad t(n)-2\}$ donde,

$$t(n)=\begin{cases}1+2^{\frac{n+1}{2}}, & si\ n\ impar\\ 1+2^{\frac{n+2}{2}}, & si\ n\ par\end{cases} \tag{A.8}$$

La función de autocorrelación toma cuatro valores idénticos valores a los de la correlación cruzada, además del valor máximo que coincide con el de las secuencias *M*, esto es: $\{-t(n),\quad -1,\quad L,\quad t(n)-2\}$. Nótese que en este caso la función de autocorrelación de las secuencias *Gold* empeora frente a la de las secuencias *M* ($R_{xx}(k)=-1,\quad k\neq nL$).

En la Tabla A.2 se muestran las propiedades de las secuencias *Gold* para distintas longitudes, destacando el *bound* o relación que existe entre el pico de autocorrelación y el máximo de la correlación cruzada, para medir el grado de correlación que existe entre secuencias distintas. Esta medida de bondad será la más importante desde el punto de vista de elección de las secuencias más adecuadas, pues da idea de cómo de incorreladas serán las secuencias seleccionadas para codificar cada baliza ultrasónica.

En la Figura A.3 se muestra un ejemplo de un generador de secuencias *Gold* de 31 bits. Los polinomios x^5+x^2+1 y $x^5+x^4+x^3+x^2+1$ generan secuencias preferidas de longitud 31. La suma en modulo-2 y de forma sincronizada de las secuencias generadas por cada polinomio, da lugar a las secuencias *Gold*. Dependiendo del estado inicial de los registros de desplazamiento, se obtienen L+2=33 secuencias *Gold* cuyas funciones de correlación cruzada toman sólo tres valores: $\{-t(5),\quad -1,\quad t(5)-2\}=\{-9,\quad -1,\quad 7\}$. La Figura A.4 muestra la función de autocorrelación y correlación cruzada sin normalizar, de dos secuencias del conjunto de 31 bits.

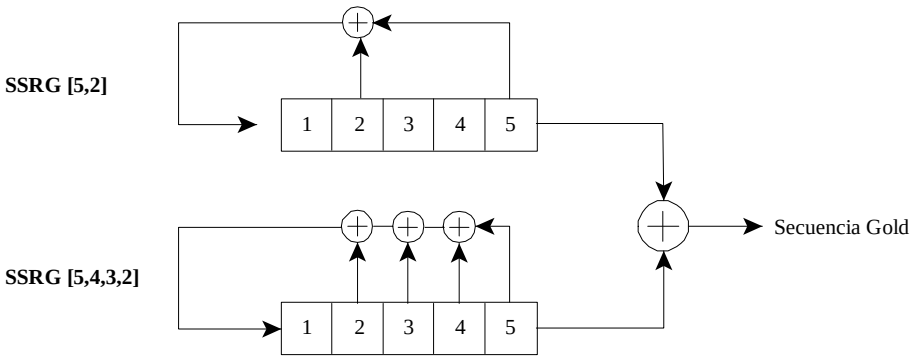


Figura A.3. Generador de secuencias *Gold* de 31 bits.

Tabla A.2. Propiedades de las secuencias *Gold*.

N	$L = 2^N - 1$	Pares preferidos de secuencias M	Correlación cruzada			Bound $\frac{\lvert R_{xy}\rvert_{\max}}{R_{xx}(0)}$
5	31	[5,2] [5,4,3,2]	7	-1	-9	29%
6	63	[6,1] [6,5,2,1]	15	-1	-17	27%
7	127	[7,3] [7,3,2,1] [7,3,2,1] [7,5,4,3,2,1]	15	-1	-17	13%
8	255	[8,7,6,5,2,1] [8,7,6,1]	31	-1	-17	12%
9	511	[9,4] [9,6,4,3] [9,6,4,3] [9,8,4,1]	31	-1	-33	6%
10	1023	[10,9,8,7,6,5,4,3] [10,9,7,6,4,1] [10,8,7,6,5,4,3,1] [10,9,7,6,4,1] [10,8,5,1] [10,7,6,4,2,1]	63	-1	-65	6%
11	2047	[11,2] [11,8,5,2] [11,8,5,2] [11,10,3,2]	63	-1	-65	3%

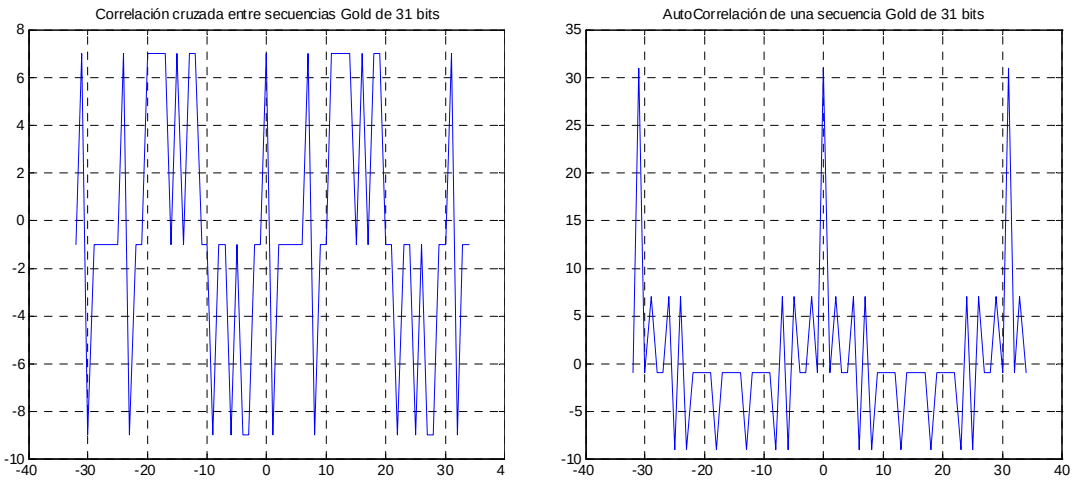


Figura A.4. a) Correlación cruzada, y b) Autocorrelación de dos secuencias *Gold* de 31 bits.

