



## **Tesis Doctoral**

Desarrollo de un Sistema de Posicionamiento  
Local Acústico para Dispositivos Móviles con  
Modulación de Espectro Expandido

Teodoro Aguilera Benítez

Departamento de Ingeniería Eléctrica,  
Electrónica y Automática

2016

Conformidad del Director:

Dr. D. Fernando Javier Álvarez Franco.



*“Hay una fuerza motriz más poderosa que el vapor, la electricidad y la energía atómica:  
la voluntad.”*

Albert Einstein.





# *Resumen*

En el trabajo propuesto en esta tesis se desarrolla un sistema de posicionamiento local acústico para interiores basado en la emisión de señales pseudoaleatorias con modulación de espectro expandido. El sistema en cuestión está constituido por un módulo emisor que realiza la emisión simultánea de estas señales y un módulo receptor encargado de la adquisición y el procesamiento de las mismas, siendo una de las características más novedosas de este trabajo el desarrollo íntegro de este módulo receptor sobre un dispositivo móvil tipo *tablet*. Este hecho implica la utilización del dispositivo móvil para llevar a cabo tanto las labores de adquisición como las posteriores correspondientes al procesamiento de las señales de espectro expandido. Este procesamiento avanzado incluye toda la algorítmica necesaria para la consecución de una localización fiable del dispositivo incluso bajo circunstancias hostiles al posicionamiento acústico como son: la presencia del ruido, el multicamino, la interferencia por acceso múltiple y el efecto Doppler.

Para cada uno de estos fenómenos se ha propuesto una solución que mejora la calidad del posicionamiento. De este modo, para la compensación de la interferencia por acceso múltiple y la tolerancia al ruido se ha implementado en el dispositivo receptor una adaptación de los algoritmos de cancelación de interferencia sustractiva ampliamente utilizados en el ámbito de los sistemas de comunicación inalámbrica mediante CDMA. De igual forma, para la cancelación del multicamino originado por las reflexiones de la señal en las paredes y esquinas del recinto se ha propuesto un algoritmo basado en la estimación de la respuesta impulsiva del canal en forma dispersa mediante el método *Matching Pursuit*. Por otro lado, el efecto Doppler que el movimiento del receptor genera sobre la señal recibida también fue objeto de estudio. En este caso se ha planteado una solución hipotética basada en la utilización de un banco de filtros multitasa debido a las limitaciones *hardware* que presenta el dispositivo móvil en cuanto a su frecuencia de adquisición se refiere.

Los resultados obtenidos han mostrado un buen rendimiento de los algoritmos propuestos. Con ellos, se consigue el posicionamiento del dispositivo en todo el área de localización con errores medios menores a 10 cm incluso en condiciones adversas como las asociadas a los fenómenos anteriormente citados.

En cumplimiento de la normativa para la concesión de la mención Doctor Internacional, en el anexo C se encuentra una versión resumida de esta tesis en lengua inglesa, incluyendo el apartado de conclusiones.



## *Abstract*

In the work carried out in this thesis an acoustic indoor local positioning system based on the emission of pseudo random spread spectrum modulated signals has been developed. The system is composed by an emitter module to simultaneously emit these signals and a receiver module responsible for performing the acquisition and processing of the received signal. One of the main contributions of this work is the full development of this receiver module on a tablet-type mobile device. This fact implies using this device to carry out both the acquisition and the subsequent processing of the received signals. This processing includes all necessary advanced processing algorithms to achieve a reliable device location even under hostile acoustic positioning circumstances such as: noise, multipath, multiple access interference and Doppler effect.

For each one of these phenomena a solution that improves the quality of the positioning has been proposed. Thus, for multiuser interference compensation and noise tolerance an adaptation of the subtractive interference cancellation algorithms widely used in the CDMA wireless communication systems has been implemented in the receiver device. Similarly, for multipath cancellation caused by signal reflections on the walls and corners an algorithm based on the sparse estimation of the channel impulse response using the Matching Pursuit method has been proposed. Furthermore, the Doppler effect generated on the received signal by the receiver movement has been also studied. In this case, a hypothetical solution based on the use of a multirate filter bank has been conducted due to the hardware limitation existing in the sampling frequency of the mobile device.

The results have shown a good performance of the proposed algorithms. With them, the positioning of the device on the entire location area is achieved with average errors lower than 10 cm, even in adverse conditions such as those associated with the above-mentioned phenomena.

In order to get the International Doctor mention, appendix C includes an extended abstract of this thesis written in English, including the conclusions section.



# *Agradecimientos*

A lo largo de todos estos años de trabajo han sido muchas las ocasiones en las que he reflexionado acerca de como sería el momento cumbre en el que una vez finalizada la elaboración de esta tesis tuviese que redactar estos agradecimientos. Pues bien, llegado ese momento y tras rememorar todo lo acontecido puedo afirmar sin miedo a equivocarme que la conclusión final a la que he llegado después de este largo viaje es que soy una persona tremendamente afortunada.

En primer lugar me siento agraciado por tener unos padres maravillosos que se han sacrificado sin reservas, entregando hasta la última gota de su esfuerzo, amor y dedicación para que yo pudiese alcanzar metas como esta que hoy humildemente intento agradecer. Por la educación que me habéis dado, por los valores que me habéis inculcado y en definitiva por haberme hecho la persona que hoy soy, gracias de corazón. Por y para vosotros es la consecución de este trabajo, porque lo deseábais tanto como yo y porque además sin vosotros no habría sido posible. También he tenido la suerte de tener un hermano estupendo que siempre está ahí para ofrecerme su apoyo incondicional, para escucharme y comprenderme, para aconsejarme y ayudarme. Porque tu también has sido una pieza esencial para que este proyecto pudiera salir adelante, siempre tendrás mi sentido agradecimiento.

Con el director de tesis acerté de pleno, puedo decir que he tenido la inmensa fortuna de trabajar con un magnífico investigador y aún mejor persona. Durante todos estos años, día tras día has sido paciente conmigo, me has aconsejado y me has instruido y todo ello siempre con tu mejor disposición. De ti he adquirido valores y conocimientos que me han hecho mejor en lo personal y en lo profesional, siempre que lo he necesitado, siempre, he encontrado tu mano tendida. Fernando, por tu generosidad sin límites y apoyo incondicional, por tu ayuda incansable, por formarme en todos los aspectos y porque además eres el arquitecto de esta obra, recibe mi más sincera y profunda gratitud. Ha sido un placer y un orgullo.

La fortuna también me ha sonreído en aquellos sitios que he visitado, por ello estoy profundamente agradecido a todas las buenas personas que he encontrado en Alcalá de Henares, el CAR-CSIC y Valladolid, por vuestra disponibilidad, hospitalidad y ayuda, mil gracias a todos. De igual forma tampoco me puedo olvidar de la maravillosa gente de Aveiro, allí me hicieron sentir como en casa, me colmaron de atenciones y facilidades que me hicieron pasar lo tres meses más bonitos de mi vida, por todo ello os estoy inmensamente agradecido.

Finalmente, suerte se puede considerar el tener amigos y compañeros que con su sola presencia te mejoran el día, ese también es mi caso. A todos aquellos que compartís o habéis compartido conmigo trabajo, cafés y cañas, en Badajoz o en Cáceres, aquellos que siempre estáis ahí, aunque sea en Japón, ayudándome desinteresadamente, gracias, porque vosotros también tenéis vuestra aportación en esta tesis.



# Índice General

<b>Resumen</b>	<b>I</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>V</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>XI</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>XV</b>
<b>Abreviaturas</b>	<b>XVII</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Breve Reseña Histórica . . . . .	2
1.2. Contextualización de la Tesis . . . . .	6
1.3. Estructura de la Tesis . . . . .	8
<b>2. Estado del Arte</b>	<b>9</b>
2.1. Sistemas de Posicionamiento Local en Interiores . . . . .	9
2.1.1. Consideraciones Previas . . . . .	9
2.1.2. Aplicaciones . . . . .	11
2.2. Tecnologías no Ultrasonicas . . . . .	13
2.2.1. Visión . . . . .	13
2.2.2. Infrarrojos . . . . .	17
2.2.3. Redes Inalámbricas de Área Local . . . . .	20
2.2.4. Identificación de Radiofrecuencia . . . . .	25
2.2.5. Redes Inalámbricas de Área Personal . . . . .	27
2.2.6. Tecnologías Satelitales . . . . .	32
2.2.7. Navegación Inercial . . . . .	34
2.2.8. Campos Electromagnéticos . . . . .	36
2.2.9. Basados en Infraestructuras. . . . .	39
2.3. Sistemas de Posicionamiento Local Ultrasonicos de Interior . . . . .	41
2.3.1. Sistemas con Emisiones No Codificadas . . . . .	42
2.3.2. Sistemas con Emisiones Codificadas . . . . .	45
2.4. Sistemas de Posicionamiento Local con Dispositivos Móviles . . . . .	50
2.4.1. Cámara . . . . .	51

2.4.2.	WiFi . . . . .	52
2.4.3.	Bluetooth . . . . .	55
2.4.4.	Magnéticos . . . . .	56
2.4.5.	Navegación Inercial . . . . .	57
2.4.6.	Señales Acústicas . . . . .	60
2.4.7.	Fusión de Tecnologías . . . . .	68
<b>3.</b>	<b>Arquitectura del Sistema</b>	<b>73</b>
3.1.	Introducción . . . . .	73
3.2.	Estrategia de Posicionamiento . . . . .	74
3.2.1.	Algoritmo de Posicionamiento . . . . .	75
3.2.2.	Dilución Geométrica de la Precisión . . . . .	79
3.2.3.	Búsqueda Metaheurística de la Ubicación de las Balizas . . . . .	81
3.2.4.	Control de Acceso al Medio por División de Código . . . . .	87
3.3.	Módulo Emisor . . . . .	89
3.4.	Módulo Receptor . . . . .	93
3.4.1.	<i>Hardware</i> . . . . .	93
3.4.2.	<i>Software</i> . . . . .	94
3.5.	Simulador del Sistema . . . . .	96
<b>4.</b>	<b>Algoritmos de Proceso Avanzados</b>	<b>103</b>
4.1.	Introducción . . . . .	103
4.2.	Proceso de Adquisición y Detección de la Señal . . . . .	104
4.3.	Cancelación de Interferencias por Acceso Múltiple . . . . .	109
4.4.	Cancelación del Multicamino . . . . .	114
4.4.1.	Estimación dispersa del canal mediante Matching Pursuit . . . . .	116
4.4.2.	Cancelación del Multicamino . . . . .	118
4.5.	Compensación del Efecto Doppler . . . . .	120
4.5.1.	Descripción del Fenómeno . . . . .	120
4.5.2.	Análisis del Fenómeno . . . . .	121
<b>5.</b>	<b>Resultados Experimentales</b>	<b>131</b>
5.1.	Introducción . . . . .	131
5.2.	Entorno de Localización y Procedimiento de Medida . . . . .	132
5.2.1.	Metodología . . . . .	135
5.2.2.	Efecto de la Presencia del Usuario . . . . .	136
5.3.	Resultados Aplicando Correlación Simple . . . . .	137
5.3.1.	Análisis de los Resultados . . . . .	138
5.3.2.	Tolerancia al Ruido . . . . .	143
5.4.	Resultados Aplicando Compensación de MAI . . . . .	148
5.4.1.	Tolerancia al Ruido . . . . .	152
5.5.	Resultados Aplicando Cancelación del Multicamino . . . . .	155
5.5.1.	Tolerancia al Ruido . . . . .	158
5.6.	Análisis Comparativo de Resultados . . . . .	161
5.7.	Resultados con Compensación de Efecto Doppler . . . . .	162
5.7.1.	Resultados obtenidos con el <i>iPad</i> . . . . .	162
5.7.2.	Resultados obtenidos con el sistema de adquisición . . . . .	165



<b>6. Conclusiones y Trabajos Futuros</b>	<b>173</b>
6.1. Introducción . . . . .	173
6.2. Conclusiones . . . . .	173
6.3. Trabajos Futuros . . . . .	176
6.4. Publicaciones Relacionadas con la Tesis . . . . .	178
6.4.1. Publicaciones en Revistas Internacionales . . . . .	178
6.4.2. Publicaciones en Congresos Nacionales . . . . .	178
6.4.3. Publicaciones en Congresos Internacionales . . . . .	179
<b>A. Deducción del Método de Gauss-Newton</b>	<b>181</b>
<b>B. Código Matlab de los Algoritmos MP y MPO</b>	<b>185</b>
B.1. <i>Matching Pursuit</i> . . . . .	185
B.2. <i>Matching Pursuit Orthogonal</i> . . . . .	186
<b>C. Extended Abstract</b>	<b>187</b>
C.1. Introduction . . . . .	187
C.2. System Architecture . . . . .	190
C.2.1. Location Environment . . . . .	190
C.2.2. Emitter Module . . . . .	192
C.2.3. Receiver Module . . . . .	193
C.3. Advanced Processing Algorithms . . . . .	194
C.3.1. MAI Compensation Algorithm . . . . .	195
C.3.2. Multipath Cancellation Algorithm . . . . .	196
C.3.3. Doppler Effect Compensation . . . . .	199
C.4. Experimental Results . . . . .	202
C.4.1. User's Presence Effect . . . . .	203
C.4.2. Results Obtained with Simple Correlation . . . . .	204
C.4.3. Results Obtained with MAI Compensation Algorithm . . . . .	205
C.4.4. Results Obtained with Multipath Cancellation Algorithm . . . . .	206
C.4.5. Results obtained with Doppler Compensation . . . . .	207
C.5. Conclusions and Future Works . . . . .	209
C.5.1. Conclusions . . . . .	209
C.5.2. Future Works . . . . .	210
<b>Bibliografía</b>	<b>211</b>



# Índice de Figuras

1.1. Astrolabio musulmán . . . . .	2
1.2. Módulo emisor en <i>The Active Bat System</i> . . . . .	4
1.3. Primer <i>smartphone</i> de la Historia . . . . .	5
2.1. Requerimientos de precisión y cobertura en los LPS. . . . .	10
2.2. Funcionamiento de los sistemas de navegación por visión. . . . .	14
2.3. Principio de funcionamiento de la visión estereoscópica. . . . .	15
2.4. Sistema de Posicionamiento Local basado en <i>Kinect</i> . . . . .	19
2.5. Sistema de monitorización cardíaca basado en UWB-RADAR. . . . .	29
2.6. Principio de funcionamiento del método de anclajes virtuales. . . . .	30
2.7. Antena exterior de un sistema repetidor GNSS. . . . .	33
2.8. Sistema de posicionamiento desarrollado por [RGHR10]. . . . .	35
2.9. Sistema de posicionamiento <i>Q-Track</i> . . . . .	36
2.10. Sistema de posicionamiento desarrollado por [SHL <sup>+</sup> 09]. . . . .	38
2.11. Baliza receptora en <i>The Cricket System</i> . . . . .	43
2.12. Distribución y secuencia de emisión de las balizas en [MM03]. . . . .	44
2.13. Diagrama de montaje del sistema comercial Hexamite. . . . .	44
2.14. Sistema de posicionamiento <i>3D-LOCUS</i> . . . . .	46
2.15. Entorno experimental del LPS propuesto por [SBBD12]. . . . .	49
2.16. Capturas de pantalla del sistema MoVIPS propuesto por [WKM11]. . . . .	52
2.17. Capturas de pantalla de la aplicación <i>RedPin</i> propuesta por [Bol08]. . . . .	53
2.18. Esquema del sistema de localización propuesto por [SSSR07]. . . . .	55
2.19. Aplicación <i>TeslaMeter</i> utilizada en [BNHG11]. . . . .	56
2.20. Calibración inicial mediante código QR en [SCM10]. . . . .	58
2.21. Trayectorias seguidas por el dispositivo en [SCM10]. . . . .	59
2.22. Esquema de funcionamiento del sistema <i>Beep</i> . . . . .	60
2.23. Diagrama de funcionamiento del sistema <i>BeepBeep</i> . . . . .	62
2.24. Representación del funcionamiento del sistema propuesto por [QLLT14]. . . . .	63
2.25. Diagrama del sistema propuesto por [FCC13]. . . . .	64
2.26. Esquema de funcionamiento del sistema propuesto por [GPU <sup>+</sup> 13]. . . . .	65
2.27. Esquema de funcionamiento del sistema <i>RoomSense</i> . . . . .	66
2.28. Descripción del sistema propuesto por [YSC <sup>+</sup> 11]. . . . .	67
2.29. Diagrama de flujo del sistema propuesto por [LCC <sup>+</sup> 12b]. . . . .	68
2.30. Captura de pantalla del sistema propuesto por [GWL <sup>+</sup> 12]. . . . .	69
2.31. Resultados obtenidos en la evaluación del sistema WAY. . . . .	70
3.1. Intersección de curvas hiperbólicas. . . . .	75
3.2. Dimensiones, zonas de balizamiento, posicionamiento e instrumentación. . . . .	82