A.4. Secuencias *Kasami*

Mediante un procedimiento análogo al empleado para generar las secuencias *Gold*, se generan las secuencias *Kasami*, que se caracterizan por tener todavía mejores características en cuanto a los valores de la correlación cruzada que las secuencias *Gold*.

Una secuencia *Kasami* se obtiene combinando una secuencia m_1 de longitud máxima (de periodo $L = 2^N - 1$, y con N par), con la misma diezmada, $m_1' = m_1[q]$. Considerando $q = 2^{N/2} + 1$, la secuencia m_1' tiene un periodo de valor $2^{N/2} - 1$. Repitiendo m_1' q veces, se forma una nueva secuencia m_2 de longitud $L = 2^N - 1$. En la Figura A.5 se muestra este proceso para una secuencia m_1 de longitud L=15(N=4, par).

Con m_1 y m_2 se forma un nuevo conjunto de secuencias sumando en módulo-2 las secuencia m_1 a m_2, y a un número igual a $2^{N/2} - 2$ desplazamientos cíclicos de m_2:

$$K = m_1,\ m_1 \oplus m_2,\ m_1 \oplus Dm_2, \ldots, m_1 \oplus D^{2^{N/2}-2} m_2 \tag{A.9}$$

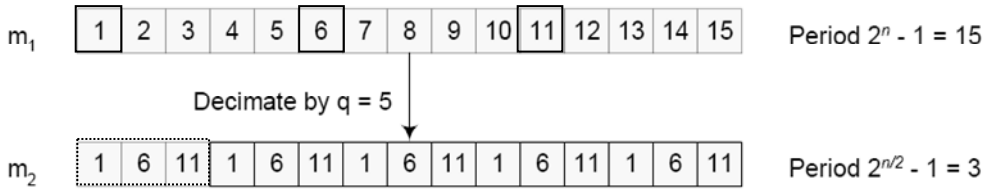


Figura A.5. Obtención de una secuencia *Kasami* de 15 bits.

El conjunto está formado por $2^{N/2}$ secuencias y recibe el nombre de conjunto reducido de secuencias *Kasami*.

La función de correlación cruzada entre secuencias *Kasami* asume sólo tres valores $\{-s(n),\ \ -1,\ \ s(n)-2\}$, donde $s(n) = 2^{N/2} + 1 = \frac{1}{2}[t(n)+1]$. Tal como puede observarse de la expresión, estas secuencias mejoran casi en la mitad los valores obtenidos de correlación cruzada de las secuencias *Gold*.

Otra característica es que el valor absoluto máximo de la correlación cruzada $\left\{\left|R_{a,b}(l)\right|_{\max}\right\} = s(n)$ se aproxima bastante al valor mínimo o factor de *Welch*. En ese sentido se dice que las secuencias *Kasami* del conjunto reducido, son asintóticamente óptimas.

La función de autocorrelación toma idénticos valores a los de la correlación cruzada con excepción de los valores múltiplos enteros de la longitud (incluido el origen), en donde toma el valor L, es decir, el mismo que las secuencias M y *Gold*.

Uno de los inconvenientes que presentan el conjunto reducido de secuencias *Kasami* es que dicho conjunto es bastante más reducido que el de las secuencias *Gold*, y comparable en gran medida al de las secuencias *M*.

En la Tabla A.3 se resumen las propiedades más importantes del conjunto reducido de secuencias *Kasami*, para diversas longitudes de código. Nótese la necesidad de que N sea par, con lo cual la longitud de los códigos disponible se reduce notablemente.

Tabla A.3. Propiedades de las secuencias *Kasami*.

N	$L = 2^N - 1$	Nº de secuencias	Correlación cruzada			Bound $\frac{\lvert R_{xy} \rvert_{\max}}{R_{xx}(0)}$
4	15	4	4	-1	-5	30%
6	63	8	7	-1	-9	14%
8	255	16	16	-1	-17	6.6%
10	1023	32	32	-1	-33	3%
12	4095	64	64	-1	-65	1.5%

A modo de ejemplo señalar que con L=255, se tienen 255+2 códigos *Gold* distintos, mientras que sólo 16 secuencias Kasami forman el conjunto reducido. Esto lógicamente no es apropiado en sistemas CDMA donde el número de usuarios pudiese ser elevado. Para solventar este hecho surgen las secuencias *Kasami* del llamado conjunto amplio, que se obtienen de manera muy similar a las que hemos visto anteriormente, pero a partir de un tercer polinomio generador. Para más información al respecto se recomienda la lectura de las referencias señaladas.

En la Tabla A.4 se resumen las propiedades de las distintas secuencias objeto de estudio y claramente se ve que las secuencias *Kasami* resultan ser las más adecuadas, desde el punto de vista de que el valor de la función de correlación cruzada toma valores mucho menores y por tanto van a ser detectadas más fácilmente en presencia de ruido.

En la Figura A.6 se muestra un ejemplo comparativo de la función de autocorrelación entre dos secuencias *M, Gold* y *Kasami* de 63 bits. Se ha elegido dicha longitud por disponer secuencias de todos los tipos analizados. En el origen la función de autocorrelación toma idénticos valores para los tres tipos de secuencias ($R_{xx}(0) = 63$). Las mejores características, desde el punto de vista de los lóbulos laterales, corresponden a las secuencias *M*.

En la Figura A.7 se muestra un ejemplo comparativo de la función de correlación cruzada entre dos secuencias *M, Gold* y *Kasami* de 63 bits. Claramente se observa que las mejores características corresponden a las secuencias *Kasami*.

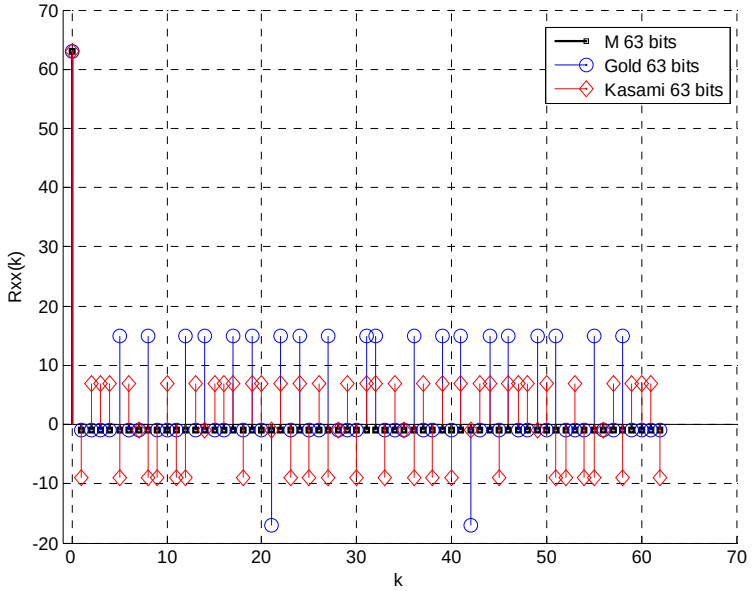


Figura A.6. Autocorrelación para dos secuencias *M*, *Gold* y *Kasami* de 63 bits.

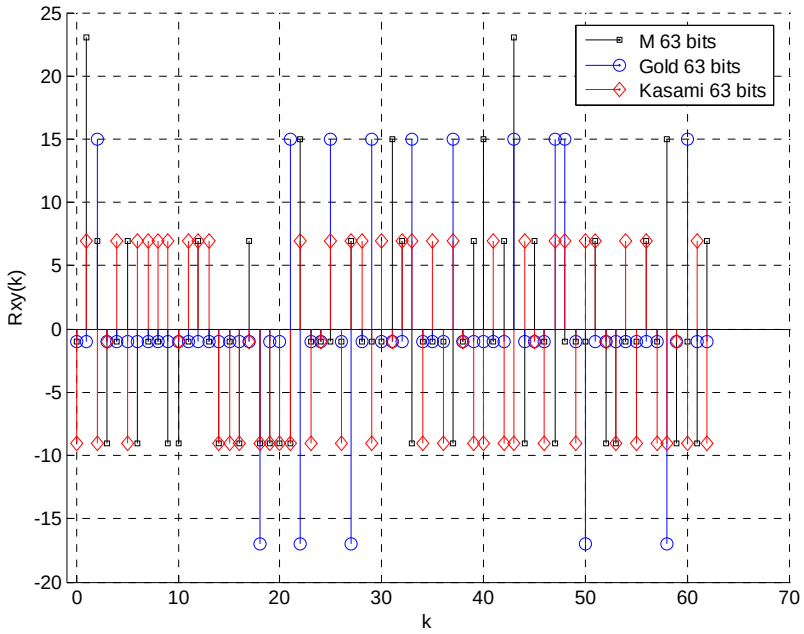


Figura A.7. Correlación cruzada para dos secuencias *M, Gold* y *Kasami* de 63 bits.

Tabla A.4. Comparativa de características de las secuencias pseudoaleatorias

N	L	Secuencias M			Secuencias *Gold*			Secuencias *Kasami*		
	2^N-1	Nº	$\lvert R_{xy}\rvert_{\max}$	$\frac{\lvert R_{xy}\rvert_{\max}}{R_{xx}(0)}$	Nº	$\lvert R_{xy}\rvert_{\max}$	$\frac{\lvert R_{xy}\rvert_{\max}}{R_{xx}(0)}$	Nº	$\lvert R_{xy}\rvert_{\max}$	$\frac{\lvert R_{xy}\rvert_{\max}}{R_{xx}(0)}$
4	15	2	9	0.6	17	9	0.6	4	5	0.3
5	31	6	11	0.35	33	9	0.29	-	-	-
6	63	6	23	0.36	65	17	0.27	8	9	0.14
7	127	18	41	0.32	129	17	0.134	-	-	-
8	255	16	95	0.37	257	33	0.129	16	17	0.066
9	511	48	113	0.22	513	33	0.065	-	-	-
10	1023	60	383	0.37	1025	65	0.064	32	33	0.030
11	2047	176	287	0.14	2049	65	0.032	-	-	-
12	4097	144	1407	0.34	4099	129	0.032	64	65	0.015

B

Cálculo de la Posición Absoluta

En este anexo se aborda la estimación de la posición absoluta aplicando la técnica de trilateración hiperbólica, a partir de las medidas de los TDOAs obtenidos por el sistema receptor y empleando el método Gauss-Newton de mínimos cuadrados no lineales.

B.1. Estimación de la posición

Se pretende estimar la ubicación de un robot que se encuentra en una posición desconocida *(x, y, z)* en un entorno en el que recibe la señal procedente de un conjunto de balizas. Considerando que existen *N+1* balizas ubicadas en posiciones conocidas (x_i, y_i, z_i) e identificando por $\hat{d}_i$ el valor de la distancia estimada de la baliza *i* al robot, y por d_i la distancia real, entonces la diferencia de las distancias real y estimada entre una baliza *i,* y una de ellas considerada como referencia (x_r, y_r, z_r), vienen dadas por:

$$\begin{aligned} \Delta d_{ir} &= d_i - d_r \\ \hat{\Delta} d_{ir} &= \hat{d}_i - \hat{d}_r \end{aligned} \tag{B.1}$$

y expresadas en función de los TDOAs, considerando *c* la velocidad de propagación de los ultrasonidos, se pueden escribir como:

$$\begin{aligned} \Delta d_{ir} &= d_i - d_r = c \cdot \left(t_i - t_r\right) = c \cdot \Delta t_{ir} \\ \hat{\Delta} d_{ir} &= \hat{d}_i - \hat{d}_r = c \cdot \left(\hat{t}_i - \hat{t}_r\right) = c \cdot \hat{\Delta} t_{ir} \end{aligned} \tag{B.2}$$