3.3. Gráfico de evolución del algoritmo genético. . . . .	83
3.4. Mapa de color del PDOP obtenido en el área de posicionamiento. . . . .	83
3.5. Gráfico de evolución de la búsqueda armónica. . . . .	86
3.6. Mapa de color del PDOP obtenido en el área de posicionamiento. . . . .	86
3.7. a) Secuencia Kasami de 63 bits, b) autocorrelación y c) correlación cruzada.	88
3.8. Diagrama de componentes del módulo emisor. . . . .	89
3.9. Captura de pantalla de la interfaz que controla los parámetros de la FPGA.	90
3.10. a) Ilustración, b) diagrama de funcionamiento de la plataforma <i>Genesys</i> y c) ilustración del DAC <i>Digilent PmodDA2</i> . . . . .	91
3.11. a) Ilustración y b) respuesta en frecuencia del <i>Philips TDA8920BTH</i> . . . . .	91
3.12. a) Ilustración, b) patrón de directividad y c) respuesta en frecuencia del altavoz <i>Visaton CP13</i> . . . . .	92
3.13. Acondicionamiento de los componentes electrónicos del módulo emisor. . . . .	92
3.14. Respuesta en frecuencia del módulo receptor. . . . .	93
3.15. Espectros de energía de la señal emitida y recibida. . . . .	94
3.16. Funcionamiento del paquete <i>Audio Queue Services</i> . . . . .	95
3.17. Interfaz de la aplicación desarrollada en el <i>iPad</i> . . . . .	96
3.18. Diagrama de flujo del modelo realizado en <i>Matlab</i> . . . . .	97
3.19. Patrón de directividad del emisor experimental y modelado. . . . .	98
3.20. Respuesta impulsiva del canal mediante el método de las imágenes. . . . .	99
3.21. Dependencia de $\alpha$ con la frecuencia a) y atenuación de la presión acústica con la distancia b) . . . . .	100
3.22. Respuestas en frecuencia experimental y modelada del receptor. . . . .	101
4.1. Modificación del proceso de adquisición de datos del <i>iPad</i> . . . . .	105
4.2. Representación del problema de asignación de ToFs. . . . .	108
4.3. Diagrama de flujo del algoritmo de compensación de MAI. . . . .	113
4.4. Representación vectorial del movimiento relativo entre emisor y receptor . . . . .	120
4.5. Deterioro del pico de autocorrelación con la velocidad del receptor. . . . .	124
4.6. Figuras extraídas de [PAA <sup>+</sup> 11] sobre la variación de: a) $\Theta_{AC}$ y b) $\Theta_{CC}$ con la velocidad, para diversas familias de códigos. . . . .	125
4.7. Variación de $\Theta$ con la velocidad, para códigos Kasami de 63 bits en el sistema propuesto en esta tesis. . . . .	126
4.8. Diagrama del receptor tolerante al Doppler desarrollado en [AHM <sup>+</sup> 13] . . . . .	127
5.1. Fotografía de la sala detallándose la ubicación de las balizas. . . . .	132
5.2. Ubicación de las balizas y los puntos de test. . . . .	133
5.3. a) <i>iPad</i> sobre el trípode en el punto de test y b) termo-higrómetro. . . . .	134
5.4. Resultados con la presencia del usuario. . . . .	136
5.5. Resultados sin la presencia del usuario. . . . .	136
5.6. Resultados obtenidos aplicando correlación simple. . . . .	137
5.7. Señal recibida y correlaciones obtenidas en el p30. . . . .	138
5.8. Señal recibida y correlaciones obtenidas en el p64. . . . .	140
5.9. Gráfica ECDF obtenida en el p13. . . . .	140
5.10. Señal recibida y correlaciones obtenidas en el p06. . . . .	141
5.11. Señal emitida por la FPGA con diferentes SNR. . . . .	143
5.12. Resultados obtenidos aplicando correlación simple a las señales emitidas con SNR de: a) 12 dB, b) 9 dB, c) 6 dB, d) 3 dB y e) 0 dB. . . . .	145

5.13. Resultados obtenidos con el algoritmo de compensación de MAI. . . . .	148
5.14. Curvas ECDF en p64 antes a) y después b) de la compensación de MAI. . .	149
5.15. Resultados obtenidos con el algoritmo de compensación de MAI para señales emitidas con SNR de: a) 12 dB, b) 9 dB, c) 6 dB, d) 3 dB y e) 0 dB. . . . .	153
5.16. Resultados obtenidos con el algoritmo de cancelación del multicamino . . .	155
5.17. Resultados obtenidos con el algoritmo cancelación del multicamino para señales emitidas con SNR de: a) 12 dB, b) 9 dB, c) 6 dB, d) 3 dB y e) 0 dB. . . . .	159
5.18. Representación de las zonas de mayor rendimiento de los algoritmos. . . . .	161
5.19. <i>iPad</i> en movimiento sobre el <i>slider</i> . . . . .	162
5.20. Señal recibida con el <i>iPad</i> durante el experimento. . . . .	163
5.21. Posicionamiento del <i>iPad</i> en movimiento mediante compensación Doppler: a) sin aplicar el algoritmo MP y b) aplicando el algoritmo MP. . . . .	164
5.22. Montaje para la adquisición con el micrófono ultrasónico sobre el <i>slider</i> . . .	166
5.23. Amplitudes de las correlaciones de la baliza 2 a 0, 1 y 2 m/s. . . . .	166
5.24. Posicionamiento del micrófono ultrasónico en movimiento mediante compensación Doppler: a) sin aplicar el algoritmo MP y b) aplicando el algoritmo MP. . . . .	168
5.25. Amplitudes de las correlaciones respecto al patrón en reposo cuando el receptor se mueve a 0 y 2 m/s. . . . .	169
5.26. Atenuación de los picos de correlación respecto al patrón en reposo cuando se simula el movimiento del receptor a varias velocidades. . . . .	171
C.1. Schematic representation of the acoustic positioning system proposed in this work. Beacon coordinates are measured with $\pm 1$ mm accuracy by using a laser rangefinder (Bosch GLM80). . . . .	190
C.2. Beacons distribution a) and PDOP b) in the entire location area using GA. . .	191
C.3. Beacons distribution a) and PDOP b) in the entire location area using HS. . .	191
C.4. Connection diagram of the emission architecture of the ALPS. . . . .	192
C.5. Spectral density of emitted and received positioning signals, showing strong rolloff at 20 kHz. . . . .	193
C.6. Screenshot of the user interface. . . . .	194
C.7. Block diagram showing the flow of the subtractive parallel interference cancellation technique. . . . .	196
C.8. Block diagram showing the flow of the multipath cancellation technique. . .	198
C.9. Block diagram of the Doppler-tolerant receiver developed in [AHM <sup>+</sup> 13] . . .	201
C.10. Test points and beacon's location. . . . .	202
C.11. Results with the user presence. . . . .	203
C.12. Results without the user presence. . . . .	203
C.13. Results obtained applying simple correlation. . . . .	204
C.14. Results obtained applying MAI compensation algorithm. . . . .	205
C.15. Results obtained applying multipath cancellation algorithm. . . . .	206
C.16. <i>iPad</i> positioning in motion using Doppler compensation: a) without MP application and b) with MP application. . . . .	207
C.17. Microphone positioning in motion using Doppler compensation: a) without MP application and b) with MP application. . . . .	208



# Índice de Tablas

3.1. Localización óptima de las balizas obtenidas mediante AG. . . . .	83
3.2. Localización óptima de las balizas obtenidas mediante BA. . . . .	86
5.1. Resultados obtenidos aplicando correlación simple. . . . .	142
5.2. Resultados a distintos SNR con correlación simple. . . . .	147
5.3. Resultados obtenidos con el algoritmo de compensación de MAI. . . . .	151
5.4. Resultados a distintos SNR con el algoritmo de compensación de MAI. . . .	154
5.5. Resultados obtenidos con el algoritmo cancelación del multicamino . . . . .	157
5.6. Resultados a distintos SNR con el algoritmo de cancelación de multicamino.	160





# Abreviaturas

<b>AAL</b>	<i>Ambient Assistant Living</i>
<b>ABS</b>	<i>Acoustic Background Spectrum</i>
<b>AC</b>	Auto Correlación
<b>ADC</b>	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
<b>AG</b>	Algoritmo Genético
<b>AGNSS</b>	<i>Assisted Global Navigation Satellite System</i>
<b>ALPS</b>	<i>Acoustic Local Positioning System</i>
<b>AoA</b>	<i>Angle of Arrival</i>
<b>AP</b>	<i>Access Point</i>
<b>API</b>	<i>Application Programming Interface</i>
<b>BA</b>	Búsqueda Armónica
<b>BLE</b>	<i>Bluetooth Low Energy</i>
<b>BN</b>	<i>Nearest Beacon</i>
<b>BPSK</b>	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
<b>BTL</b>	<i>Bridge-Tied Load</i>
<b>BW</b>	<i>BandWidth</i>
<b>CAN</b>	<i>Controller Area Network</i>
<b>CC</b>	Correlación Cruzada
<b>CCD</b>	<i>Charge-Coupled Device</i>
<b>CDMA</b>	<i>Code Division Multiple Access</i>
<b>CMP</b>	<i>Complementary Matching Pursuit</i>
<b>CoO</b>	<i>Cell of Origin</i>
<b>CoSaMP</b>	<i>Compressive Sampling Matching Pursuit</i>
<b>COTS</b>	<i>Commercial Off-The-Shelf</i>
<b>CSS</b>	<i>Complementary Sets of Sequences</i>

---

DAC	<i>Digital-to-Analogue Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DOE	Diario Oficial de Extremadura
DPM	<i>Dominant Path Model</i>
DR	<i>Dead Reckoning</i>
DS-CDMA	<i>Direct Sequence-Code Division Multiple Access</i>
DS-TDMA	<i>Direct Sequence-Time Division Multiple Access</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
DS	Disponibilidad del Sistema
DToF	<i>Differential Time of Flight</i>
ECC	<i>European Communications Committee</i>
ECDF	<i>Error Cumulative Distribution Function</i>
EPFL	<i>Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne</i>
EToA	<i>Elapsed Time of Arrival</i>
ETSIT	Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>
FP	<i>FingerPrinting</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
GDOP	<i>Geometric Dilution of Precision</i>
GN	<i>Gauss-Newton</i>
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HM	<i>Harmonic Memory</i>
HMCR	<i>Harmony Memory Consideration Rate</i>
HMM	<i>Hidden Markov Models</i>
HMS	<i>Harmonic Memory Size</i>
HSGNSS	<i>High Sensitive Global Navigation Satellite System</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
IDWE	<i>Inverse Distance Weighting Error</i>

---

<b>IEEE</b>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<b>IEETA</b>	<i>Instituto de Engenharia Electrónica e Telemática de Aveiro</i>
<b>IIR</b>	<i>Infinite Impulse Response</i>
<b>ILPS</b>	<i>Indoor Local Positioning System</i>
<b>IMU</b>	<i>Inertial Measurement Unit</i>
<b>INS</b>	<i>Inertial Navigation System</i>
<b>IR</b>	<i>InfraRed</i>
<b>ISI</b>	<i>Inter Symbol Interference</i>
<b>ITU</b>	<i>International Telecommunication Union</i>
<b>KNN</b>	<i>K-Nearest Neighbor</i>
<b>LAPACK</b>	<i>Linear Algebra PACKage</i>
<b>LBS</b>	<i>Location Based Services</i>
<b>LED</b>	<i>Light-Emitting Diode</i>
<b>LIDAR</b>	<i>Light Detection And Ranging</i>
<b>LM</b>	<i>Levenberg-Maquardt</i>
<b>LoS</b>	<i>Line of Sight</i>
<b>LPS</b>	<i>Local Positioning System</i>
<b>LS-SVM</b>	<i>Least Squares-Support Vector Machines</i>
<b>LS</b>	<i>Loosely Synchronous</i>
<b>MAC</b>	<i>Media Access Control</i>
<b>MAI</b>	<i>Multiple Access Interference</i>
<b>MAO</b>	<i>MAximum Overlap</i>
<b>MAP</b>	<i>Maximum A Posteriori</i>
<b>MEMS</b>	<i>Micro Electro-Mechanical System</i>
<b>MILPS</b>	<i>Magnetic Indoor Local Positioning System</i>
<b>MIMO</b>	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
<b>MMSE</b>	<i>Minimum Mean Square Error</i>
<b>MoVIPS</b>	<i>Mobile Visual Indoor Positioning System</i>
<b>MP</b>	<i>Matching Pursuit</i>
<b>MPO</b>	<i>Matching Pursuit Orthogonal</i>
<b>MUSIC</b>	<i>MUltiple SIgnal Classification</i>
<b>MWM</b>	<i>Multi Wall Model</i>
<b>NaN</b>	<i>Not at Number</i>

---

NF	<i>Near-Far</i>
NFC	<i>Near-Far Communication</i>
NFER	<i>Near-Field Electromagnetic Ranging</i>
NI	<i>Number of Improvisations</i>
NR	<i>Newton-Raphson</i>
ORL	<i>Olivetti Research Ltd</i>
OSI	<i>Open Systems Interconnect</i>
PAR	<i>Pitch Adjusting Ratio</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PCA	<i>Principal Component Analysis</i>
PDA	<i>Personal Digital Assistant</i>
PDOP	<i>Position Dilution of Precision</i>
PDR	<i>Pedestrian Dead Reckoning</i>
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation</i>
PLP	<i>Power Line Positioning</i>
PMOD	<i>Peripheral Modules</i>
PoA	<i>Phase of Arrival</i>
PT	<i>Potencia Transmitida</i>
PVB <sub>L</sub>	<i>Parameter Value Boundary Lower</i>
PVB <sub>U</sub>	<i>Parameter Value Boundary Upper</i>
PVDF	<i>PolyVinylidene DiFluoride</i>
QR	<i>Quick Response</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RBF	<i>Radial Basis Function</i>
RF	<i>Radio Frecuencia</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
RM	<i>Robot Móvil</i>
ROMP	<i>Regularized Orthogonal Matching Pursuit</i>
RSS	<i>Received Signal Strength</i>
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i>
RTT	<i>Round Trip Time</i>
SAA	<i>Sparse Approximation Algorithm</i>
SAP	<i>Sparse Approximation Problem</i>

---

<b>SD</b>	<i>Standard Deviation</i>
<b>SIC</b>	<i>Successive Interference Cancellation</i>
<b>SLAM</b>	<i>Simultaneous Localization And Mapping</i>
<b>SNAP</b>	<i>Subtract on Negative Add on Positive</i>
<b>SNR</b>	<i>Signal to Noise Ratio</i>
<b>StOMP</b>	<i>Stagewise Orthogonal Matching Pursuit</i>
<b>SURF</b>	<i>Speeded Up Robust Features</i>
<b>TDMA</b>	<i>Time Division Multiple Access</i>
<b>TDoA</b>	<i>Time Difference of Arrival</i>
<b>ToA</b>	<i>Time of Arrival</i>
<b>ToF</b>	<i>Time of Flight</i>
<b>ULPS</b>	<i>Ultrasonic Local Positioning System</i>
<b>US</b>	<i>Ultrasonic Sensor</i>
<b>UWB</b>	<i>UltraWideBand</i>
<b>UWB-IR</b>	<i>UltraWideBand-Impulse Radio</i>
<b>WAY</b>	<i>Where Are You?</i>
<b>WKNN</b>	<i>Weighted K-Nearest Neighbor</i>
<b>WLAN</b>	<i>Wireless Local Area Network</i>
<b>WPAN</b>	<i>Wireless Personal Area Network</i>



*Dedicado a mis padres y hermano*





# Capítulo 1

## Introducción

El posicionamiento local en entornos de interior tiene cada vez una mayor relevancia en aplicaciones y servicios basados en dispositivos móviles tipo *smartphones* y *tablets*. La localización de personas portadoras de este tipo de dispositivos, el seguimiento y guiado de las mismas en movimiento, así como su interacción con objetos o espacios de su entorno, son algunas de las aplicaciones más demandadas hoy en día.

Actualmente, proyectos como *Google Maps Floor Plans*, que utiliza tecnología inalámbrica Wi-Fi para localizar al usuario en el interior de edificios a través del *smartphone* o empresas como *WifiSlam*, recientemente adquirida por *Apple*, que ofrece una *Application Programming Interface* (API) que permite integrar el sistema de posicionamiento en una aplicación comercial *Android* son dos claros exponentes del creciente interés que despierta el posicionamiento local en interiores en estos gigantes del ámbito tecnológico.

El desarrollo de la presente tesis se fundamenta en el uso del dispositivo móvil como receptor e interfaz de usuario en sistemas de posicionamiento local, requiriendo el estudio detallado de sus capacidades en función de las tecnologías disponibles y del grado de precisión requerido en el sistema de posicionamiento a implementar. Entre el amplio abanico de tecnologías disponibles en localización, nos centraremos en la tecnología basada en la emisión de señales acústicas, a tenor de las ventajas que presenta en cuanto a precisión y coste, haciéndola una de las más atractivas a la hora de ser implementada en un sistema que incluya como dispositivo de recepción, adquisición y procesado de estas señales, un *smartphone* o *tablet*. Esta elección se fundamenta en el hecho de que la inmensa mayoría de estos dispositivos poseen uno o varios micrófonos capaces de adquirir señales acústicas en el entorno de los 20 kHz, un sistema de adquisición de audio de buenas prestaciones y un procesador lo suficientemente resolutivo para llevar a cabo los cálculos derivados de la determinación de la posición del usuario.

## 1.1. Breve Reseña Histórica

Desde tiempo inmemorial el hombre ha tenido la inquietud de conocer su ubicación. En los inicios de la navegación, los marineros se guiaban mediante la línea de costa para no extraviarse en el mar. Más tarde los fenicios fueron pioneros en realizar travesías en mar abierto por el Mediterráneo utilizando únicamente como guía el Sol y la Estrella Polar.

No fue hasta aproximadamente el siglo II cuando los chinos inventan la brújula con el fin de poder determinar su orientación en alta mar. En su modelo más rudimentario, este instrumento consistía en una aguja imantada flotando en una vasija llena de agua, instrumento, que la mayoría de las ocasiones resultaba inoperante debido al requerimiento de que el agua de la vasija debía de estar en calma, requisito poco frecuente a bordo de sus embarcaciones. En ese mismo siglo según data en obras del astrónomo y matemático griego Claudio Ptolomeo se describe la construcción del astrolabio, instrumento que permitía la determinación de la ubicación de estrellas sobre la bóveda celeste, pudiendo con ello determinar la latitud conociendo la hora local y viceversa. Este instrumento fue utilizado por diversas culturas entre ellas la musulmana que a menudo lo utilizaban para calcular el horario de oración y la dirección de La Meca. Fue precisamente esta cultura la que lo introdujo en Europa a través de la España musulmana.