Teniendo en cuenta que la distancia de una baliza genérica "*i*" al robot, viene dada por:

$$d_i = \sqrt{\left(x - x_i\right)^2 + \left(y - y_i\right)^2 + \left(z - z_i\right)^2} \tag{B.3}$$

de la combinación de las ecuaciones (B.2) y (B.3) se obtiene:

$$\begin{aligned} \Delta t_{ir} &= \frac{\sqrt{\left(x - x_i\right)^2 + \left(y - y_i\right)^2 + \left(z - z_i\right)^2} - \sqrt{\left(x - x_r\right)^2 + \left(y - y_r\right)^2 + \left(z - z_r\right)^2}}{c} \\ \hat{\Delta} t_{ir} &= \frac{\sqrt{\left(x - \hat{x}_i\right)^2 + \left(y - \hat{y}_i\right)^2 + \left(z - \hat{z}_i\right)^2} - \sqrt{\left(x - \hat{x}_r\right)^2 + \left(y - \hat{y}_r\right)^2 + \left(z - \hat{z}_r\right)^2}}{c} \end{aligned} \tag{B.4}$$

Definiendo una función error, $f_i(x,y,z)$ como la diferencia entre los TDOAs reales y estimados:

$$f_i\left(x, y, z\right) = \Delta t_{ir} - \hat{\Delta} t_{ir} \tag{B.5}$$

teniendo en cuenta el par de ecuaciones (B.4), se puede escribir:

$$f_i\left(x, y, z\right) = \frac{\sqrt{\left(x - x_i\right)^2 + \left(y - y_i\right)^2 + \left(z - z_i\right)^2} - \sqrt{\left(x - x_r\right)^2 + \left(y - y_r\right)^2 + \left(z - z_r\right)^2}}{c} - \hat{\Delta} t_{ir} \tag{B.6}$$

El objetivo es encontrar los valores de (x, y, z) que minimicen la suma de los cuadrados de todas las funciones error:

$$F\left(x, y, z\right) = \sum_{i=1,\, i \neq r}^{N+1} \left(\Delta t_{ir} - \hat{\Delta} t_{ir}\right)^2 = \sum_{i=1,\, i \neq r}^{N+1} \left[f_i\left(x, y, z\right)\right]^2 \tag{B.7}$$

Para ello, es necesario derivar la función $F\left(x, y, z\right)$, siendo estas derivadas parciales con respecto a cada una de las coordenadas del robot $\left(x, y, z\right)$, como se indica en (B.8).

$$\begin{aligned}
\frac{\partial F(x,y,z)}{\partial x} &= 2\sum_{i=1,i\neq r}^{N+1} f_i(x,y,z)\cdot\frac{\partial f_i(x,y,z)}{\partial x} \\
\frac{\partial F(x,y,z)}{\partial y} &= 2\sum_{i=1,i\neq r}^{N+1} f_i(x,y,z)\cdot\frac{\partial f_i(x,y,z)}{\partial y} \\
\frac{\partial F(x,y,z)}{\partial z} &= 2\sum_{i=1,i\neq r}^{N+1} f_i(x,y,z)\cdot\frac{\partial f_i(x,y,z)}{\partial z}
\end{aligned} \tag{B.8}$$

Definiendo los vectores $\vec{\mathbf{g}}$ y $\vec{\mathbf{f}}$ de la forma:

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} \frac{\partial F(x,y,z)}{\partial x} \\ \frac{\partial F(x,y,z)}{\partial y} \\ \frac{\partial F(x,y,z)}{\partial z} \end{bmatrix}_{3x1} \quad ; \quad \mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_1(x,y,z) \\ . \\ f_i(x,y,z) \\ . \\ f_{N+1}(x,y,z) \end{bmatrix}_{N\times 1} \quad i = 1...n+1, i \neq r \tag{B.9}$$

Y la matriz Jacobiana **J** como:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(x,y,z)}{\partial x} & \frac{\partial f_1(x,y,z)}{\partial y} & \frac{\partial f_1(x,y,z)}{\partial z} \\ ... & ... & ... \\ \frac{\partial f_i(x,y,z)}{\partial x} & \frac{\partial f_i(x,y,z)}{\partial y} & \frac{\partial f_i(x,y,z)}{\partial z} \\ ... & ... & ... \\ \frac{\partial f_{N+1}(x,y,z)}{\partial x} & \frac{\partial f_{N+1}(x,y,z)}{\partial y} & \frac{\partial f_{N+1}(x,y,z)}{\partial z} \end{bmatrix}_{N\times 3} \quad , i = 1...N+1, \quad i \neq r\,; \tag{B.10}$$

El sistema de ecuaciones indicado en (B.8) se puede expresar de forma matricial empleando las matrices indicadas de la siguiente forma:

$$\vec{\mathbf{g}} = 2\cdot\mathbf{J}^{\mathbf{T}} \times \vec{\mathbf{f}} \tag{B.11}$$

El algoritmo de Gauss-Newton proporciona el valor de las coordenadas estimadas $\mathbf{P}_{\{k+1\}} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{3x1}$ tras k iteraciones según:

$$\mathbf{P}_{\{k+1\}} = \mathbf{P}_{\{k\}} - \left(\boldsymbol{J}_{\{k\}}^{T} \times \boldsymbol{J}_{\{k\}} \right)^{-1} \times \boldsymbol{J}_{\{k\}}^{T} \times \mathbf{f}_{\{k\}} \tag{B.12}$$

El proceso iterativo representado por (B.12) se repite hasta que los errores en el cálculo de la posición son suficientemente pequeños, o hasta alcanzar un valor máximo en el número de iteraciones con objeto de que el algoritmo converja.

En importante señalar que es necesaria una estimación inicial de la posición del robot para la inicialización del algoritmo.

Referencias

[Addlesee et al., 2001] Addlesee, M., Curwen, R., Hodges, S., Newman, J., Steggles, P., Ward, A., and Hopper, A. "*Implementing a sentient computing system*". IEEE Computer, 34, Vol. 8, pp. 50-56, August 2001.

[A.R. Jiménez et al., 2005] A.R. Jiménez and F. Seco, *"Precise localisation of archaeological findings with a new ultrasonic 3D positioning sensor"*, Sensors and Actuators A, vol. 123-124, pp. 224-233, September 2005.

[Aarts et al., 2003] Aarts, E. and Marzano, S. eds., *"The New Everyday: Visions of Ambient Intelligence"*, 010 Publishing, Rotterdam, The Netherlands, 2003.

[Álvarez et al., 2006] Fernando Álvarez, Jesús Ureña, Manuel Mazo, Álvaro Hernández, Juan García, Carlos Marziani. *"High Reliability Outdoor Sonar Prototype based on Efficient Signal Coding"*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. Vol. 53(10), pp. 1862 -1871, October 2006.

[Analog Device, 2008] SSM2166: Complete Microphone Conditioner with Variable Compression & Noise Gating. Data Sheet Rev D, 07/2008. http://www.analog.com/en/audiovideo-products/audio-signal-processors/ssm2166/products/product.html

[Bahl et al., 2000] Bahl P. and V. N. Padmanabhan, *"RADAR: An In building RF-based User Location and Tracking System"* In Proceedings of the Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, INFOCOM 2000, Vol. 2, pp. 775-784, March 2000.

[Bjerknes et al., 2007] J. D. Bjerknes, W. Liu, A. Winfield, and C. Melhuish, "*Low cost ultrasonic positioning system for mobile robots"* , Towards Autonomous Robotic Systems (TAROS), pp. 107–114, Aberystwyth, United Kingdom, September 2007.

[Borenstein et al., 1994] Borenstein, J. and Feng, L., 1994, *"UMBmark A Method for Measuring, Comparing, and Correcting Dead-reckoning Errors in Mobile Robots."* Technical Report, The University of Michigan UM-MEAM-94-22, December 1994.

[Borenstein et al., 1996] Borenstein, J.; Everett, H; Feng, L. *"Where am I? Sensors and Methods for Mobile Robot Positioning"*, The University of Michigan, 1996.

[Chen et al., 2006] J. Chen, J. Benesty, and Y. A. Huang, *"Time delay estimation in room acoustic environments: An overview,"* EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2006, pp. Article ID 26 503, 19 pages, 2006.

[Da Silva et al., 2000] Da Silva, M.M. ; Correia, A. *"Parallel Interference Cancellation with Commutation Signaling"*, Proc. IEEE ICC 2000, New Orleans, USA, Spring 2000.

[De Marziani et al, 2005] C. De Marziani, J. Ureña, A. Hernández, M. Mazo y F. J. Álvarez, M. Mazo, J. Jesús García, José M. Villadangos, A. Jiménez. *"Simultaneous measurement of times-of-flight and communications in acoustic sensor network"*. En Proc. of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing, Faro (Portugal), September 2005.

[De Marziani et al., 2007] Carlos De Marziani, Jesús Ureña, Álvaro Hernández, Manuel Mazo, Fernando Álvarez, Juan Jesús García, Patricio Donato. *"Modular Architecture for Efficient Generation and Correlation of Complementary Set of Sequences"*. IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 55 (2), pp: 2323-2337, May 2007.

[Dey, 2001] Dey, Anind K. *"Understanding and Using Context"*. Personal and Ubiquitous Computing, Volume 5, Issue 1, pp 4-7, February 2001.

[Duriev et al., 1989] C. Duriev, H. Clergeot and F. Monteil, "*Localization of a mobile robot with beacons taking erroneous data into account*", IEEE International Conference on Robotics and Automation, Scottsdale AZ, USA, pp.1062-1068, 1989.

[Elnahrawy et al., 2004] Elnahrawy, E.; Xiaoyan, L.; Martin, R. *"The Limits of Localization Using Signal Strength: A Comparative Study"*, Proc. First IEEE Conf. Sensor and Ad Hoc Comm. and Networks (SECON '04), p. 406, 2004.

[Esko et al., 2004] Esko O. Dijk, C. H. (Kees) van Berkel, Ronald M. Aarts, Evert J. van Loenen. *"A 3-D Indoor Positioning Method using a Single Compact Base Station,"* percom, p. 101, Second IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom'04), 2004.

[Feng et al., 1994] Feng, L., Borenstein, J., and Everett, B., 1994, *"Where am I? Sensors and Methods for Autonomous Mobile Robot Localization"* Technical Report, The University of Michigan UM-MEAM-94-21, December 1994.

[Fernández et al., 2007] Ignacio Fernández , Manuel Mazo , José L. Lázaro , Daniel Pizarro, Enrique Santiso , Pedro Martín and Cristina Losada. *"Guidance of a mobile robot using an array of static cameras located in the environment"*, Autonomous Robots, vol 23, pp: 305-324, Noviembre 2007.

[Fontana et al., 2002] Fontana, R.J. and S.J. Gunderson, *"Ultra Wideband Precision Asset Location System,"* Proceedings 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Baltimore, MD, May 2002.

[Fukuju et al., 2003] Fukuju, Y. et al, *"DOLPHIN: An Autonomous Indoor Positioning System in Ubiquitous Computing Environment,"* IEEE Workshop on Software Technologies for Future Embedded Systems,pp.53-56, May 2003.

[Getting, 1993] Getting, I. *"The Global Positioning System"*. IEEE spectrum 30, Vol.12, pp. 36-47, December 1993.

[Ghidary et al., 1999] S.S. Ghidary, T. Tani, T. Takamori, M. Hattori, *"A new Home Robot Positioning System (HRPS) using IR switched multi ultrasonic sensors"*, IEEE SMC Conf., Tokyo, Japan, Oct.1999.

[Girod et al., 2001] Lewis Girod and Deborah Estrin. *"Robust range estimation using acoustic and multimodal sensing"*. In Submission to IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems(IROS 2001), March 2001.

[Girod et al., 2001] Girod, L. and Estrin, D. *"Robust Range Estimation Using Acoustic and Multimodal Sensing"*, Proc. IEEE/RSJ International Conf. Intelligent Robots and Systems (IROS 2001), vol 3, pp. 1312-1320, October 2001.

[González et al., 1996] González Jiménez, Javier y Ollero Baturone, Aníbal, *"Estimación de la posición de un robot móvil"*, Informática y Automática, vol.29-4, España, 1996.

[Hazas et al., 2002] M. Hazas and A. Ward. "*A Novel Broadband Ultrasonic Location System",* In Proceedings of UbiComp 2002: Ubiquitous Computing, pages 264-280, Goteborg, Sweden, Sept. 2002.

[Hazas et al., 2003] M. Hazas and A. Ward, "*A High Performance Privacy-Oriented Location System*," Proc. First IEEE Int'l Conf. Pervasive Computing and Comm. (PerCom), pp. 216-233, Dallas-Fort USA, Mar. 2003.