FIGURA 1.1: Astrolabio musulmán

Posteriormente elementos como la ballestina o el Kamal, fueron apareciendo y posibilitando el posicionamiento de los marineros cada vez con mayor precisión en alta mar, posibilitando con ello el desempeño de largas travesías como las llevadas a cabo por portugueses y castellanos que culminaron como es bien sabido con el descubrimiento de América a finales del siglo XV.

Durante el siglo XVIII con la invención del telescopio, el sextante y los avances en astronomía se consiguió predecir la posición de los astros con meridiana exactitud y fue ya a final de este siglo cuando el Real Observatorio Británico de Greenwich publicó el almanaque náutico que sigue siendo aún a día de hoy una referencia básica en la navegación astronómica.

Ya el siglo XX motivado en primera instancia por la tragedia del hundimiento del Titanic en 1912 y por el posterior desencadenamiento de la Primera Guerra Mundial en 1914 surge la necesidad de crear un sistema de ecolocalización submarina, apareciendo así los primeros sistemas sónar patentados por los británicos, sistemas que posteriormente fueron evolucionados por los Estados Unidos, tanto en el ámbito civil como en el militar. Fueron también los británicos en los años previos al comienzo de la Segunda Guerra Mundial, quienes en el intento fallido de consecución del denominado "Rayo de la Muerte", con el que pretendían la incapacitación de los pilotos enemigos emitiendo señales de radio de alta potencia para elevar su temperatura corporal hasta los 41°C, los que descubrieron que se producían perturbaciones en estas señales cuando algún avión pasaba cerca de los receptores utilizados para medirlas. A raíz del descubrimiento de este fenómeno de interferencia en las ondas de radio, el hallazgo se utilizó para detectar aviones enemigos, apareciendo así el primer sistema Radar.

Días después del lanzamiento del Sputnik I por la Unión Soviética en 1957, satélite puesto en órbita con la intención de obtener información sobre la concentración de electrones en la ionosfera mediante la emisión de ondas de radio, científicos de todo el mundo se interesaron en el seguimiento de su trayectoria. Fueron George Weiffenbach y William Guier los que propusieron determinar la órbita del Sputnik analizando el efecto Doppler en las señales de radio emitidas. Este hecho sugirió la idea de que si se podía determinar con precisión la órbita del satélite, el efecto Doppler se podría utilizar para localizaciones en la Tierra, fundamentándose con ello el nacimiento del primer sistema de posicionamiento satelital. Posteriormente en la misma década con el descubrimiento del reloj atómico se creó el popular GPS (del inglés, *Global Positioning System*), para ello Estados Unidos dispuso en órbitas estables y precisas una constelación de 24 satélites sincronizados que utilizan triangulación para la determinación de la posición en todo el planeta con una precisión de pocos metros en entornos de exterior.

Por desgracia, el GPS no está capacitado para posicionar a personas en interiores con una precisión aceptable. Las señales se pierden debido a la atenuación producida en paredes y techos, así como por los errores generados a causa de la existencia de múltiples obstáculos que producen réplicas de las señales originales por fenómenos de reflexión, refracción y difracción ocasionando múltiples trayectos entre el transmisor y el receptor.

A tenor de este hecho, la comunidad científica internacional comienza a mostrar un gran interés en la investigación y el desarrollo de tecnologías alternativas a estos sistemas que sean capaces de localizar usuarios en entornos de interior.

Uno de los primeros sistemas de referencia en posicionamiento de interiores fue el desarrollado en 1992 por la Universidad de Cambridge a cargo del *Olivetti Research Ltd* (ORL) que estaba orientado al seguimiento de pacientes en hospitales. El sistema denominado *The Active Badge System* estaba basado en un emisor de infrarrojos portado por la persona u objeto a seguir, el cual emitía de forma periódica una señal infrarroja codificada cada 15 segundos. Mediante una red de sensores ubicados en el entorno, e interconectados a un sistema central, permitía detectar la presencia del emisor. Más tarde, fue también el centro de investigación del ORL quién diseñó uno de los primeros sistemas de posicionamiento basado en emisiones ultrasónicas y radio frecuencia (RF). Este sistema denominado *The Active Bat System* estaba constituido por un módulo emisor compuesto por un transceptor de RF y un transductor ultrasónico adosados a la persona u objeto a localizar, un conjunto de receptores ultrasónicos ubicados en el techo del entorno de localización y una unidad central de proceso implementada en un ordenador. Para localizar a la persona u objeto, la unidad central emite su código identificativo en RF, respondiendo este con un pulso ultrasónico que detectan los receptores ubicados en el techo. El ordenador central recoge los resultados y por trilateración calcula la posición del transmisor. Desde la aparición de estos primeros sistemas de posicionamiento local a comienzos de la década de los noventa hasta nuestros días, diversas han sido las tecnologías utilizadas en estos sistemas, como variadas han sido las arquitecturas diseñadas para su construcción a lo largo de su evolución tecnológica.



FIGURA 1.2: Módulo emisor en *The Active Bat System*

Contemporáneamente a la aparición de los primeros sistemas de posicionamiento local, la industria tecnológica realiza el primer intento de crear un teléfono móvil “con algo más”. El *Simon*, fabricado por IBM en 1993 incorporaba servicios de voz y datos, un asistente digital personal (tenía calendario, libreta de direcciones, reloj mundial, calculadora, bloc de notas, correo electrónico y juegos), e incluso podía actuar como un fax. La denominación de teléfono inteligente o *smartphone* apareció con el Ericsson GS88, apodado “Pamela”, desarrollado en 1997, este móvil disponía de un sistema operativo de 16 bits y traía de serie correo electrónico POP3, SMS, reloj mundial y navegador entre otras capacidades. Durante estos años tuvo lugar una intensa innovación tecnológica que dio paso a nuevos productos como el primer teléfono móvil con receptor satelital tipo GPS integrado. Este nuevo concepto de teléfono tomó forma con el modelo *Benefon Esc!* que fue lanzado al mercado a finales de 1999. Desde entonces, muchos han sido los modelos que integran el sistema GPS permitiendo la localización en exteriores, incluidos los *tablets* tras su aparición con el *iPad* en 2010. Dadas las limitaciones del GPS en interiores ya mencionadas, muchos han sido también los intentos por conseguir implementar un sistema de posicionamiento para interior en uno de estos dispositivos.



FIGURA 1.3: Primer *smartphone* de la Historia

En la actualidad estos dispositivos cuentan con gran variedad de sensores (cámaras, antenas, micrófonos, giróscopos, acelerómetros...) que posibilitan la utilización de diversas tecnologías o incluso la fusión entre ellas. Con la aparición de los sistemas basados en la intensidad de la señal (RSS, *Received Signal Strength*), el masivo crecimiento de las redes inalámbricas WLAN, conjuntamente con el abaratamiento de las tecnologías de comunicación inalámbrica entre dispositivos (Bluetooth, ZigBee) y de la tecnología RFID (*Radio Frequency IDentification*), se justifica el hecho de que muchos de los sistemas desarrollados actualmente en *smartphones* se fundamenten en la utilización de las señales de RF, para estimar la posición dentro del área de cobertura de una red de sensores, a partir de intensidad de la señal o potencia recibida.

Lamentablemente, 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, además de las atenuaciones sufridas por el número de personas que se muevan en el entorno. Esto ocasiona que la precisión de la posición obtenida en los sistemas de posicionamiento local basados en RSS no sea muy buena, siendo necesario la fusión con otras tecnologías como visión, ultrasonido u odometría para disminuir su margen de error.

El objeto de esta tesis será aprovechar la potencialidad de los dispositivos móviles actuales y las consabidas ventajas del posicionamiento acústico en interiores, para desarrollar un sistema de posicionamiento local basado exclusivamente en esta tecnología que utilice un *smartphone* o *tablet* como dispositivo receptor, procesador de la señal e interfaz de usuario para tal fin.

## 1.2. Contextualización de la Tesis

El desarrollo de la tesis está vinculado al desarrollo de cuatro proyectos de investigación:

- Proyecto LEMUR (referencia TIN2009-14114-C04-04) financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación.
- Proyecto LORIS (referencia TIN2012-38080-C04-02) financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad.
- Proyecto de Iniciación a la Investigación (referencia ACCVII-11) financiado por la Universidad de Extremadura y la Diputación de Cáceres .
- Proyecto GUIMUS (referencia IB13065) financiado por el Gobierno de Extremadura a través del Plan Regional de I+DT+i.

El proyecto LEMUR donde el autor de esta tesis participa como técnico de apoyo a la investigación, y cuyo título es: “*Desarrollo de modelos de propagación, esquemas de codificación y algoritmos de procesamiento biomiméticos para las señales ultrasónicas de un sistema de posicionamiento local en espacios extensos*”, se plantea el estudio, diseño e implementación de un sistema de posicionamiento local (LPS) basado en redes de sensores ultrasónicos (US) y de radiofrecuencia (RF), para su implantación en entornos extensos, incluyendo el interior de grandes edificios y determinadas zonas exteriores acotadas. La integración de ambas tecnologías esta justificada por su carácter complementario, ya que los LPS basados en US proporcionan posicionamiento de alta precisión (centimétrica) en rangos cercanos, mientras que los basados en RF ofrecen precisiones del orden de unos pocos metros, pero con una mayor cobertura y menor coste.

El proyecto LORIS, en el que el autor de este trabajo participa como investigador, está titulado: “*Exploración de nuevos entornos y tecnologías en el diseño de sistemas cooperativos de localización de personas y objetos*”. En este proyecto se propone realizar investigación fundamental sobre sistemas cooperativos para la localización precisa de personas y objetos en entornos diversos donde no existe una cobertura adecuada de los sistemas de navegación por satélite (GNSS), ampliando los objetivos previamente alcanzados con el proyecto LEMUR del mismo consorcio investigador. La motivación del proyecto LORIS se sustenta en la necesidad de profundizar en el desarrollo de tecnologías de localización que puedan complementar o suplir a los bien conocidos sistemas GNSS en lugares donde éstos no estén disponibles, y formar el soporte tecnológico para aquellos servicios basados en la localización y el análisis de contexto cada vez más demandados por la sociedad.

Por otro lado, el Proyecto de Iniciación a la Investigación dirigido por el autor de esta tesis y denominado “*Diseño del sistema sensorial de un LPS ultrasónico orientado al fomento del turismo cultural*” tiene la finalidad de conseguir un sistema de localización basado en tecnología ultrasónica (ULPS) para entornos de interior, que pueda ser utilizado en aplicaciones que mejoren la información que recibe el usuario de espacios culturales utilizando simplemente para ello un dispositivo móvil (*smartphone* o *tablet*). La finalidad es utilizar esta tecnología en espacios como museos, aeropuertos, hospitales o centros comerciales, donde el usuario necesita conocer tanto su ubicación, como que posibilidades se le ofertan en función de la localización en la que se encuentra.

También el proyecto GUIMUS en el que nuevamente quien suscribe este texto vuelve a participar como investigador, y es titulado: “*Desarrollo de una guía inteligente para museos basada en el reconocimiento de señales ultrasónicas con dispositivos móviles*”, tiene como objetivo principal el desarrollo de una “*smartguide*” para museos, que sustituya a las tradicionales audio-guías. Esta *smartguide* está basada en el uso del propio teléfono o tableta del visitante como plataforma, sobre la que el usuario se descargará una aplicación gratuita que le irá proporcionando información multimedia durante su visita. Para ello, se lleva a cabo la emisión de señales ultrasónicas de baja frecuencia y potencia que son detectadas por el propio micrófono del dispositivo móvil del usuario. Todo el procesamiento de las señales detectadas lo realiza el microprocesador de este dispositivo, sin necesidad por tanto de ningún tipo de *hardware* adicional.

Por último, cabe mencionar que esta tesis también ha sido financiada mediante el programa de *Ayudas para el Apoyo a los Planes de Actuación de los Grupos Inscritos en el Catálogo de Grupos de Investigación de Extremadura* contempladas en el IV Plan Regional de I+D+i (DOE 17/12/2010), subvencionándose con ellas la estancia realizada en el *Instituto de Engenharia Electrónica e Telemática de Aveiro* (IEETA), siendo esta estancia imprescindible para el desempeño de la tesis.

### 1.3. Estructura de la Tesis

El trabajo llevado a cabo en esta tesis ha sido organizado en seis capítulos atendiendo a los diferentes aspectos que en ella se tratan. De este modo, tras este primer capítulo introductorio se presenta el Capítulo 2 en el que se expone el Estado del Arte actual en lo que a los sistemas de posicionamiento en interior se refiere. En este capítulo se hace un repaso pormenorizado de cada una de las tecnologías presentes hasta nuestros días tanto en los sistemas de posicionamiento convencionales como en aquellos de relativa nueva creación implementados sobre dispositivos móviles.

En el Capítulo 3 se diseña la estrategia de posicionamiento a seguir y se describen en detalle tanto el módulo emisor como el receptor que componen el sistema. Además de ello, también se incluye una última sección en la que se describe el simulador del sistema que se ha desarrollado en *Matlab*.

En el Capítulo 4 se describe el proceso de adquisición del módulo receptor y se detalla toda la algorítmica de proceso implementada en él. Los algoritmos implementados se han utilizado para resolver la problemática existente en los sistemas de posicionamiento local asociada a determinados fenómenos como son la interferencia por acceso múltiple, el multicamino o el efecto Doppler.

En el Capítulo 5 se describe el entorno de localización y el procedimiento de medida utilizado. Además se exponen y comentan todos los resultados experimentales obtenidos, tanto con la aplicación de los citados algoritmos de procesamiento como sin la utilización de los mismos.

Para concluir, en el Capítulo 6 se comentan las conclusiones finales en base al análisis de los datos experimentales obtenidos en el capítulo anterior, y se postulan nuevas líneas de investigación a partir de las desarrolladas en el trabajo realizado en esta tesis.



## Capítulo 2

# Estado del Arte

### 2.1. Sistemas de Posicionamiento Local en Interiores

#### 2.1.1. Consideraciones Previas

A raíz de los logros obtenidos en los sistemas de posicionamiento en exteriores y las ventajas que de ellos se han derivado, la comunidad científica en particular, las empresas del ámbito tecnológico e incluso la sociedad en general, han tomado conciencia de los innumerables beneficios que esta tecnología tendría de ser implementada con éxito en interiores. En base a estas expectativas, los sistemas de posicionamiento en interior, en adelante ILPS (del inglés, *Indoor Location Positioning System*), están sometidos a una serie de requerimientos. Por un lado existen requerimientos dependientes del usuario, como son el precio, la facilidad de instalación, la complejidad de la infraestructura, la privacidad o el mantenimiento del sistema. Por otro lado están los requerimientos técnicos dependientes de la aplicación, como el tipo de posicionamiento necesario (2D o 3D, con o sin orientación), la frecuencia de actualización de la posición, la precisión estimada, el área de cobertura comprendido, el consumo de batería, y por supuesto el coste del *hardware* en caso de ser comercializado.

Los sistemas de localización en interiores presentan una serie de particularidades que incrementan la problemática a la hora de ser implementados. Estos sistemas se ven fuertemente sometidos al efecto del multicamino resultante de las señales reflejadas en las paredes y el mobiliario, a las atenuaciones y las dispersiones en la señal producidas en circunstancias con alta densidad de obstáculos, así como a los rápidos cambios temporales en el entorno debido a la apertura y cierre de puertas o al tránsito de personas. Además de esto, no siempre existe visión directa entre el emisor y el receptor, dada la geometría del edificio y la distribución de las balizas, dificultando aún más la determinación de la posición.

Sin embargo, los ILPS tienen ciertas facilidades, de las que carecen los sistemas de posicionamiento en exteriores. El posicionamiento en interior requiere de pequeñas superficies de cobertura, en las que además de poca influencia meteorológica, existe baja velocidad asociada al objeto a posicionar. En determinados casos, poseen además ventajas asociadas al aprovechamiento de las condiciones existentes en el entorno de desarrollo del sistema de posicionamiento. Sobre este aspecto, cabe destacar que los ILPS se benefician de la ortogonalidad y planicidad de paredes, suelos y techos, además de las infraestructuras propias de los edificios como podrían ser a modo de ejemplo la red eléctrica o los accesos a internet. A tenor de este hecho, los sistemas de localización en interiores se podrían clasificar en dos grupos: aquellos que aprovechan infraestructuras de comunicaciones ya instaladas en el edificio, y aquellos para los cuales es necesario construir una infraestructura dedicada explícitamente para su funcionamiento. En este último caso, el coste y los requerimientos de instalación son el principal escollo a la hora de realizar despliegues a gran escala.

Actualmente, sigue existiendo la demanda de una tecnología que proporcione la posición de personas, robots móviles u otros objetos, en áreas extensas de interior y que ofrezca una precisión mínima determinada. Sin embargo, y en contraste con el alto grado de implantación del GPS, no hay en la actualidad ninguna tecnología de posicionamiento local consolidada ni que ofrezca un rendimiento al mismo nivel. En la Figura 2.1, adaptada de [MT12], se muestra una visión del conjunto de requerimientos exigidos en términos de precisión y cobertura en diversos ámbitos de utilización de los ILPS.