[Hernández et al. 2004] Álvaro Hernández, Jesús Ureña, Juan García, Manuel Mazo, Jean-Pierre Dérutin, Jocelyn Sérot, *"Ultrasonic ranging sensor using simultaneous emission from different transducers"*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 51, nº 12, pp 1660-1670, December 2004.

[Hernández et al. 2010] Á. Hernández, M. C. Pérez, J. M. Villadangos, A. Jiménez, C. Diego, R. Trejo."*Ultrasonic LPS: architecture, signal processing, positioning and implementation*". Proceedigns of 2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN 2010), pp. 430-431, Zurich, Switzerland, 13-15 November 2010.

[Hernández et al., 2003] Hernández, A.; Ureña, J.; García, J.J.; Mazo, M.; Dérutin, J.P.; Sérot, J. *"Implementación de un algoritmo de detección de máximos locales procedentes de ecos ultrasónicos"*. Actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'03), pp. 1-6. (ISBN: 84-688-3055-6), Vigo, España, 2003.

[Hightower et al. 2001a] Hightower, J. and Boriello, G., *"Location Systems for Ubiquitous Computing"*, IEEE Computer, 34(8), pp.57-66, August 2001.

[Hightower et al. 2001b] Hightower, J. and Borriello, G. *"A survey and taxonomy of location sensing systems for ubiquitous computing*". UW CSE 01-08-03, Department of Computer Science and Engineering, University of Washington, Seattle, WA, August 2001.

[ISO, 1993] ISO/TC 43 Technical Comittee, Acustics, Sub-Comittee SC1, Noise. *"Attenuation of sound during propagation outdoors. Part 1: Calculation of the absorption of sound by the atmosphere"*. Technical Report ISO 9613-1:1993(E), International Organization for Standarization, 1993.

[Jiménez et al., 2005] J.A. Jiménez, M. Mazo, J. Ureña, A. Hernández, F. Álvarez, J. J. García, E. Santiso. *"Using PCA in Time-of-Flight Vectors for Reflector Recognition and 3D Localization"*. IEEE Transactions on Robotics, 21, nº 5, pp. 909-924. October 2005.

[Jörg et al., 1998] K. Jörg and M. Berg, "*Mobile robot sonar sensing with pseudo-random codes*", Proceedings 1998 IEEE Conference on Robotics & Automation, Leuven, Belgium, pp 2807-2812, May 1998.

[Kee et al., 2000] Kee, C., Jun, H., Yun, D., Kim, B., Kim, Y., Parkinson, B., Lenganstein, T., Pullen, S., and Lee, J. , *"Development of Indoor Navigation System using Asynchronous Pseudolites"*, Proceedings of ION GPS-2000, Salt Lake, Utah, USA, September 2000.

[Kleeman, 1989] L. Kleeman, "*Ultrasonic autonomous robot localization system*," Monash University, Dept. Electrical and Computer Systems Engineering, Technical Report MECSE 89-8, 1989.

[Kleeman, 1992] Lindsay Kleeman, *"Optimal estimation of position and heading for mobile robots using ultrasonic beacons and dead-reckoning"*. In Proceedings of the 1992 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pages 2582--2587, Nice, France, 1992.

[Knapp et al. 1976] Knapp, C.H. and Carter, G. C. *"The generalized correlation method for estimation of time delay"*, IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 24, no. 4, pp. 320–327, August 1976.

[Knowles, 2005] Knowles Electronics. "Subminiature Performance Microphones", FG/BFG Series Microphones. Data Sheet, Rev. 05/2005. http://www.knowles.com/search/prods_pdf/FG-23329-C05.pdf

[Larsson et al., 1996] U. Larsson, J. Forsberg, Å. Wernersson, *"Mobile Robot navigation with a Time-of-Flight Laser"*,to appear in IEEE Transactions on Industrial Electronics, special issue on MultiSensor Fusion and Integration for Intelligent Systems, 1996.

[Lee et al., 1982] B.B. Lee and E.S. Furgason. *"Golay Codes For Simultaneus Multi-mode Operation in Phased Arrays"*. In IEEE Ultrasonics Symposium, 1982, p.p. 821-825.

[Leonard et al., 1991] Leonard, J.F., Durrant-Whyte,H.F. "*Mobile Robot Localization by Tracking Geometric Beacons.*" IEEE Journal of Robotics and Automation Vol. 7 June 1991.

[Lu et al., 2009] Y. Lu; A. Finger "*Ultrasonic Beacon-Based Local Position System Using Broadband PN-Chirp Codes*", The 9th IASTED international conference on wireless and optical communications, Canada, 2009.

[Mahajan et al., 1999] Mahajan, A. and Walworth, M., *"3D Position Sensing using the Difference in Time-of-Flights to Various Receivers from a Single Transmitter of Wave Energy,"* submitted to the *IEEE Journal of Robotics and Automation*, January, 1999.

[Mandal et al., 2005] Mandal, A., Lopes, C., Givargis, T., Haghighat, A., Jurdak, R., and Baldi, P., *"Beep: 3D Indoor Positioning Using Audible Sound"* In Proc. Of CCNC Las Vegas, NV, Jan. 2005.

[Manolakis, 1996] Manolakis, D. E. *"Efficient solution and performance analysis of 3-D position estimation by trilateration"*, IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 32, pp. 1239–1248, Apr. 1996.

[McCarthy et al., 2003] Michael R McCarthy, Henk L Muller. *"RF Free Ultrasonic Positioning"*. Seventh IEEE International Symposium on Wearable Computers (ISWC2003). October 21 - 23, 2003.

[McGreevy, 1986] McGreevy, Jim., *"Fundamentals of strapdown inertial navigation"*, Woodland Hills, Calif. : Litton Systems, Inc., 1986.

[Milliken et al., 1978] R.J. Milliken, C.J. Zoller, *"Pinciple of Operation of NAVSTAR and System Characteristics"*. Navigation, vol.25, no. 2, pp.95-106, 1978.

[Moshavi, 1996] Moshavi, S. *"Multi-User detection for DS-CDMA communications"*, IEEE Communication Magazine., pp. 124–136, October 1996.

[MSI, 2001] Measurements Specialties. Piezo Sensor - 40kHz Digitizer Transmitter_Receiver: http://www.meas-spec.com/product/t_product.aspx?id=2490

[Muthukrishnan et al., 2005] Muthukrishnan, K.; Lijding, M., and Havinga, P., *"Towards Smart Surroundings: Enabling Techniques and Technologies for Localization"*, Proc. International Workshop on Location-and Context-Awareness, Berlin, Germany, 2005.

[Navarro et al., 1999] L. Navarro-Serment, C. Paredis, and P. Khosla, *"A Beacon System for the Localization of Distributed Robotic Teams"*, *Proceedings of the International Conference on Field and Service Robotics (FSR '99)*, August, 1999.

[Panasonic, 2006] "Audio Electronic Components - Panasonic Industrial Company". Disponible en linea, URL: http://www.panasonic.com/industrial/components/pdf/em06_wm61_a_b_dne.pdf

[Patel et al., 1994] Patel, P. and Holtzman, J. *"Analysis of a simple successive cancellation scheme in a DS/CDMA system"*, IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 12, pp. 796–807, June 1994.

[Pérez et al., 2009a] Pérez, M. del C., J. Ureña, Á. Hernández, A. Jimenez, D. Ruiz, F. J. Álvarez, and C. de Marziani, "*Performance Comparison of Different Codes in an Ultrasonic Positioning System using DS-CDMA*", 6th IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing (WISP2009), pp. 125-130, Budapest, Hungary, 26-28 August 2009

[Pérez et al., 2009b] Pérez, M. del C., J. Ureña, Á. Hernández, A. Jimenez, D. Ruiz, C. de Marziani, and F. J. Álvarez, "*Efficient hardware implementation for detecting CSS-based Loosely Synchronous codes in a Local Positioning System*", 2009 IEEE Conference on Emerging Technologies & Factory Automation (ETFA2009), pp. 1-4, Mallorca, Spain, 22-26 September 2009.

[Pizarro et al., 2009] Pizarro, D., Mazo, M., Santiso, E., Marron, M., and Fernandez, I; *"Localization and geometric reconstruction of mobile robots using a camera ring"*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 58-8, pp: 2396-2409, Agosto 2009

[Prieto et al., 2007] J. C. Prieto, A. R. Jiménez, J. I. Guevara, J. L. Ealo, F. A. Seco, J. O. Roa y F. X. Ramos. *"Subcentimeter-accuracy localization through broadband acoustic transducers"*. In IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing (WISP'2007), pp. 929–934, Madrid, (Spain), october 2007.

[Prieto et al., 2009] J.C. Prieto, A. R. Jiménez, J. Guevara, J. Ealo, F. Seco, J. Roa, A. Koutsou, *Performance evaluation of 3D-LOCUS advanced acoustic LPS*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 58, no. 8, pp. 2385-2395, August 2009.

[Priyantha et al., 2000] Nissanka B. Priyantha, Anit Chakraborty, and Hari Balakrishnan. *"The Cricket location support system"*. In Proceedings of the Sixth International Conference on Mobile Computing and Networking (ACM MobiCom), Boston, Massachusetts, USA, August 2000.

[Prowave, 2005] Pro-Wave Electronics Corporation. Air Ultrasonic Ceramic Transducers: 328ST/R160 http://www.prowave.com.tw/english/products/ut/open-type/328s160.htm

[Raab et al., 1979] Raab, F., Blood, E., Steiner, T., Jones, H. *"Magnetic Position and Orientation Tracking System"*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-15, No. 5, September 1979.

[Rabinowitz et al., 2003] Rabinowitz, M., Spilker, J.J., "*The Rosum Television Positioning Technology"* Proceedings of the 59th Annual Meeting of The Institute of Navigation and CIGTF 22nd Guidance Test Symposium, Albuquerque, NM, pp. 528-541, June 2003.

[Ramamurthy et al., 2009] Anand Ramamurthy, Harikrishnan Unnikrishnan and Kevin D Donohue, *" Experimental Performance Analysis of Sound Source Detection with SRP PHAT-β"*. IEEE SoutheatCon, Atlanta, GA, USA, 2009.

[Randell, 2001] Randell, C. and Muller, H. *"Low Cost Indoor Positioning System"*. In Abowd, G., editor, Ubicomp 2001: Ubiquitous Computing, pp 42-48. Springer-Verlag.

[Reynolds, 1999] Reynolds, R., "*A Phase Measurement Radio Positioning System for Indoor Use"*. M. Eng. Thesis, Electrical Engineering and Computer Science, MIT. Febrero, 1999.

[Richards, 2000] Joey Richards, *"A Spread Spectrum Sonar with Noise-Locked Loop-Based Entrainment"* Thesis Proposal. January 31, 2000.

[Roa et al., 2007] Roa, J.O.; Jiménez, A.R.; Seco, F.; Prieto, C. ; Ealo, J.L.; Ramos, F.; Guevara, J. *"Distribución optimizada de balizas para sistemas de localización fundamentados en Trilateración Esférica e Hiperbólica"*, MAEB 2007, pp.377-384, 2007.

[Ruiz et al., 2009] F. Daniel Ruiz, Jesús Ureña, Isaac Gude, José M. Villadangos, Carmen Pérez, Enrique García. "*Hyperbolic Ultrasonic LPS Using a Cayley-Menger Bideterminant Based Algorithm*". IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC2009). pp. 785-790. Singapore, 2009.

[Ruiz et al., 2009] F. Daniel Ruiz, Jesús Ureña, José M. Villadangos, Isaac Gude, Juan J. García, Álvaro Hernández, Ana Jiménez."*Optimal Test-Point Positions for Calibrating an Ultrasonic LPS System*". Proc. of 2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN 2010), pp. 430-431, Zurich, Switzerland, 13-15 November 2010.

[Ruiz et al., 2010] Ruiz, D.; Ureña, J.; García, J.C.; Hernandez, A.; García, E.; Aparicio, J., "*Simultaneous mobile robot positioning and LPS self-calibration in a smart space*". 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE2010), vol., no., pp.2865-2870, 4-7 July 2010.