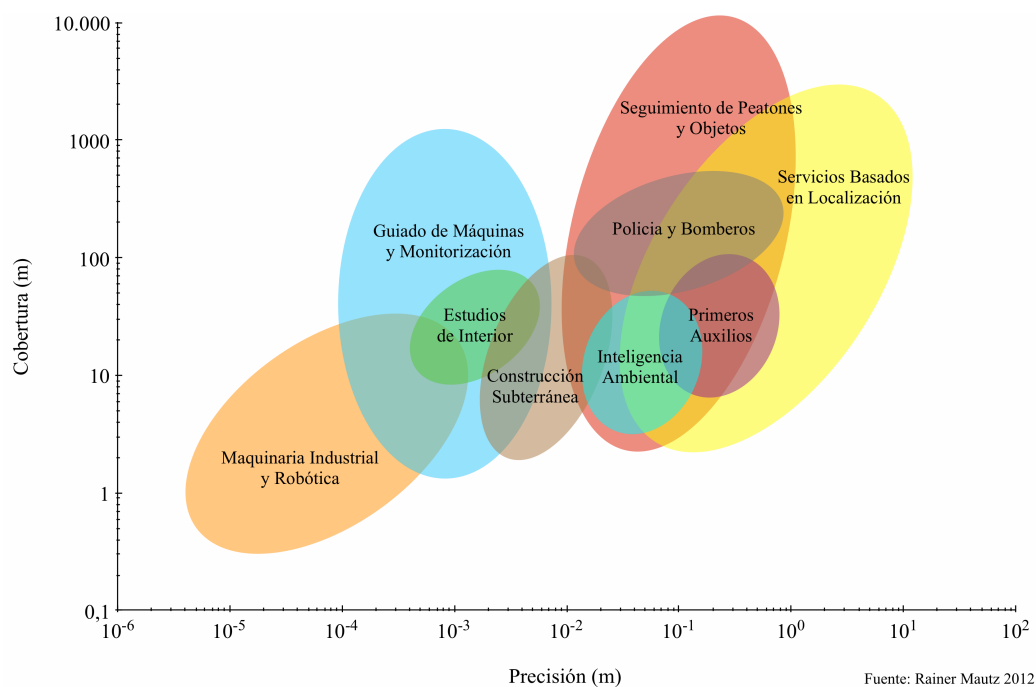


FIGURA 2.1: Requerimientos de precisión y cobertura en los LPS.

### 2.1.2. Aplicaciones

El posicionamiento preciso en interiores abre una gran cantidad de posibles aplicaciones que demuestran la omnipresente necesidad de implantar esta tecnología en nuestro moderno estilo de vida. Además, en un futuro próximo, con la evolución y mejora de la precisión de los sistemas de posicionamiento en interior, sin duda surgirán nuevas aplicaciones en diversos ámbitos, que son difíciles de imaginar en la actualidad.

A continuación se exponen algunas de las aplicaciones más relevantes en el ámbito de los sistemas de posicionamiento local en interior:

- Los Servicios Basados en Localización (LBS), del inglés *Location Based Services*, son aplicaciones que utilizan la localización del usuario para proveer a este de información diversa referente a su entorno. Estas aplicaciones, en sus inicios, fueron intencionalmente diseñadas con fines comerciales [DFFRV05, HWJT09]. El entorno de utilización en este ámbito son obviamente grandes superficies comerciales o ferias de muestras. Los LBS en el ámbito comercial son utilizados tanto para emitir publicidad, como para recolectar información sobre gustos, hábitos y localizaciones, y ofrecer servicios en función de ellos (guiado de potenciales clientes, información sobre ofertas, descuentos por presencia en tienda,...etc).

Otra vertiente de este tipo de aplicaciones la podemos encontrar en grandes hospitales, aeropuertos, estaciones de tren, metro o autobús, y en entornos culturales como museos o bibliotecas [ARO03]. En este contexto la información que se ofrece, tiene más que ver con la orientación y el guiado del usuario dentro del entorno. En los hospitales, la aplicaciones están principalmente dirigidas a la localización y seguimiento de pacientes así como de personal médico y equipamiento en circunstancias de emergencia [RFMM04]. En el caso de los museos, sus visitantes utilizan una *smartguide* que, conocida la posición del usuario, muestra información de la obra de arte que contempla en ese momento [BIC11].

Por otro lado la utilización de los LBS, también tiene que ver con su utilización en el entorno doméstico. Las aplicaciones diseñadas para este contexto tienen que ver con la localización de objetos perdidos, con el entretenimiento [ZST10], o con la provisión de asistencia a personas discapacitadas y/o de avanzada edad [Fuc08]. Estos últimos, denominados sistemas de asistencia en la vida cotidiana, del inglés *Ambient Assistant Living* (AAL), requieren del conocimiento de la localización de la persona en el hogar para la detección de posibles caídas, alerta de peligros, monitorización de constantes vitales, comunicación con centros hospitalarios,...etc.

- Ejército, policía, bomberos y personal de primeros auxilios, son también potenciales beneficiarios de los sistemas de posicionamiento local. En este ámbito, los ILPS pueden ser utilizados para coordinar equipos de rescate o fuerzas de asalto en operaciones en el interior de edificios, para la localización de víctimas en incendios, para el seguimiento de presos en centros penitenciarios o incluso para la reconstrucción de la escena del crimen por la policía.
- El transporte inteligente orientado al posicionamiento de vehículos en el interior de aparcamientos [WIPK10], es otra de las aplicaciones de las que se pueden beneficiar los usuarios mediante la implantación de un ILPS. En este tipo de aplicaciones sería factible indicar al usuario la localización de plazas libres o la ruta hacia la salida [GIK10].
- Para muchas aplicaciones del ámbito industrial, es un elemento clave la utilización del posicionamiento local. Los ILPS posibilitan el desarrollo de fabricas inteligentes (*smart factories*) [LCW08], donde se hace posible el guiado y cooperación entre robots en las cadenas de montaje, la implementación de sistemas de seguridad inteligente y la prevención de colisiones. Por otro lado en entornos de trabajo como grandes almacenes, o zonas de carga y descarga de puertos y aeropuertos también resulta eficiente la rápida localización de un determinado paquete o el seguimiento de los miembros de la plantilla.
- En arqueología, construcción, estudios topográficos de interior, tunelación o minería [Sch10, FBVS10], resulta imprescindible la implementación de sistemas de posicionamiento local para el desempeño de estas labores de una forma eficiente y segura.
- Aplicaciones que capturan el movimiento confían en el seguimiento de determinadas partes del cuerpo y de la localización del usuario. Estas aplicaciones son utilizadas en estudios médicos, en películas de animación o en videojuegos de última generación (*exergames*) como los desarrollados por *Microsoft* mediante la tecnología *Kinect* y con aplicaciones en ámbitos diversos [MnHLV13].
- Los ILPS mediante visión también posibilitan el desarrollo de aplicaciones de realidad aumentada, donde se superponen imágenes a las vistas por el usuario, ofreciéndoles indicaciones especialmente útiles como las que tienen lugar en el ámbito de la cirugía asistida [FMA<sup>+</sup>05].

Existen gran número de aplicaciones que pueden beneficiarse de los ILPS en ámbitos diversos y que no han sido mencionadas, así como otras muchas que aparecerán en un futuro como consecuencia de la mejora en la precisión y la fiabilidad de estos sistemas.

## 2.2. Tecnologías no Ultrasónicas

### 2.2.1. Visión

La utilización de cámaras en el desarrollo de sistemas de posicionamiento local se ha ido imponiendo como instrumento sensorial en los últimos años. Este auge está motivado por el aumento de las prestaciones sensoriales de las cámaras, conjuntamente con el incremento en la tasa de transmisión de datos, la mejora de la capacidad computacional y el alto grado de desarrollo de los algoritmos de procesamiento de imagen. Debido a esto, el posicionamiento en interiores mediante cámaras cubre un amplio rango de aplicaciones a todos los niveles de precisión, destacando el submilimétrico que es donde reside su principal área de utilización. Dado el amplio catálogo de sistemas de posicionamiento por visión desarrollados y el hecho de que comúnmente este tipo de sistemas están adaptados a la aplicación para las que han sido diseñados, existen también gran variedad de criterios mediante los cuales pueden ser clasificados. Por este motivo varios han sido los autores que han intentado ofrecer una clasificación atendiendo a esta diversidad de criterios [DK02, TP06]. De entre todos ellos, quizás el más determinante y clarificador resulte el que permite clasificar este tipo de sistemas en función de la forma en la que estos obtienen la información de referencia que utilizan para llevar a cabo el posicionamiento [MT11]. Según este criterio, los sistemas de posicionamiento mediante cámara, podrían ser clasificados como:

- **Sistemas de seguimiento óptico.** Este tipo de sistemas se basan en la observación del objeto móvil mediante una o varias cámaras en tiempo real con el propósito de determinar la posición del mismo. Una revisión de los primeros sistemas de este tipo puede ser consultada en [Rib01].

Un sistema posterior es el desarrollado por la *Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne* (EPFL) en el proyecto LOOKUP donde utilizan una cámara ubicada en el techo para el seguimiento óptico de objetos móviles que se desplazan sobre el suelo de la estancia [Tap09]. Otro desarrollado por [HNN08] utiliza el controlador de una *Nintendo Wii* como un sistema de visión estereoscópica para llevar a cabo el seguimiento en 3D o la captura de movimientos en tiempo real. Este sistema ofrece una precisión en torno a los 2 milímetros sobre un rango de actuación de 5 metros.

- **Sistemas basados en planos 3D.** Estos sistemas utilizan la detección de objetos en las imágenes adquiridas para cotejarlos con una base de datos que contiene información sobre la posición de esos objetos identificados. Este tipo de sistemas presenta la ventaja de que no necesitan de ninguna infraestructura asociada, pudiéndose ampliar el área de cobertura simplemente aumentando el tamaño de la base de datos.

Entre la diversidad de trabajos que utilizan este tipo de sistemas cabe destacar el desarrollado por [HB08] y su posterior versión mejorada [HLB<sup>+</sup>10] en el que utiliza la imagen tomada por la cámara de un teléfono móvil para compararla con la información del plano del edificio. Este sistema en un primer paso acota el área de localización mediante la evaluación de la potencia de la señal WiFi recibida, para posteriormente hacer una extracción de características de la imagen capturada y buscar correspondencias con las características del plano del entorno (ubicación de puertas y ventanas, geometría de la habitación...) y calcular así la ubicación del teléfono con precisión decimétrica.

- Sistemas de navegación por visión.** Son sistemas que confían en una secuencia previa de imágenes grabadas de cierta ruta (*view sequence*). Estas imágenes serán posteriormente comparadas con las que tome el dispositivo móvil de su entorno y con ellas poder así determinar su posición. Un trabajo de este tipo fue desarrollado por [MSH00] en el que en una fase inicial se toma una grabación de imágenes de la ruta. Posteriormente después de ser analizada esta secuencia de imágenes, un robot móvil (RM) será capaz de determinar su posición comparando estas imágenes con la que toma de su entorno en cada momento.

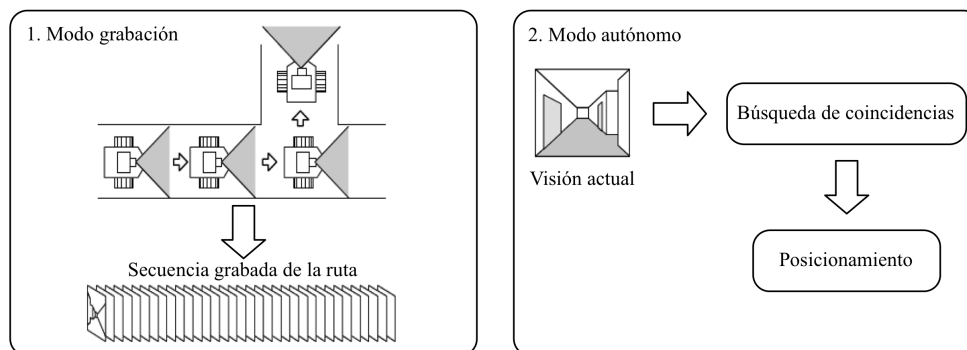


FIGURA 2.2: Funcionamiento de los sistemas de navegación por visión.

- Sistemas con objetivos codificados.** Una de las estrategias más utilizadas en los sistemas de cámara es la inclusión de marcadores dentro del entorno de posicionamiento. Estos marcadores pueden consistir en anillos concéntricos, códigos de barras o patrones de puntos coloreados, mediante los cuales se simplifica la detección de los puntos asociados a ellos y se introduce el factor de escala.

De entre la variedad de sistemas que utilizan objetivos codificados, cabría destacar el desarrollado por [MWBS09] utilizando la cámara de un teléfono móvil para detectar marcadores similares a los códigos de barras. Estos marcadores se localizan en paredes, columnas o determinados objetos. Cuando se captura una imagen de alguno de los marcadores, se muestra información de la posición de la fotografía además de información complementaria asociada a esa localización (LBS).

- **Sistemas con objetivos proyectados.** Este tipo de posicionamiento en interiores utiliza conjuntamente una cámara digital y un dispositivo emisor láser. El objetivo de este sistema es conseguir determinar la posición de la cámara mediante la observación de puntos o cuadrículas proyectados por el dispositivo láser.

Estos sistemas se basan en el principio de visión estereoscópica que toma como referencia el modelo estereoscópico biológico. Este modelo está fundamentado en el desplazamiento relativo de los ojos que permite obtener la profundidad de los objetos (tercera dimensión), mediante una geometría epipolar, utilizando las dos imágenes generadas por el mismo objeto de la escena tridimensional en cada ojo.

En los sistemas estereográficos por cámara, se obtiene primero la posición del objeto en dos dimensiones aplicando la técnica de *Angle of Arrival* (AoA) sobre la información angular contenida en las imágenes, y posteriormente se determina la profundidad gracias a la visión estereoscópica. Este tipo de sistemas por tanto, se pueden implementar utilizando tan sólo una cámara que tome imágenes desde dos ubicaciones distintas (visión estereoscópica sintética) o bien utilizando dos cámaras separadas una cierta distancia (*baseline*). El *baseline* es un parámetro determinante en la precisión de la estimación de la profundidad, que lamentablemente restringe el uso de la visión estereoscópica en *smartphones* y *tablets*.

En la Figura 2.3 se ilustra principio de funcionamiento de un sistema de este tipo.

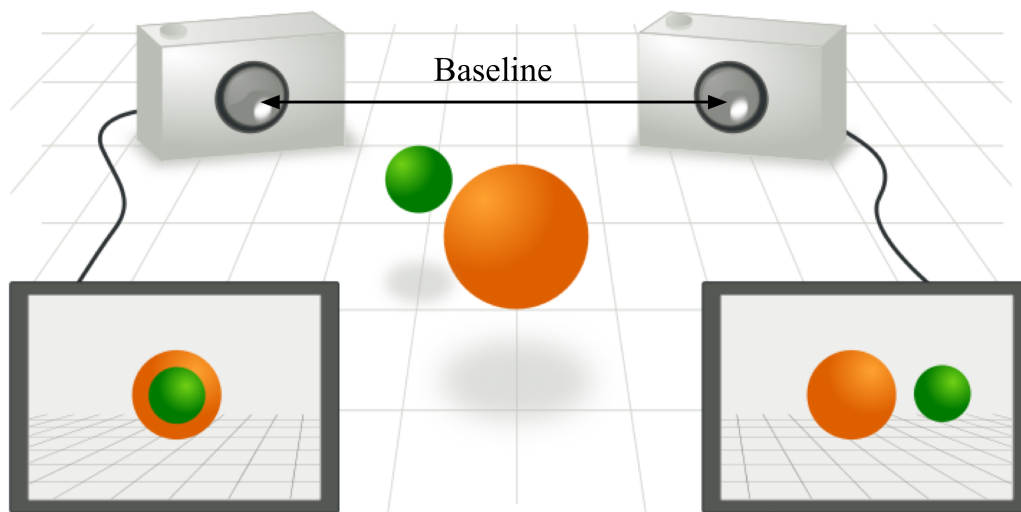


FIGURA 2.3: Principio de funcionamiento de la visión estereoscópica.

El tipo de sistema que nos ocupa, en lugar de tener dos cámaras, utiliza una y un dispositivo láser que simula el camino óptico de la hipotética segunda cámara si estuviera ubicada en su posición.

Cuando la cámara observa el patrón láser proyectado, el camino óptico de la cámara intersecta con el haz láser, y bajo esa circunstancia se puede determinar la posición de la cámara aplicando los principios de la visión estereoscópica. Un sistema de este tipo denominado *Tracksense* y desarrollado por [KPS<sup>+</sup>] puede obtener precisiones en torno a 4 centímetros en entornos de localización de 5 metros cuadrados.

Los sistemas de navegación por visión presentan la ventaja de que los datos obtenidos por una cámara son potencialmente más ricos en información que los datos de profundidad medidos por sensores de distancia como los ultrasónicos o infrarrojos, y que las imágenes obtenidas permiten detectar objetos en función de su color, forma y tamaño, mientras que la detección de objetos por otros tipos de sensores, están generalmente más limitados.

A pesar de sus innegables ventajas, el principal inconveniente de la visión es su complejidad a la hora de analizar las imágenes obtenidas. La visión estereoscópica añade la capacidad de percibir profundidad, pero requiere correspondencia de texturas (*texture mapping*), requisito que es computacionalmente costoso, más si cabe en dispositivos móviles, y que además produce resultados imprecisos en muchas ocasiones. Estos sistemas, en determinados entornos también evidencian ciertas limitaciones. En entornos con condiciones de escasa o nula iluminación una cámara de visión queda práctica o totalmente inutilizada para cualquier tipo de actividad. Por el contrario, una cámara de infrarrojos, o un sistema sónar no se ven afectados.

También hay que tener en cuenta que los entornos interiores a menudo carecen de textura, lo cual es un problema para la visión estereoscópica. Esto ocurre en la mayoría de ventanas y también algunas puertas de cristal, que resultan muy difíciles de observar para una cámara, pero que son fácilmente detectables por ejemplo para un sistema sónar.



### 2.2.2. Infrarrojos

Posiblemente, la tecnología infrarroja (IR) sea la que con menor número de referencias cuenta sobre el desarrollo de sistemas de posicionamiento local en interiores. Esto está motivado en gran parte por la escasez de sensores comerciales existentes en el mercado, además de por la relegación del uso de infrarrojos a entornos de exterior. En estos casos, la tecnología infrarroja ha sido destinada a la toma de mediciones de grandes distancias, como ocurre en las aplicaciones LIDAR (*Light Detection and Ranging*) en telemetría.

Los sistemas basados en infrarrojos presentan la ventaja de ser invisibles al ojo humano, haciéndolos menos intrusivos que los basados en luz visible. Además los rayos infrarrojos presentan la ventaja adicional de ser incapaces de penetrar superficies opacas como paredes y techos, quedando así confinados en el entorno de utilización.