[Saad et al., 2011] M. M. Saad, Chris J. Bleakley, T. Ballal, and Simon Dobson. " *Robust High-Accuracy Ultrasonic Range Measurement System*", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 60, Nº 10, pp. 3334-3341. October, 2011.

[Saad et al., 2012] M. M. Saad, Chris J. Bleakley, T. Ballal, and Simon Dobson. "*High-Accuracy Reference-Free Ultrasonic Location Estimation*", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 61, Nº 6, pp. 1561-1570. June, 2012.

[Sabatini, 2001] Sabatini, A.M. *"A digital-signal-processing technique for ultrasonic signal modelling and classification"*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 50 (1), pp 15-21, Febrero 2001.

[Sánchez et al., 2011] A. Sanchez, A. de Castro, S. Elvira, G. Glez-de-Rivera and J. Garrido, "*Autonomous Indoor Ultrasonic Positioning System Based on a Low-Cost Conditioning Circuit*", in Measurement, vol. 45, no. 3, pp. 273-283, December, 2011.

[Santiso, 2003] Santiso Gómez, E., *"Posicionamiento Absoluto de un Robot Móvil a Partir del Reconocimiento de Marcas"*, Tesis Doctoral, Departamento de Electrónica, Universidad de Alcalá, 2003.

[Sarwate et al., 1980] D. Sarwate and M. Pursley, *"Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences,"* proceedings of the IEEE, vol. 68, no. 5, pp. 593–619, May 1980.

[Savage, et al. 1990] J. Savage, F. Lepe-Casillas, Y. Minami, C. Rivera, B. Psenicka *"Robot Localization Using Ultrasonic Beacons"* , Facultad de Ingeniería DIE, Departamento de computación DEPFI, University of Mexico, UNAM. 1990.

[Schweinzer et al., 2010] H. Schweinzer and M. Syafrudin. "*LOSNUS: An Ultrasonic System Enabling High Accuracy and Secure TDoA locating of Numerous Devices*". International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN2010), pages 1-8, Zürich, Switzerland, September 2010.

[Seiji et al., 1998] Seiji Aoyagi, Masaharu Takano, Hajime Noto, *"Development of indoor mobile robot navigation system using ultrasonic sensors"*, Proc. ICV'98, 1998.3, pp345-349.

[Shoval et al., 2001] Shoval, S. and Borenstein, J., 2001, *"Using Coded Signals to Benefit from Ultrasonic Sensor Crosstalk in Mobile Robot Obstacle Avoidance."* Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Seoul, Korea, May 21-26, pp. 2879-2884.

[Stone et al., 1999] Stone, J., LeMaster, E., Powell, J.D., and Rock, S., *"GPS Pseudolite Transceivers and their Applications"*, Institute of Navigation National Technical Meeting, San Diego, California, January 1999.

[Suzuki et al., 2012] Akimasa Suzuki, Taketoshi Iyota and Kazuhiro Watanabe. "*Chapter 9: Real-Time Distance Measurement for Indoor Positioning System Using Spread Spectrum Ultrasonic Waves*", Edited by Auteliano Antunes dos Santos Júnior, ISBN 978-953-51-0201-4. Croatia, February, 2012.

[Tauber, 2002] Tauber, J. A., "*Location systems for pervasive computing*", Area Exam Report, Massachusetts Institute of Technology, August 2002.

[Tournois, 1980] P. Tournois. *"Acoustical Imaging Via Coherent Reception of Spatially Coloured Transmisions"*, In IEEE Ultrasonics Symposium, Boston, November 1980, p.p. 747-750.

[Unnikrishnan et al., 2001] Unnikrishnan, N., Ray, P.K. and Mahajan, A., *"Accuracy Considerations in a 3D Ultrasonic Positioning System that uses the Difference in Time-of-Flights"* Submitted to *ASME Transactions on Dynamic Systems, Measurements, and Control*, March 2001.

[Ureña et al., 1999] Jesús Ureña, Manuel Mazo, J. Jesús García, Álvaro Hernández, Emilio Bueno. *"Correlation Detector Based on a FPGA for Ultrasonic Sensors".* Microprocessor and Microsystems. Vol 23, no. 1, pp. 25-33. Junio 1999.

[Ureña et al., 2011] Ureña, J., Ruiz, D., García, J.C., García, J.J., Hernández, A., Pérez, M.C. "*LPS self-calibration method using a mobile robot*". IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC2011). pp. 1-6, Binjiang, 2011.

[Ureña, 1998] Jesús Ureña, "*Contribución al diseño e implementación de un sistema sónar para la automatización de un vehículo industrial"*, Tesis Doctoral, Departamento de Electrónica, Universidad de Alcalá, 1998.

[Want et al., 1992] R. Want, A. Hopper, V. Falcao, and J. Gibbons, *"The active badge location system",* ACM Transactions on Information Systems, vol. 10, pp. 91--102, Jan. 1992.

[Ward et al., 1997] Andy Ward, Alan Jones, Andy Hopper. *"A New Location Technique for the Active Office"*. IEEE Personal Communications, Vol. 4, No. 5, , pp. 42-47.October 1997.

[Weiser, 1991] Weiser, M. *"The computer for the 21st century"*. Scientific American, September 1991

[Werb et al., 1998] Jay Werb and Colin Lanzl. *"Designing a positioning system for finding things and people Indoors"*. IEEE Spectrum, 35(9):71–78, September 1998.

[Yanying et al., 2009] Yanying Gu, Anthony Lo, and Ignas Niemegeers, *"A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks"*, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 11, no. 1, pp. 13–32, 2009.

[Yong-gie et al., 2002] Yong-gie Kim, Jong-Suk Choi, Jin-Oh Kim and Munsang Kim. *"A New Localization System for Mobile Robots Using Radio Frequency and Ultrasound"*, Proc. of 2002 International Conference on Control, Automation and Systems, Muju Resort, Jeonbuk, Korea, pp. 148-152, Oct., 2002.

[Zimmerman et al., 1996] Zimmerman K.R. and Cannon R.H. Jr. *"Experimental demonstration of an indoor GPS-based sensing system for robotic applications"*, Navigation, 43(4), 375-395. 1996.