Los sistemas de posicionamiento local basados en infrarrojos, están fundamentados principalmente en tres arquitecturas:

- **Sistemas basados en balizas activas.** Este tipo de sistemas emplean detectores de infrarrojos ubicados en posiciones fijas, que detectan un cierto patrón de emisión generado por balizas emisoras móviles. Los sistemas que soportan esta arquitectura, abarcan desde una versión poco precisa en la que se ubica un detector por estancia, hasta los que implementan una granularidad fina, ubicando varios sensores en la estancia que posibilitan la discriminación entre diferentes zonas de la misma y ofrecen con ello precisiones en torno al metro.

Uno de los primeros y más ampliamente referenciados trabajos basados en infrarrojos, ya citado anteriormente, es el desarrollado por el *Olivetti Research Ltd*, orientado al seguimiento de pacientes en hospitales y denominado *The Active Badge System* [WHFG92]. En este sistema los miembros de la plantilla del hospital portaban un dispositivo que emitía señales infrarrojas codificadas de corta duración a una frecuencia de 0.07 Hz. Estas señales eran detectadas en cada estancia mediante un único sensor de infrarrojos que disponía de un rango de operación de 6 metros, siendo por tanto, esta distancia la que determina la precisión del posicionamiento. Este sistema en su implementación de mayor envergadura llegó a contar con una infraestructura formada por 300 sensores fijos y 200 dispositivos emisores móviles. Por contra, cabe mencionar, que el mayor inconveniente que presenta este sistema tiene que ver con su incapacidad para ofrecer información en tiempo real, ya que posee una velocidad de refresco en la determinación de la posición de 15 segundos.

Los sistemas de IR suelen hacer uso de la medida de ángulos para llevar a cabo la localización. En trabajos como [EFNG97] se mide el ángulo mediante una distribución

de balizas ubicadas en el perímetro del área de actuación de un robot móvil, de forma que cada una de ellas envía una señal codificada identificativa del ángulo de emisión respecto a un cierto eje origen de ángulos. Otros como [LCP<sup>+</sup>04] utilizan un sistema que simula el GPS mediante 3 balizas emisoras de infrarrojos fijas construidas con LEDs y un sensor móvil compuesto por dos fotodiodos y un filtro paso banda a la frecuencia de emisión de las balizas. Este sensor mide la diferencia en el ángulo de incidencia respecto de cada pareja de balizas emisoras y con ellos obtiene la posición del sensor tras un proceso de minimización de una función de coste. Este sistema presenta el inconveniente de que su rango de localización está restringido a un triángulo de 40 centímetros de lado, siendo ésta el área delimitada por las tres balizas emisoras.

- **Sistemas basados en luz infrarroja natural.** Este tipo de sistemas también denominados de localización pasiva de infrarrojos operan en la región termográfica del espectro (con longitudes de onda entre  $8 \mu\text{m}$  y  $15 \mu\text{m}$ ) y por tanto se basan en la obtención de la imagen pasiva que se genera a partir de las emisiones térmicas del entorno. En la actualidad podemos encontrar diversidad de sensores basados en este principio, como son: cámaras térmicas, detectores de incendios, termómetros de radiación (sin contacto), detectores de llamas, analizadores de gases, analizadores de humedad, detección del cuerpo humano, detección de personas con temperatura corporal anormal, etc. En [KL08] podemos encontrar una revisión de los principales técnicas basadas en este principio, además de un estudio de los principales sensores utilizados para ello.

Un sistema fundamentado en este principio es el desarrollado por [HK10], basado en la utilización de sensores de IR (termopilas) capaces de detectar la radiación térmica emitida por el cuerpo humano. Las termopilas son elementos compuestos por una disposición en serie de varias decenas de termopares. Estos dispositivos transforman la energía recibida en calor, generando una variación de la temperatura que a su vez, actúa sobre un conjunto de termopares produciendo un voltaje de salida.

En el sistema que nos ocupa, se dispone una distribución (*array*) de estos sensores en las esquinas de la estancia y desde ellos se miden los ángulos de recepción de la radiación emitida por la fuente. La posición de la fuente es calculada aplicando el principio de AoA, obteniéndose precisiones en el entorno del decímetro. Este sistema presenta el inconveniente de que los efectos producidos por la radiación de fondo necesitan ser determinados a priori para poder ser implementados en ambientes reales.

- **Sistemas basados en luz infrarroja artificial.** Su funcionamiento se basa en la utilización de fuentes activas emisoras de luz infrarroja y de sensibles cámaras infrarrojas dotadas de sensores de carga acoplada (CCD), del inglés *Charge-Coupled Device*, compuestos por multitud de diminutas células fotovoltaicas que registran la imagen térmica. Los trabajos fundamentados en esta técnica están bien orientados al uso de balizas LED emisoras de infrarrojos como es en el caso de [BSS<sup>+</sup>10], o bien aquellos basados en la utilización de objetivos o marcas retroreflectivas, como es en el caso del sistema desarrollado por [LS07].

Dentro de este ámbito cabe reseñar el sensor de movimiento *Kinect*, desarrollado por *Microsoft* y utilizado en su consola de videojuegos *XBox*, destinado al seguimiento del movimiento del jugador en 3D, mediante el análisis de la distorsión de un patrón pseudo aleatorio de puntos de luz infrarrojos emitidos de forma continua y registrados mediante una cámara infrarroja. Mediante esta tecnología se pueden obtener seguimientos de personas en un rango de 3.5 metros con una frecuencia de actualización de la posición de 30 Hz y precisiones comprendidas entre el centímetro y los 2 metros. Desde la liberación del *software* por parte de *Microsoft*, varios han sido los trabajos realizados fundamentándose en esta tecnología.

A modo de ejemplo podemos citar el trabajo desarrollado por [KE12] en el que se propone un sistema para mejorar la precisión en la determinación de la profundidad en el posicionamiento de los sistemas por cámara mediante la utilización de *Kinect*, o bien el sistema ilustrado en la Figura 2.4 y desarrollado por [Tsa14] en el que se utiliza el sensor de *Microsoft* combinado con un algoritmo de aprendizaje adaptativo para el reconocimiento de marcadores coloreados denominado *Log-ab*, implementado en un ordenador portátil.

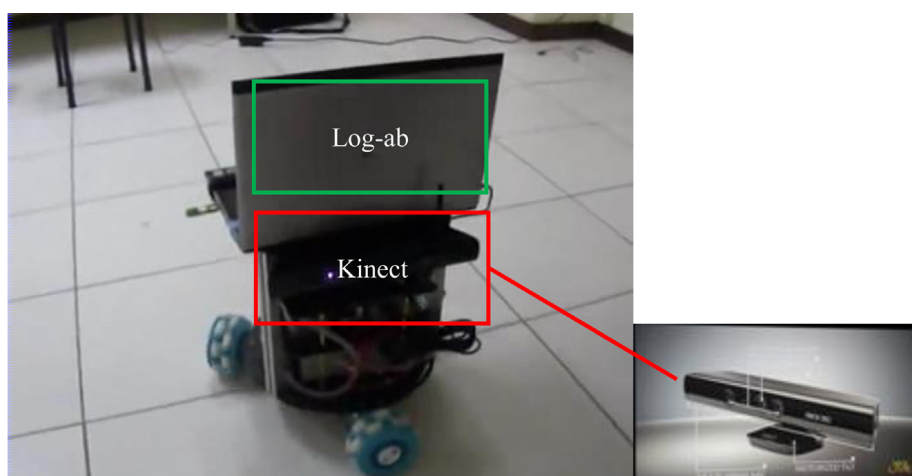


FIGURA 2.4: Sistema de Posicionamiento Local basado en *Kinect*.

### 2.2.3. Redes Inalámbricas de Área Local

La tecnología sobre la que se fundamentan este tipo de sistemas, puede encontrarse referenciada en la literatura indistintamente mediante el acrónimo WLAN procedente de la denominación en inglés, *Wireless Local Area Network*, mediante el estándar IEEE 802.11 o por último a través de la marca registrada Wi-Fi. Estas redes pueden ser utilizadas, para determinar la posición de un móvil que se encuentre bajo su rango de cobertura (comprendido entre 50 y 100 metros), donde además no es necesario que exista línea de visión directa del receptor con los emisores.

La facilidad de obtención del indicador de potencia de la señal recibida (RSSI), del inglés *Received Signal Strength Indicator* sobre WLAN, hace que el método de posicionamiento basado en su medición sea el más utilizado, en detrimento de otros como ToA, TDoA o AoA, donde tanto el tiempo de llegada como el ángulo de llegada, son parámetros difíciles de medir sobre estas redes.

Por otro lado los sistemas de posicionamiento basados en la tecnología WLAN presentan ciertos inconvenientes, dado que ni el *hardware*, ni los protocolos de red han sido diseñados para aplicaciones de posicionamiento. Prueba de ello es que, tanto el parámetro RSSI, como el método de determinación de la calidad de la señal recibida, dependen del fabricante del *chip* inalámbrico empleado. Entre dos fabricantes no tiene por qué haber una conversión o equivalencia directa, por lo que las mediciones realizadas con el *chip* de un fabricante, por lo general, no son válidas para otro *chip* de un fabricante distinto [KPP10]. Otro inconveniente tiene que ver con la variación de la atenuación con multitud de factores como son: la excesiva distancia, interferencias con otras señales, reflexiones, paredes, objetos, personas...etc. Por último otro contratiempo resulta de la imposibilidad de confinar las señales en el entorno de utilización, debido a que estas señales (electromagnéticas) pueden atravesar paredes y techos.

Las técnicas de posicionamiento fundamentadas en el uso combinado de redes WLAN y medición de RSSI, podrían ser clasificadas en base a cuatro estrategias distintas:

- **Sistemas basados en el modelado de la propagación.** El hecho de que el valor del RSSI dependa en gran medida del entorno de propagación, hace bastante complicado establecer modelos de propagación adecuados que describan la relación entre este parámetro y la posición del receptor en un entorno real. Debido a esta circunstancia, el éxito que se obtiene con la aplicación de esta técnica en la que se asocia la posición del usuario a el valor estimado del RSSI es, en la mayoría de las ocasiones, bastante limitado.

El modelo de propagación más simple es aquel que solamente tiene en cuenta la atenuación del RSSI con la distancia existente entre la fuente emisora y el receptor.

Este modelo simplista es muy poco utilizado debido a que muy raramente la distancia es el único factor de atenuación en la señal, ya que como se mencionó con anterioridad esta se ve afectada por absorciones, reflexiones...etc.

Existen otros modelos más elaborados como el *Multi Wall Model* (MWM). En este modelo se evalúa el camino directo entre emisor y receptor teniendo en cuenta además de las atenuaciones por distancia, aquellas que se producen al atravesar las paredes. Para este modelo por tanto se requiere el conocimiento del espesor y de las propiedades dieléctricas de cada uno de los muros que componen el entorno de localización, además de un algoritmo que tenga en cuenta todas las posibles trayectorias e identifique el camino directo, dado que éste no siempre se corresponde con el camino con mayor intensidad en la señal. Para evitar el alto coste computacional que genera el algoritmo de trazado de rayos, se han propuesto otros modelos como el *Dominant Path Model* (DPM) desarrollado por [PLS<sup>+</sup>06] basado en la elección del camino de mayor intensidad de señal. Otro modelo que goza de relativa aceptación, y utilizado por diversos autores como [BF07, CGK09, JoLH11] es el modelo ITU, del inglés *International Telecommunication Union*, en el que en esta ocasión las pérdidas se modelan de acuerdo a la expresión:

$$L = 20 \log f + N \log d + P_f(n) - 28 \quad (2.1)$$

donde  $L$  son las pérdidas totales en dB,  $f$  es la frecuencia de transmisión en MHz,  $d$  la distancia en m,  $N$  el coeficiente de pérdida de potencia con la distancia,  $n$  el número de plantas entre el transmisor y el receptor, y finalmente  $P_f(n)$  el factor de pérdidas por penetración de la planta  $n$ -ésima.

- **Sistemas basados en utilización de la celda de origen.** Esta técnica, también denominada *Cell of Origin* (CoO) o *Cell-ID*, es adecuada para aquellas aplicaciones con requerimientos de precisión no inferiores a 50 metros. Su principio de funcionamiento consiste en suponer que la posición del receptor coincide con la del punto de acceso WLAN que se recibe con mayor intensidad.

Dada la baja granularidad de esta técnica, por lo general se suele utilizar para entornos de exterior, o en aplicaciones de localización continua exterior/interior de forma complementaria con otras técnicas de mayor precisión. En el trabajo propuesto por [LD08], se fusiona esta técnica conjuntamente con ToA, AoA, *Fingerprinting* (FP) y métodos estadísticos, para obtener precisiones en el entorno de los 8 metros, consiguiendo además poder discriminar entre diferentes plantas de un edificio.

- **Sistemas basados en la identificación de la huella digital.** Esta estrategia de posicionamiento, más comúnmente conocida como *fingerprinting*, se basa en el conocimiento de un conjunto inicial de mediciones del RSSI obtenido en diversos puntos, respecto de cada uno de los puntos de acceso WLAN existentes. Estas medidas del RSSI obtenidas con el sistema en fase de calibración, junto con las coordenadas en las que han sido tomadas cada una de ellas, se les denominan puntos de calibración (o huellas) y son almacenados en forma de vector en una base de datos para posteriormente poder ser utilizados cuando el sistema esté en fase de posicionamiento. En [HPALP09] se muestra un estudio de los métodos de localización determinísticos y probabilísticos basados en *fingerprinting* desarrollados hasta la fecha.

Esta técnica puede alcanzar precisiones próximas a un metro, dependiendo del número de puntos de accesos y de la densidad de puntos de calibración tomada. El RSSI es un parámetro altamente fluctuante, que aún en el caso de no existir cambios significativos en las condiciones del entorno puede llegar a experimentar variaciones considerables. Para contrarrestar estas fluctuaciones, en cada posición de calibración se toma el promedio de los valores tomados durante un cierto periodo de tiempo. Esta circunstancia implica que la construcción de las bases de datos donde se recogen los puntos de calibración, también denominada *radio map*, tenga un coste elevado al ser implementada en ciertas aplicaciones. Por ello, diversos autores [Bol08, HWJT10a, PCC<sup>+</sup>10] han centrado sus esfuerzos en el desarrollo de técnicas que permitan la obtención del *radio map* de una forma simplificada.

Dada la sensibilidad de las medidas respecto a las características del entorno (mobiliario, personas, puertas...etc) se han realizado numerosos trabajos con el objetivo de estudiar y compensar la influencia que estos efectos tienen sobre la medición del RSSI. Obviamente estas fluctuaciones implican tener que recalcular el *radio map* constantemente, con el coste adicional que ello conlleva. El trabajo llevado a cabo por [HWJT10b], se fundamenta en medidas tomadas durante un periodo de dos meses, para concluir que no deben utilizarse *radio maps* durante periodos prolongados de tiempo, ni aún en el caso de ambientes moderadamente estables, recomendando para su compensación la utilización del algoritmos de adaptación dinámica. Factores como la orientación del móvil [XSC<sup>+</sup>04], el cuerpo del usuario [KKH<sup>+</sup>06] o incluso la humedad del ambiente [CCC<sup>+</sup>05], son generadores de considerables atenuaciones y fluctuaciones del indicador de potencia de la señal en los sistemas WLAN.

El sistema RADAR desarrollado por [BP00] ha sido ampliamente referenciado en la literatura. Aquí, se demuestra que además de la densidad de puntos de acceso, también el número de puntos de calibración, la orientación del dispositivo y la velocidad del usuario, influyen sobre las mediciones del RSSI, obteniéndose precisiones de 5 metros, mediante 3 nodos de acceso cubriendo un área de 1000 m<sup>2</sup>.

En [KKH<sup>+</sup>06] citado con anterioridad, se evaluaron puntos de calibración sobre una cuadrícula de 1 metro de lado. Sobre cada uno de los puntos de la cuadrícula se tomaron 110 mediciones del indicador de potencia de la señal recibida con 8 orientaciones diferentes, y se obtuvo una desviación promedio en la posición de 1.6 m. Por último, *WifiSlam* (de recientemente adquisición por *Apple*) es uno de los sistemas comerciales actuales basados en *fingerprinting* que gozan de mayor éxito. Esta aplicación desarrollada por alumnos de la Universidad de Stanford a través de su programa *StartX* para el desarrollo de *startups*, consigue precisiones en interior de 2.5 metros.

- **Sistemas basados en la distancia.** Dado que la información referente a la distancia a la que se encuentran transmisor y receptor está contenida en el tiempo de llegada y en la amplitud de la señal recibida, mediante WLAN, será posible estimar dicha distancia utilizando diferentes estrategias:

- **Lateración mediante el RSSI.** Como ya se mencionó con anterioridad, el RSSI es un parámetro que dependerá con la distancia. El principal inconveniente que se presenta en los LPS basados en WLAN en interior es el complejo modelado de la propagación de la señal [Has93]. La alta variabilidad de la señal en el tiempo, se debe, por un lado al rápido decaimiento generado por el multicamino (*fast fading*) y por otro, por la lenta atenuación producida por los obstáculos encontrados en el camino (*slow fading*). Considerando ambas contribuciones, el modelado de la señal en una visión simplista podría ser expresado como:

$$P_R = P_T \frac{G_T G_R \gamma h^2}{4\pi d^p} \quad (2.2)$$

donde  $P_R$  y  $P_T$  son la potencia de señal recibida y transmitida respectivamente,  $G_R$  y  $G_T$ , las ganancias de las antenas del receptor y transmisor,  $d$  es la distancia entre ambos,  $p$  el exponente de pérdidas,  $\gamma$  el parámetro que modela el *slow fading* y por último  $h$  el parámetro que modela el *fast fading*. De acuerdo con [SVESV07], y si el RSSI puede ser promediado en un cierto intervalo de tiempo, el término  $h$  responsable del *fast fading* puede ser aproximado a 1 y la dependencia entre la potencia recibida  $P_R$  y la distancia entre el receptor y el transmisor  $d$  puede ser expresada en unidades logarítmicas en la forma:

$$P_R = \alpha - 10p \log_{10}(d) + z(0, \sigma) \quad (2.3)$$

donde el *slow fading* es modelado como una variable gaussiana aleatoria  $z$  de media cero y desviación estándar  $\sigma$ , el término  $\alpha$  engloba el valor promedio del *fast fading*, la potencia del transmisor  $P_T$ , así como las ganancias  $G_T$  y  $G_R$  de las antenas transmisora y receptora, respectivamente.

En [MBL<sup>+</sup>09] se utiliza esta relación para estimar la distancia desde los puntos de acceso WLAN hasta el receptor, cambiando dinámicamente el modelo de propagación en función de las condiciones del entorno. En este trabajo se parte de unos valores previamente promediados de  $\alpha$  y  $p$  para un determinado entorno. Posteriormente se estima este exponente de pérdidas  $p$ , de forma dinámica mediante el ajuste por mínimos cuadrados de un conjunto de medidas de variaciones del RSSI con la distancia. En este trabajo se llegaron a alcanzar precisiones medias en torno a los 4 metros.

- **Trilateración basada en ToA.** El uso de esta técnica está motivado por la necesidad de prescindir de la fase de calibración y de la extrema variabilidad de la medición del RSSI. Los métodos que utilizan ToA para estimar la distancia a los puntos de acceso son complejos, debido a la dificultad existente a la hora de tomar mediciones de tiempo precisas. El problema surge debido al modelo de capas implementado en las redes, denominado *Open Systems Interconnect* (OSI). En este modelo se generan retardos de procesamiento entre las diferentes capas, que dificultan la estimación de los ToA con precisión. La estrategia a seguir es intentar que el sistema funcione tan sólo con la capa física para evitar retardos, aunque para ello haya que modificar el *hardware* y el *software* de los dispositivos emisores y receptores. Un trabajo en el que se desarrolla un sistema de este tipo, es el llevado a cabo por [GB07], donde se determinan las distancias desde un conjunto de puntos de acceso a un ordenador portátil, obteniéndose precisiones en el posicionamiento comprendidas entre 1 y 5 metros.
- **Multilateración por medio de TDoA.** Esta técnica requiere la recepción simultánea de al menos dos emisiones procedentes de dos puntos de acceso distintos. Dado que los puntos de accesos no pueden emitir simultáneamente por el mismo canal al mismo tiempo, será necesario que sea la estación móvil la que emita las señales que serán recogidas por los puntos de acceso. El principal problema de este tipo de sistemas reside en el hecho de que los puntos de acceso vecinos están configurados en canales de frecuencias distintas y sólo reciben a la frecuencia a la que están sintonizados.
- **Triangulación a través de AoA.** Con la aparición del estándar IEEE 802.11n, se agrega la tecnología MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Esta tecnología permite utilizar múltiples antenas transmisoras y receptoras y mejorar así el rendimiento del sistema mediante el multiplexado espacial. El trabajo desarrollado por [WKM08] aprovecha esta mejora introducida en el protocolo para implementar un sistema de posicionamiento en el que un transmisor móvil emitía una señal que era recogida por un punto de acceso constituido por un *array* de cuatro antenas lineales monopolo.



- **Estimación de distancias con *Round Trip Time* (RTT)**. Esta técnica consiste en la medición del intervalo de tiempo que transcurre entre la emisión de una señal por un dispositivo y su posterior recepción por el mismo dispositivo. Por lo tanto para conocer este tiempo con precisión, el retardo variable que se produce en los puntos de acceso debe ser conocido, además de la deriva del reloj interno que realiza las mediciones. Estos retardos tienen un valor promedio de  $5 \mu\text{s}$  que traducidos a distancia se convierten en 1500 metros, haciendo inviable el posicionamiento. En [CBA09] se utiliza un sistema basado exclusivamente en software en el que el incremento de tiempo transcurrido  $\Delta t_i$  se estima como la mitad de la diferencia entre el RTT respecto a una distancia  $i$  y el RRT respecto a la distancia cero. Mediante este método, aún en condiciones de visión directa, se obtuvieron grandes dispersiones sobre un promedio de 1000 mediciones con errores de 1.7 metros sobre una distancia de 13 metros. Por consiguiente existe la necesidad de desarrollar estudios encaminados a la mejora de las estimaciones de la posición mediante este método.

#### 2.2.4. Identificación de Radiofrecuencia

Esta tecnología, más conocida por las siglas RFID procedentes de su denominación en inglés *Radio Frequency IDentification*, tiene el propósito fundamental de transmitir la identidad de un objeto mediante ondas de radio. Esta identidad está recogida en pequeños dispositivos con antenas denominados etiquetas (en inglés, *tags*), que les permiten emitir y recibir información respecto de un emisor/lector de radiofrecuencia. Aunque existen LPS mediante RFID basados en técnicas como ToA combinada con AoA, FP o incluso *Phase of Arrival* (PoA) [PS10], el principio de posicionamiento más utilizado con RFID es sin duda CoO. La información contenida en la etiqueta (código o número de serie), se asocia con la posición en la que ésta se encuentra, y por extensión con la posición en la que se encuentra el usuario. Este hecho, denota que la precisión del sistema estará determinada por la densidad de *tags* ubicados en el entorno de localización. Por regla general los *tags* pasan desapercibidos para el usuario, ya que al no necesitar línea de visión directa dada la penetrabilidad de las ondas de radio, pueden ser integrados en el pavimento, ubicados bajo alfombras o incrustados en paredes y techos como ocurre en el sistema comercial NaviFloor [Nav14]. Debido a esto, las emisiones de radiofrecuencia pueden ser categorizadas en función de su penetrabilidad, desde la consideración de que a menor frecuencia de emisión, mayor penetrabilidad. Bajo este criterio se podrán distinguir emisiones de baja frecuencia, alta frecuencia, ultra alta frecuencia y microondas. El criterio de clasificación de los sistemas RFID más extendido es el que tiene que ver con la forma en la que estas etiquetas ofrecen la información al usuario, desde este punto de vista podríamos hacer la distinción entre:

- **Etiquetas activas.** Este tipo de etiquetas realizan emisiones de radiofrecuencia de forma autónoma mediante la energía suministrada por una batería integrada. Este hecho hace que los sistemas basados en etiquetas con esta arquitectura sean más pesados y costosos, pero en cambio, les hace capaces de generar emisiones a distancias superiores a 30 metros que permiten el posicionamiento mediante *fingerprinting* a través de la medición del RSSI. Esta capacidad se pone de manifiesto en trabajos como el realizado por [SJP<sup>+</sup>09] en el que alcanzaron una precisión media en el posicionamiento de 1.5 metros en un sistema compuesto por 71 etiquetas RFID activas, cubriendo una extensión total de 1600 m<sup>2</sup>. También cabe mencionar el trabajo realizado por [RGHR10] en el que se utilizan *tags* activos RFID para controlar la deriva de un sensor inercial (IMU, del inglés, *Inertial Measurement Unit*) colocado en el pie del usuario, consiguiendo restringir la desviación entre 1 y 3 metros.
- **Etiquetas pasivas.** La señal que llega a este tipo de etiquetas proveniente de los lectores, induce una pequeña corriente eléctrica suficiente para operar el circuito integrado que posee, de forma que la etiqueta puede generar y transmitir una respuesta. Las etiquetas pasivas poseen ciertas ventajas respecto a las activas, como son la carencia de fuente de alimentación, su reducido tamaño, robustez, bajo coste y escaso mantenimiento. Por contra el principal inconveniente que presentan es el limitado rango de lectura que oscila desde unos 10 milímetros hasta cerca de 6 metros, dependiendo del tamaño de la antena de la etiqueta, así como de la potencia y frecuencia con la que opera el lector. Este tipo de etiquetas también pueden ser utilizadas empotradas en suelos, paredes y techos siempre y cuando emitan a una frecuencia que permita la penetrabilidad del material. En el trabajo desarrollado por [PFHG03] se cuantificó en un 90% la pérdida de potencia en una señal de 900 MHz al atravesar un muro de cemento con 30 centímetros de grosor.

El sistema de posicionamiento basado en RFID desarrollado por [DMB10] consigue rangos de lectura superiores a 1.2 metros, respecto a etiquetas pasivas RFID incrustadas en cemento, mediante la optimización del diseño de su antena. El sistema de navegación desarrollado por [MMMW10] utiliza un *array* de etiquetas RFID pasivas desplegadas bajo una alfombra para el guiado de discapacitados visuales, obteniendo rangos de lectura de 30 centímetros, que según el autor deben ser extendidos hasta los 60 centímetros para conseguir una tasa de detección de etiquetas suficiente. Por último [MEA<sup>+</sup>11] introduce un sistema de posicionamiento basado en la detección de la proximidad de las etiquetas pasivas, a través de la variación de la potencia de la señal de emisión del lector, repitiendo el proceso de medición desde diferentes localizaciones para incrementar la precisión en la estimación. En este proceso se consigue determinar la posición del lector tras un periodo de mediciones de 30 segundos.

### 2.2.5. Redes Inalámbricas de Área Personal

Este tipo de redes, conocidas a través del acrónimo WPAN, (del inglés, *Wireless Personal Area Network*), son desarrolladas especialmente para la interconexión de dispositivos inalámbricamente. Entre la variedad de redes de este tipo disponibles actualmente en el mercado, nos centraremos en aquellas que están teniendo mayor éxito en el desarrollo de sistemas de posicionamiento local en interiores.

- a) **Sistemas Basados en Banda Ultra Ancha.** Estos sistemas, más conocidos por su denominación en inglés, como sistemas *Ultrawideband* (UWB), usan un gran ancho de banda del espectro de RF, que les permite enviar paquetes de información muy grandes sobre distancias cortas de unos pocos metros. En principio una emisión de ondas de radio puede ser considerada como UWB si su ancho de banda supera los 500 MHz o el 25 % de la frecuencia de portadora.

Por otro lado para evitar interferencias con otras señales de radio se ha legalizado el rango de frecuencias utilizables para emisiones UWB entre 3.1 GHz y 10.6 GHz en el caso de la *Federal Communications Commission* (FCC) en EEUU y entre 6.0 GHz y 8.5 GHz de acuerdo con la *European Communications Committee* (ECC) en Europa. En ambos casos, la densidad de potencia isotrópicamente radiada también ha sido limitada a -41.3 dBm/ MHz para evitar los posibles efectos nocivos que estas emisiones podrían tener sobre el cuerpo humano.

Aunque estas limitaciones en la potencia de la señal limitan el rango de operación a menos de 100 metros, el hecho de poder operar en el rango de microondas, donde las componentes de menor frecuencia del espectro UWB tienen la capacidad de penetrar parcialmente materiales como el cemento, vidrio o madera [KRS09], hacen que esta tecnología sea apropiada para entornos en los que la emisión y recepción de señales no se realiza en condiciones de visión directa. Por otro lado el hecho de que también exista una componente reflejada de la señal, dificulta la estimación precisa de distancias debido a la aparición de multicamino. El problema asociado al multicamino puede ser resuelto gracias al gran ancho de banda utilizado y la corta duración de las emisiones. Esto permite una alta resolución temporal y evita en gran medida el solapamiento de señales, pudiéndose así diferenciar el camino directo del resto de trayectorias reflejadas con relativa facilidad. En [MEA<sup>+</sup>10] se propone extraer las componentes del multicamino a partir de la información suministrada por la respuesta impulsiva del canal de las señales UWB.

Actualmente podemos diferenciar entre los siguientes métodos de posicionamiento basados en la tecnología UWB:

- **Estimación directa de distancia.** Sin duda la principal ventaja de los sistemas UWB reside en su amplio ancho de banda, que se traduce en resolución temporal y por consiguiente en exactitud en la medida del rango. Para ello se utilizan técnicas como ToA o TDoA que confían en la estimación del tiempo de llegada, que en UWB puede ser estimado en base a tres principios:
  - **Ondas continuas.** Mediante este enfoque se emiten señales continuas moduladas en frecuencia (*chirps*). Estas señales al ser analizadas en el dominio de la frecuencia no resultan adecuadas en aplicaciones dinámicas que deban arrojar resultados en tiempo real. Además estas ondas aún permitiendo mediciones del rango bastante precisas, requieren de antenas de tamaños considerables para ser detectadas eficientemente. Este hecho hace la utilización de estas señales inapropiada en dispositivos móviles como *smartphones* o *tablets*.
  - **Señales impulsivas de radio.** La técnica conocida como UWB *Impulse Radio* (UWB-IR) utiliza pulsos extremadamente breves, del orden de nanosegundos. Esta brevedad, los hace menos sensibles al multicamino, ya que el pulso reflejado tiene una probabilidad muy baja de interferir con el pulso del camino directo y generar degradación de la señal. Por contra la debilidad de los pulsos puede hacer que sean significativamente distorsionados por la acción del canal. Debido al amplio rango de frecuencias del espectro UWB, la potencia recibida cambia drásticamente, causando la distorsión del pulso. En este campo [PvdG10] desarrolló un sistema que conseguía una precisión en la estimación de la distancia comprendida entre 1 y 2 centímetros en condiciones de visión directa sobre mediciones de distancias superiores a 5 metros entre un transmisor UWB-IR y un detector de energía no coherente. Por otro lado [SHSM10] implementó un sistema de localización para un robot móvil en entornos industriales sin condiciones de visión directa. Para ello utilizó 4 nodos emisores para determinar la posición 2D mediante multilateración (TDoA) con una precisión de 20 centímetros, precisión que mejoraba ligeramente en condiciones de visión directa.
  - **Modulación de pseudo ruido.** El ruido aleatorio, o pseudo aleatorio puede ser utilizado para la estimación de distancias con ToA [HSB10, ZST10, UK10]. Esta técnica se basa en la utilización de secuencias binarias pseudoaleatorias de corta duración denominadas *Maximum Length Sequences*, o simplemente *M-Sequences*. Estas secuencias aunque resultan convenientes para su utilización sobre dispositivos móviles, dado que permiten la utilización de antenas de pequeño tamaño, presentan el inconveniente de tener un alto coste computacional en el receptor al ser correladas.

- **Localización pasiva.** Los sistemas que utilizan UWB pasivo para localizar personas u objetos se fundamentan en el principio de funcionamiento del RADAR. Mediante esta técnica, también denominada UWB-RADAR, no es necesaria la utilización de etiquetas en el objeto a localizar, dado que la arquitectura de este tipo de sistemas se basa en el estudio de las señales emitidas y recibidas por un conjunto de emisores y receptores omnidireccionales de los cuales se conoce su posición. Para poder detectar el movimiento de la persona u objeto a localizar, previamente, tanto las señales recibidas (invariantes en el tiempo) a través del camino directo, así como las fuertes reflexiones producidas por paredes y mobiliario deben ser conocidas y sustraídas (*background subtraction*). Por lo tanto, dado que las posiciones de los emisores y receptores UWB son conocidas, se podrá estimar la posición del usuario mediante cualquier algoritmo basado en la estimación de distancias como ToA o TDoA. Mediante esta técnica, bajo buenas condiciones de calibración se consiguen detecciones extremadamente precisas, tanto es así que incluso es utilizada en campos como la medicina [TKS09, KTS<sup>+</sup>12] para detectar la actividad cardíaca y respiratoria de los pacientes, como se muestra en la Figura 2.6.

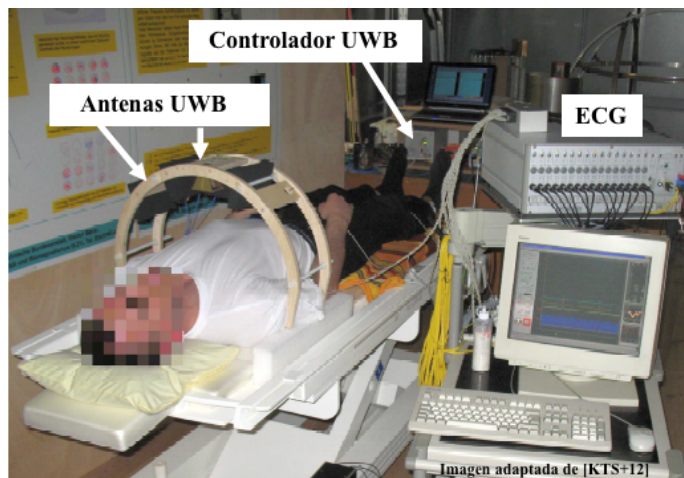


FIGURA 2.5: Sistema de monitorización cardíaca basado en UWB-RADAR.

- **Anclajes virtuales.** Bajo la hipótesis del conocimiento de la geometría de la estancia donde tiene lugar el posicionamiento, se pueden utilizar las señales reflejadas en paredes, techos y suelo, para conseguir una estimación de la posición del receptor. Incluso en el caso de la utilización de un sólo emisor, se puede utilizar el multicamino y medir los retardos en las diferentes trayectorias. Estos tiempos pueden ser utilizados para calcular pseudo-distancias también denominadas anclajes virtuales. A través de ellos mediante multilateración se puede llegar a una estimación de la posición del transmisor.

En el trabajo llevado a cabo por [MSW10] se desarrolla un sistema basado en la utilización de anclajes virtuales en combinación con información de la trayectoria, obteniéndose precisiones menores de los 45 cm en el 90 % de las mediciones.

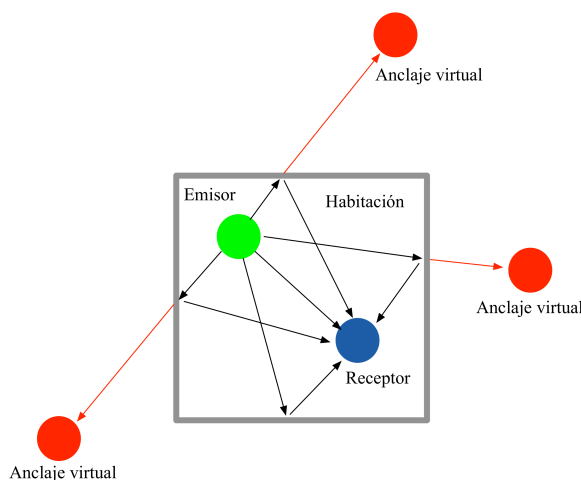


FIGURA 2.6: Principio de funcionamiento del método de anclajes virtuales.

- **Fingerprinting.** El amplio espectro de frecuencias de la respuesta impulsiva del canal en los sistemas UWB, contiene gran cantidad de información que puede ser utilizada en la fase previa de calibración en el posicionamiento basado en FP. Esta información será recogida y almacenada en una base de datos, para cada uno de los puntos que componen la cuadrícula de calibración. Esta información será posteriormente correlada y se asociará la posición del receptor a el punto de calibración cuyos datos mejor correlen con los datos obtenidos en cada instante durante la fase de posicionamiento. La utilización de la técnica FP sobre sistemas UWB, obtiene mejores precisiones incluso que en el caso de WLAN, siendo aplicable además en circunstancias sin visión directa entre emisor y receptor. En [KS10] se lleva a cabo un sistema de posicionamiento fundamentado en esta filosofía compuesto por un transmisor y un receptor, en el que se diferencian 6 diferentes áreas donde cada una de ellas está estructurada de acuerdo a una cuadrícula de 28 puntos con divisiones de un centímetro. En este trabajo se demuestra que es posible diferenciar cada una de estas áreas, y obtener una precisión promedio de 4 centímetros en el posicionamiento.

Para finalizar cabe mencionar algunos sistemas comerciales basados en UWB-IR como el desarrollado por *Ubisense*, que opera entre los 6.5 y los 8 GHz y en el que se utiliza un conjunto de receptores fijos (compuestos por antenas) para medir el ToA y el AoA de una serie de pequeñas etiquetas activas con gran autonomía. Mediante este sistema se obtienen unas precisiones inferiores a 15 centímetros en el 95 % de los casos con un rango de operación de 50 metros en entornos de interior. Esta precisión se degrada hasta cerca de 1 metro cuando algunas de las señales han traspasado paredes.

- b) **ZigBee.** Es la denominación de un conjunto de protocolos con baja tasa de envío de datos y bajo consumo. El rango de cobertura de un nodo *ZigBee* en exteriores puede llegar a superar los 100 metros, sin embargo este rango en entornos de interior se ve reducido entre los 20 y 30 metros. La estimación de la distancia entre dos nodos es normalmente llevada a cabo mediante la medición del RSSI. En la tesis doctoral desarrollada por [Tad06] se lleva a cabo un estudio sobre los sistemas de posicionamiento implementados sobre redes *ZigBee*. En este trabajo, se concluye que la principal contribución al error en la estimación de la distancia proviene de la aleatoriedad en la medición del RSSI y de la dependencia de este con la orientación del receptor y con el propio cuerpo del usuario. Por otro lado en el trabajo desarrollado por [LMLGV10], donde se utiliza una red *ZigBee* de 8 nodos desplegados en un área de 432 m<sup>2</sup> sobre un entorno de oficinas, se aprovecha el conocimiento de las distancias de referencia entre los distintos nodos, para obtener información acerca de las características de propagación de la señal dentro del entorno. A través de esta técnica de modelado de propagación de la señal, se consiguieron precisiones del orden de los 3 metros mediante la estimación del RSSI.
- c) **Bluetooth.** Esta tecnología está fundamentada en un protocolo de comunicaciones cuyas principales ventajas de utilización residen en su seguridad, bajo coste y reducido tamaño. El máximo rango de utilización de estos dispositivos, a su máxima potencia de emisión (1 mW) permite comunicaciones entre 5 y 10 metros de distancia, dependiendo de las condiciones de propagación del medio (visión directa, configuración de la antena, obstáculos...etc).

De acuerdo con el estudio llevado a cabo por [CIL06] existe consenso en la bibliografía acerca de la imposibilidad de utilizar la tecnología *Bluetooth* para posicionamiento mediante técnicas basadas en la estimación de tiempos de vuelo. Por otro lado tampoco existe la posibilidad de realizar el posicionamiento en base a la estimación del RSSI, ya que por defecto en los dispositivos *Bluetooth* no viene implementado el controlador que permite su medición [AGKO04] e incorporan además un control automático de potencia que dificulta su medición [ZP06].

La última versión del sistema operativo móvil de *Apple* (iOS) ofrece la posibilidad de hacer uso de una nueva tecnología denominada *iBeacon* y basada en *Bluetooth Low Energy* (BLE). Por el momento, la información sobre esta tecnología es bastante escasa, aunque ya existen empresas como *Estimote* dedicadas a la fabricación de balizas compatibles con ella. El alcance de las *iBeacons* podría rondar los 50 metros en interior, lo que las convierte en una tecnología con un gran potencial de cara al futuro.

### 2.2.6. Tecnologías Satelitales

a) **Receptores GNSS de alta sensibilidad.** La incapacidad de los Sistemas Globales de Navegación por Satélite (GNSS), del inglés *Global Navigation Satellite System*, de obtener precisiones aceptables en interiores, ha propiciado el desarrollo de sistemas en los que se utilizan receptores de alta sensibilidad, denominados *High Sensitive GNSS*, (HSGNSS). Estos sistemas pretenden la captación de las señales satelitales, aún en el caso de estar fuertemente atenuadas. El funcionamiento de los sistemas HSGNSS se fundamentan en la mejora de la Relación Señal a Ruido (*Signal to Noise Ratio*, SNR) y en la utilización de múltiples correladores en paralelo para facilitar la recepción de las débiles señales satelitales en entornos de interior. En el trabajo realizado por [ETZ05] se demuestra que en entornos de interior donde la señal ha sufrido atenuaciones superiores a 25 dBW, (por ejemplo en sótanos, o edificios de hormigón), no se pueden obtener precisiones inferiores a 20 metros, haciendo inviable la discriminación entre diferentes estancias. También en el trabajo desarrollado por [KBG<sup>+</sup>10] se realiza un amplio estudio del rendimiento de los sistemas HSGNSS, incluyendo algunos de teléfonos móviles. En el citado estudio se obtienen precisiones de 5 metros en el interior de casas de madera, 10 metros dentro de edificios de cemento y alrededor de 20 metros en grandes superficies comerciales cubiertas. Evidentemente uno de los factores que mayor atenuación produce en las señales es el número de plantas por encima de la planta en la que se quiere estimar la posición. También por otro lado, en este estudio, se obtiene que los sistemas GNSS correspondientes a teléfonos móviles, por lo general ofrecen peores resultados que los obtenidos mediante dispositivos específicos.

b) **Pseudolitos.** El término pseudolito, es comúnmente aceptado como una abreviatura de pseudo-satélite, que son un conjunto de balizas ubicadas sobre el terreno en posiciones fijas y conocidas, que transmiten códigos similares a los generados por los sistemas GNSS. El principal propósito de estos dispositivos es ayudar a los sistemas de navegación por satélite en aquellos entornos de interior en los cuales la señal ha sufrido fuertes atenuaciones, o simplemente ha desaparecido. El área de cobertura de un sistema compuesto por pseudolitos puede abarcar decenas de kilómetros, aunque presentan la limitación de necesitar visión directa entre emisor y receptor. Estos receptores móviles, denominados *rovers*, son compatibles tanto con las señales GNSS, como las emitidas por los pseudolitos, propiedad que les hace idóneos para su uso en aplicaciones que requieran posicionamiento continuo exterior/interior. Por contra, los sistemas basados en pseudolitos también presentan una serie de inconvenientes, como son el multicamino, el efecto cerca-lejos así como la dificultad y el elevado coste en la sincronización del sistema.

Existen otro tipo de sistemas, que aunque también están basados en pseudolitos, utilizan señales ligeramente diferentes a las utilizadas por los sistemas GNSS. Un sistema de este



tipo, ampliamente citado en la bibliografía es el basado en la tecnología *Locata*, que está compuesto por una red de pseudolitos que emiten un conjunto de señales parecidas a las GNSS. Este sistema está destinado a aplicaciones cinemáticas, donde los pseudolitos son sincronizados con precisiones cercanas a los 3 ns, obteniéndose mediciones en la posición con errores en el entorno del centímetro a través de la medición de la fase de la portadora. Esta tecnología ha sido utilizada por diversidad de autores como, [RRBG10] que implementó el sistema con 5 pseudolitos en una sala con un área de  $30 \times 15$  m<sup>2</sup>, obteniendo una desviación estándar de 2 centímetros en mediciones estáticas. También [BRKP05, BCR<sup>+</sup>07] demostró la posibilidad de utilizar la tecnología *Locata* en el seguimiento de maquinaria en fábricas y almacenes, concluyendo que movimientos menores a 1 centímetro podían ser detectados.

- c) **Repetidores GNSS.** Estos dispositivos utilizan la propia señal emitida por los satélites mediante antenas colocadas preferiblemente en los tejados de los edificios donde se va a desarrollar el sistema de posicionamiento. Esta señal es llevada por cable a los diversos repetidores, compuestos por un amplificador y una antena emisora, quienes la transmiten inalámbricamente por el interior del edificio. La técnica de posicionamiento de estos sistemas se fundamenta en el multiplexado temporal de las emisiones secuenciales del conjunto de pseudolitos, cuya señal de sincronización viene marcada por la propia señal GNSS. Una vez identificados cada una de las señales emitidas por los pseudolitos, se calcula la posición del *rover* mediante multilateración, donde las diferencias en las distancias son calculadas a partir de las mediciones del desplazamiento en la fase de la señal recibida. En [FVPB<sup>+</sup>10] podemos encontrar un sistema de este tipo que obtiene precisiones de 3 metros en el posicionamiento.



FIGURA 2.7: Antena exterior de un sistema repetidor GNSS.

### 2.2.7. Navegación Inercial

Este tipo de sistema denominado INS (*Inertial Navigation System*), genera la estimación de la posición mediante el procesamiento de la información que le suministran uno o varios dispositivos IMU (*Inertial Measurement Unit*). Estos dispositivos están compuestos, por regla general por tres acelerómetros ubicados perpendicularmente para detectar movimientos en sendas direcciones, tres giróscopos que miden variaciones en la orientación y finalmente también un magnetómetro compuesto de 3 sensores perpendiculares que miden la fuerza del campo magnético.

El principio de funcionamiento de estos sistemas se fundamenta en el conocimiento de la posición inicial del usuario para estimar las posiciones sucesivas en función de las variaciones de dirección y velocidad de sus movimientos. Esta técnica de “navegación a estima” es conocida con el nombre de *Dead Reckoning* (DR) y resulta realmente útil en aquellos entornos de interior donde no es posible la instalación de ninguna infraestructura de posicionamiento, o en zonas de baja eficiencia de otros sistemas de posicionamiento absolutos, donde el DR puede significar una solución transitoria.

El principal problema de este tipo de sistemas subyace en que esta técnica se basa en la medición de posiciones y orientaciones relativas, partiendo de una posición inicial estimada. La precisión en las estimaciones de las posiciones sucesivas va a depender obviamente de la exactitud de la medida de la posición inicial, de los errores acumulativos generados en acelerómetros y giróscopos, así como de la precisión de los barómetros y magnetómetros. El error acumulativo de los acelerómetros procede de la doble integración del ruido en la medida, que tiene lugar en el proceso de obtención de la posición a partir de la aceleración. Por otro lado los giróscopos también sufren errores debidos al incremento de la desviación angular (Error de Abbe) y los barómetros y magnetómetros, aunque proporcionan mediciones absolutas, son medidas que no gozan de gran precisión. Por todo ello, debido a que el sistema está continuamente agregando los cambios detectados a las posiciones previamente calculadas, cualquier error en la medición, no importando lo pequeño que sea, se irá acumulando de punto a punto. Esto lleva a una deriva, o a una diferencia que aumenta siempre, entre donde el sistema estima que se encuentra localizado y su posición real. Debido a este problema es necesario recalibrar cada cierto tiempo la estimación de la posición mediante la información aportada por otra fuente externa. Dado que la señal GNSS en interiores sufre de grandes atenuaciones, la información de calibración suele ser suministrada típicamente por otros sistemas de posicionamiento absolutos basados en tecnologías como WLAN-RSSI-FP [SVM<sup>+</sup>10], AGNSS [RYT07] o *ZigBee* -FP [SVG<sup>+</sup>10]. En caso contrario el crecimiento del error acumulado por el IMU en el tiempo, se asemeja al crecimiento de una función cuadrática [Jek01].

En el caso en el que el usuario se desplace a pie, la técnica de estimación de la posición del peatón se conoce como *Pedestrian Dead Reckoning* (PDR) y se fundamenta en el conocimiento de la longitud del paso y el ángulo de orientación. Esta información es obtenida a través del IMU, donde por un lado el acelerómetro se utiliza para la detección de los pasos, el conteo y la determinación de la longitud de los mismos, por otro lado el giróscopo da información del rumbo, y por último el barómetro ofrece información sobre la altitud.

Las diferentes dinámicas en el movimiento del peatón pueden ser reconocidas a través de los acelerómetros, dependiendo del lugar del cuerpo en el que se encuentren ubicados. Dónde y cómo el IMU sea portado por el peatón será determinante para el procesamiento de los datos y puede influir en el rendimiento del sistema. Así por ejemplo para el caso de incorporar el IMU en el pie, se pueden incluir restricciones como la de velocidad cero mientras el pie se encuentra apoyado. En ese momento (difícil de determinar), podemos recalibrar el valor de la velocidad obtenido desde la integración de la aceleración y utilizarlo como valor de entrada a un filtro de Kalman que reduzca el valor de la deriva acumulada por el IMU.

Al igual que ocurría con los sistemas DR, los sistemas PDR suelen utilizarse como sistemas de apoyo a otros sistemas de posicionamiento absolutos. Este es el caso del sistema llevado a cabo por [RGHR10] en el que se combina la navegación inercial con un IMU en el pie, con las lecturas del RSSI de un conjunto de 71 etiquetas RFID desplegadas por el entorno de localización, tal como se ilustra en la Figura 2.8. En otros trabajos como el desarrollado por [FKCR09] se basan en la fusión de la información proporcionada por el IMU en el pie, con la suministrada por una red WLAN-RSSI-FP, reduciendo con ello la desviación media de la posición desde los 3.2 a los 1.6 metros. Por último también podemos encontrar trabajos en los que los autores ha optado por incorporar IMUs en ambos pies. Así ocurre en el sistema desarrollado por [BLCP08] en el que utilizando HSGNSS y dos IMUs se obtienen mejoras en la determinación de la posición del usuario en torno al 60 % respecto a sistemas similares en los que tan sólo utilizan uno solo de estos dispositivos.

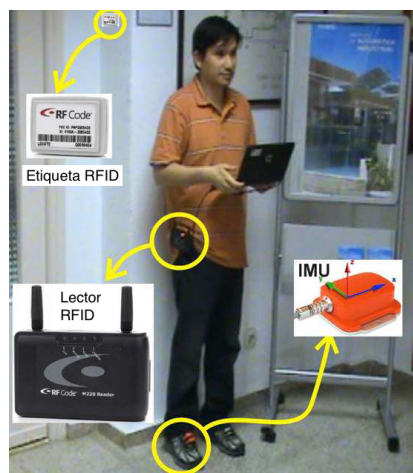


FIGURA 2.8: Sistema de posicionamiento desarrollado por [RGHR10].

### 2.2.8. Campos Electromagnéticos

Estos sistemas utilizan la generación de campos eléctricos y magnéticos artificiales, para determinar la posición del usuario. Los sistemas de posicionamiento basados en campos electromagnéticos, se podrían clasificar en base a cuatro principios:

- Utilización de la Radiación del Campo Electromagnético Cercano.** Estos sistemas (*Near-Field Electromagnetic Ranging*, NFER), utilizan la diferencia de fase que se produce entre la onda eléctrica y la magnética dentro del campo cercano de una antena emisora. Por lo tanto el dispositivo receptor debe ser capaz de recibir ambas ondas por separados y estimar la diferencia de fase que se ha producido, desde el desfase inicial máximo de  $90^\circ$  que existe en la antena emisora. La diferencia de fase entre ambas ondas decrece con la distancia, por lo tanto en función de este valor en el receptor, se puede estimar (dentro de una cierta proximidad) la distancia a la antena emisora. Entre las ventajas que ofrece este sistema destacan la ausencia de sincronización entre emisor y receptor, así como la capacidad de penetración de paredes siempre y cuando la frecuencia de las emisiones sea lo suficientemente baja (en torno a 1 MHz). Por contra, la utilización de estas bajas frecuencias obliga a la utilización de antenas receptoras cuyos tamaños sean del orden de un cuarto de la longitud de onda de la emisión. Este hecho hace por tanto inviable la utilización de esta técnica en *smartphones* o *tablets*.

El sistema *Q-Track* descrito en [SWU11] está basado en el principio NFER. Este sistema fue diseñado para trabajar en un rango de  $\lambda/2\pi$ , utilizando longitudes de onda de 300 metros ( $\nu=1$  MHz), siendo implementado en un entorno de oficinas sin condiciones de visión directa entre la antena emisora y los 5 receptores fijos. Se obtuvo una precisión media de 55 centímetros sobre mediciones entre 1.4 y 23 metros. En el 83 % de las mediciones se obtuvieron precisiones por debajo de 1 metro.

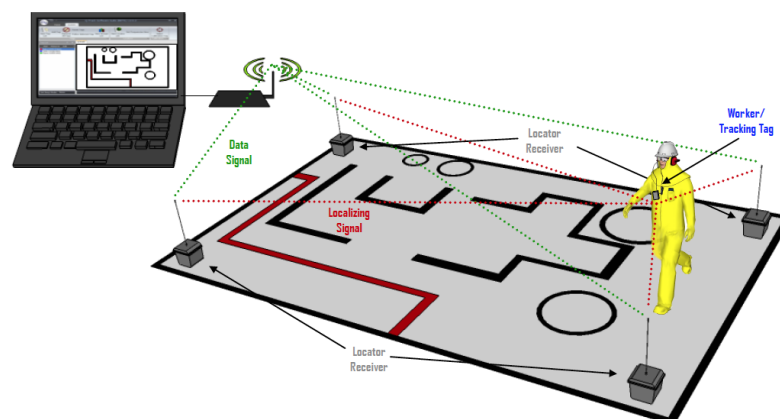


FIGURA 2.9: Sistema de posicionamiento *Q-Track*.

- **Utilización de Bobinas.** El hecho de poder modelar el comportamiento del campo magnético creado por una bobina, permite determinar con bastante precisión la posición de esta respecto a un detector en base a la siguiente expresión:

$$B(\phi, r) = \frac{\mu_0 u I F}{4\pi r^4} \sqrt{1 + 3 \sin^2 \phi} \quad (2.4)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética en el vacío,  $u$  es el número de espiras,  $I$  la corriente eléctrica,  $F$  el área de la bobina,  $\phi$  el ángulo sobre el eje de la bobina en el punto  $P$  y  $r$  la distancia a la bobina. Debido a la simetría rotacional del campo magnético creado por la bobina, la densidad de flujo magnético  $B$ , puede ser medida en cualquier punto  $P$  dentro del campo magnético y la distancia a la bobina  $r$  y el ángulo  $\phi$  pueden ser determinados a través de la ecuación 2.4, suponiendo conocidas el resto de variables. Mediante la utilización de diversas bobinas ubicadas en diferentes posiciones, será posible determinar la posición del receptor. Los sistemas de posicionamiento basados en campos magnéticos generados por bobinas presentan varias ventajas, como que: pueden ser utilizados en condiciones sin visión directa, no están afectados por el multicamino y además pueden seguir objetos en movimiento dado su alta tasa adquisición de mediciones, y el ilimitado número de bobinas que pueden ser utilizadas.

En el trabajo desarrollado por [BN10] se ha construido un modelo experimental que utiliza una bobina de medio metro de diámetro y 150 espiras. La precisión obtenida es de pocos centímetros en mediciones de distancias menores a 10 metros. En mediciones de distancias superiores, el campo magnético se vuelve demasiado débil y las estimaciones son vulnerables al ruido. Otro trabajo de similares características y de más reciente implementación es el desarrollado por [SGS<sup>+</sup>13] en el que se utilizan un conjunto de tres bobinas para posicionar un dispositivo receptor. Mediante este sistema se consiguen errores medios menores de 0.25 metros y un error máximo de 0.77 metros sobre un área de posicionamiento total de  $10 \times 11$  m<sup>2</sup>.

Por otro lado en el trabajo llevado a cabo por [Asc11] se utiliza corriente continua pulsante para alimentar a las bobinas, pudiendo el sistema trabajar en rangos comprendidos entre los 0.8 y 4.2 metros. En este caso, en mediciones de distancia de 4 metros se llegaron a obtener precisiones de 3.8 milímetros. A diferencia de los sistemas que utilizan pulsos de corriente continua en las bobinas, los que utilizan corriente alterna son menos sensibles a los campos magnéticos terrestres y a los creados artificialmente por otros dispositivos eléctricos. Un sistema de este tipo es el denominado LIBERTY desarrollado por [Pol11], en el que se utilizan más de 16 bobinas alimentadas por corriente alterna y se obtienen precisiones submilimétricas en rangos de medición que oscilan entre los 1.5 y los 4.6 metros.

- **Utilización de Imanes.** Este tipo de sistemas, o bien utiliza un imán móvil en el que un conjunto de sensores en posiciones fijas y conocidas recogen lecturas del flujo magnético recibido, o bien, un conjunto de imanes en posiciones fijas generan un campo magnético y es un sensor móvil el que mide las variaciones de flujo magnético. Este método está limitado a mediciones de rango extremadamente cortas (del orden de 1 metro), dada la extraordinaria complejidad del modelado del campo magnético generado dando lugar a ecuaciones no lineales de alto orden para resolver la posición. Un trabajo basado en esta estrategia es el desarrollado por [SHL<sup>+</sup>09] en el que se utiliza un imán cilíndrico y el despliegue de 64 sensores magnéticos en un área de 0.5 m<sup>2</sup>, en el que se alcanzaron precisiones de 1.8 milímetros y desviaciones angulares de 1.5° en la orientación del imán. El prototipo de este sistema para la detección de una cápsula endoscópica en el interior cuerpo humano se muestra en la Figura 2.9.



FIGURA 2.10: Sistema de posicionamiento desarrollado por [SHL<sup>+</sup>09].

- **Fingerprinting.** Esta técnica está inspirada en aquellos animales que utilizan las anomalías en el campo magnético terrestre para determinar su posición, como las tortugas marinas [Ken12]. El flujo magnético en el interior de un edificio tiene un valor diferente en cada uno de los puntos en su interior, de ahí que sea factible hacer mediciones de este parámetro previamente en una red de puntos y almacenarlos en una base de datos para posteriormente poder ser correlados con las mediciones que se tomen durante la fase de posicionamiento al igual que ocurría en el caso de WiFi-FP. Un sistema basado en esta filosofía es el desarrollado por [HK09] en el que se utilizó un magnetómetro unido a un robot móvil para determinar su posición. Para ello se utilizó una barra de 40 centímetros para evitar la influencia de las perturbaciones magnéticas generadas por el motor del robot. Después de la fase de calibración, era posible la localización del robot sobre una trayectoria recta de 278 metros de longitud, con precisiones en la posición de 0.2 metros.

### 2.2.9. Basados en Infraestructuras.

Este tipo de tecnologías hacen uso de las infraestructuras ya existentes en los edificios, o bien acoplan cierta infraestructura a las estructuras del edificio de tal forma que pase desapercibida para el usuario. En este ámbito podríamos hablar de las siguientes técnicas:

- **Línea Eléctrica.** El posicionamiento mediante la utilización de la línea eléctrica (*Power Line Positioning*, PLP), es un método basado en FP que proporciona precisiones suficientes para discriminar entre habitaciones, aprovechando la propia infraestructura de la línea eléctrica del edificio. El sistema está compuesto por un módulo emisor que se conecta al tendido eléctrico y genera un conjunto de señales portadoras no moduladas con frecuencias comprendidas entre los pocos kHz y los 20 MHz. Estas señales generarán una serie transitorias en la energía de la señal eléctrica, que serán emitidos inalámbricamente por todo el edificio a través del tendido eléctrico. En el sistema se despliegan un conjunto de *tags* pasivos, que por inducción replican la señal cuya frecuencia les hace entrar en resonancia. En esas circunstancias, se produce el acoplamiento entre la señal generada por el módulo emisor y la generada por el *tag*, produciéndose un decaimiento en la señal de esa frecuencia en las inmediaciones del *tag*. Por lo tanto en función de la distribución de *tags* por el edificio habrá mayores o menores intensidades de unas señales u otras. Estas variaciones se pueden utilizar para realizar un mapa FP de las intensidades de estas señales y asociarlas con posiciones que puede ser usadas posteriormente durante la fase de posicionamiento.

En [SPR<sup>+</sup>08] se desarrolla un prototipo basado en PLP-FP en el que se emplean señales con frecuencias comprendidas entre los 447 kHz y los 20 MHz, tomándose registros de intensidades en 66 puntos de una cuadrícula de 0.9 metros de lado. Los resultados muestran que es posible alcanzar una precisión del orden del lado de la cuadrícula, es decir de 0.9 metros. Por contra el sistema muestra una baja estabilidad en el tiempo y sufre degradación de la señal, en presencia de otro tipo de perturbaciones electromagnéticas.

- **Sensorización del Baldosas.** La utilización de sensores embebidos en las baldosas del suelo, resulta un método no intrusivo, que pasa desapercibido para el usuario, y evita a éste llevar cualquier tipo de dispositivo o *tag*. Para este propósito, se han utilizado diversas técnicas de sensorización de las baldosas. Uno de estos sistemas, es el desarrollado por [VMV09] en el que se detecta a la persona que se encuentra encima de la baldosa mediante la variación de capacidad de un condensador de placas embebido en la mismas. Este sistema puede detectar a una o varias personas y reporta una precisión de 15 centímetros con la persona en reposo y de 41 centímetros cuando está en movimiento.

Otro sistema de baldosas sensorizadas con una filosofía ligeramente diferente, es el llevado a cabo por [RLFP04]. En este sistema, se utiliza un *array* de resistores sensibles a la presión distribuidos bajo el piso formando una red, mediante la cual, se consigue una resolución de 4 centímetros en la determinación de la posición.

- **Lámparas Fluorescentes.** La utilización de este tipo de lámparas, ampliamente utilizadas en entornos de interior como las oficinas, es otra interesante posibilidad a la hora de poder realizar posicionamiento. La posibilidad reside en el hecho de que es posible utilizar la luz emitida por estos dispositivos para transmitir información luminosa codificada en el rango del visible o el infrarrojo. Esto es factible gracias a la modulación (en fase o en frecuencia) de la corriente que alimenta dicha lámpara. Por lo tanto si se crean diferentes códigos de emisión luminosa para cada lámpara será posible detectar e identificar la emisión de una determinada baliza y asociar la posición del usuario con la posición de la lámpara en cuestión. Basados en esta estrategia [LMKM06] han demostrado la posibilidad de implementar un sistema de navegación en interiores para personas ciegas basado en la identificación de los códigos emitidos por estas lámparas. También [NMNK11] ha utilizado este sistema para calibrar la deriva producida en el IMU de un sistema PDR.
- **Cable Radiante.** Este dispositivo (*Leaky Feeder Cable*), consiste en un largo cable coaxial, generalmente desplegado a lo largo de pasillos, que permite “la fuga” de señales de radio a lo largo de toda su longitud. Esta pérdida de señal hace que se detecten diferentes intensidades de señal a lo largo de las zonas próximas del cable, pudiendo ser utilizada esta información para crear mapas RSSI-FP, y a través de ellos conseguir el posicionamiento. Las tecnologías que se suelen utilizar para este tipo de cables son GSM y WLAN. En [WBCE11] se diseña un sistema de este tipo, utilizando un cable de 40 metros desplegado en el techo del vestíbulo de un edificio de oficinas, tomando 41 huellas de intensidad con una separación de 1 metro en línea recta, consiguiendo determinar la posición en 1D con una precisión de 4 metros.



### 2.3. Sistemas de Posicionamiento Local Ultrasónicos de Interior

Una de las tecnologías más ampliamente utilizada en el desarrollo de sistemas de posicionamiento local en interiores, es sin duda la tecnología ultrasónica. Esta tecnología está basada en la emisión de ondas mecánicas a través de un medio material, como puede ser el agua, o bien, el aire en el caso que nos ocupa. El desarrollo de estos sistemas de posicionamiento local se lleva a cabo desplegando un conjunto de balizas ultrasónicas emisoras y receptoras en el entorno de localización y midiendo la distancia entre ellas, para después mediante algoritmos de posicionamiento determinar la posición de la persona u objeto a localizar asociada a su vez con alguna de las balizas.

Respecto a la distribución de estas balizas, existen dos arquitecturas de trabajo que se diferencian en la ubicación de los receptores y los emisores ultrasónicos. En un primer enfoque, el usuario a localizar posee un emisor ultrasónico de señales que son detectadas por las balizas receptoras en el entorno. La localización del usuario tiene lugar mediante la medición y el procesamiento de los ToAs de estas señales a través de una unidad de control centralizada.

Existe una segunda opción (la elegida para esta tesis) en la que cada baliza fija se configura como emisor, mientras que el receptor es instalado en el móvil a localizar. En esta ocasión el procesamiento de los ToAs es realizado en el propio receptor y por tanto, la infraestructura de balizas emisoras puede ser utilizada para un número indefinido de usuarios y preservar además la privacidad de los mismos.

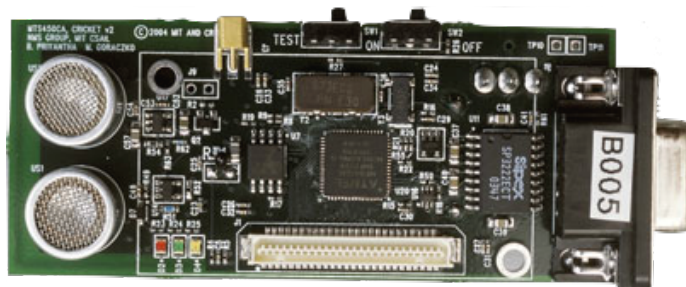
Desde el punto de vista de las emisiones utilizadas, los sistemas de posicionamiento ultrasónicos pueden ser clasificados en dos grupos:

- **Sistemas con emisiones no codificadas.** Estos sistemas basan la estimación de la distancia entre emisor y receptor, en la medición del ToA de un pulso ultrasónico que abarca un rango de frecuencias determinado.
- **Sistemas con emisiones codificadas.** En estos sistemas, los receptores identifican mediante correlación una secuencia de código conocido que modula la señal ultrasónica emitida por los transmisores. Estos sistemas se caracterizan por tener un elevado SNR y ser muy precisos.

### 2.3.1. Sistemas con Emisiones No Codificadas

Uno de los primeros ILPS ultrasónicos surge como mejora del sistema infrarrojo *The Active Badge System* [WHFG92], mencionado en la sección anterior, que tan sólo ofrecía localización a nivel de estancia. En este sistema, denominado *The Active Bat System* [WJH97], cada persona u objeto móvil a localizar lleva consigo un pequeño dispositivo constituido por un transceptor de RF, un emisor ultrasónico y una FPGA. Cada dispositivo tiene un código específico de 48 bits que permite su identificación. Además un conjunto de receptores ultrasónicos se ubican en el techo formando una rejilla, interconectados entre sí a través de una red local de alta velocidad con una unidad central de proceso que coordina los objetos a posicionar y la red de receptores. Cuando se desea localizar un dispositivo, la unidad central accede a él emitiendo su código RF, que una vez es recibido y decodificado por el móvil, éste responde transmitiendo un pulso ultrasónico que recogen el conjunto de receptores localizados en el techo. Una vez adquiridos los pulsos ultrasónicos, los resultados de los ToAs son procesados por la unidad central, que mediante trilateración calcula la posición del emisor ultrasónico, determinando la posición de éste con un error mínimo de 3 cm. Este sistema, pese a sus buenos resultados en cuanto a precisión, resulta bastante complejo de implementar, debido a su carácter centralizado, y a la gran cantidad de hardware asociado al sistema de balizamiento.

Un sistema complementario al *The Active Bat System* es el sistema *Cricket* [PCB00]. El sistema *Cricket* es un sistema de localización descentralizado, privado, con granularidad a nivel de estancia y de bajo coste. Su sistema de balizamiento está constituido por un conjunto de balizas como la que se ilustra en la Figura 2.11. Cada una de estas balizas emite simultáneamente una señal RF y un pulso ultrasónico, sin existir interconexión alguna entre ella y el resto de balizas. La idea que subyace en este sistema para la medición de la distancias es la diferencia en la velocidad de propagación existente entre la emisión RF y la ultrasónica, dado que una vez que se realiza la emisión simultánea, la señal RF alcanzará antes al receptor, utilizándose sus primeros bits recibidos para habilitar la escucha del pulso ultrasónico que llegará poco después. Así, se podrá calcular la diferencia de tiempo transcurrido entre la llegada del primer bit de la señal RF y la llegada del pulso ultrasónico, y de ahí inferir la distancia a la baliza emisora, consiguiéndose precisiones en torno a los 6 cm. Debido a la coexistencia de varias balizas emisoras en el mismo entorno, su emisión se lleva a cabo de manera aleatoria, con el fin de disminuir las posibles colisiones entre ellas. Esta circunstancia, genera un problema respecto a la velocidad de adquisición del sistema, y para resolverlo, se estableció que cada baliza emitiese cuatro veces por segundo. Si se tiene en cuenta además que para garantizar el posicionamiento con un error aceptable el sistema requiere del orden de 20 mediciones de la distancia a cada baliza, esto da lugar a una velocidad de refresco en la determinación de la posición de aproximadamente 5 segundos.

FIGURA 2.11: Baliza receptora en *The Cricket System*.

Posteriormente, se desarrolla el sistema *Cricket Compass* [PMBT01] como una extensión del sistema *Cricket* que permitía obtener las coordenadas de localización y hacer una estimación de la orientación del receptor. Este sistema continua usando la diferencia de tiempo de llegada entre las señales sincronizadas de RF y ultrasonidos pero requiere además que las balizas estén asociadas con coordenadas precisas en lugar de solamente identificadores de estancia como ocurría en *Cricket*. En la validación de este sistema se llevaron a cabo experimentos en los que se obtuvieron errores menores a  $3^\circ$  y  $15^\circ$  para mediciones de ángulos de hasta  $10^\circ$  y  $40^\circ$  respectivamente. El sistema resultó ser sensible al multicamino, produciéndose errores de localización en el centro de la estancia de 6 cm, que se acrecientan a medida que el receptor se acerca a alguna de las paredes, donde el error se incrementa hasta los 25 cm.

Además del sistema *Cricket* ya citado, en la literatura podemos encontrar otros trabajos alternativos como [NSPK<sup>+</sup>99, RM01, BLW<sup>+</sup>07, SdCE<sup>+</sup>12], también basados en la emisión conjunta de ultrasonidos y radiofrecuencia. En estos sistemas se utilizan señales RF como sincronismo en la emisión de señales ultrasónicas no codificadas (pulsos o *chirps*), para posteriormente a través de sus ToA, mediante trilateración determinar la posición del usuario.

Otros sistemas como el desarrollado por [GTTH99] utiliza ultrasonidos e infrarrojos simultáneamente. Partiendo de la misma filosofía que los anteriores, un transmisor acoplado al robot móvil transmite simultáneamente una señal ultrasónica e infrarroja. Por su parte, los receptores ubicados en posiciones conocidas, reciben la señal infrarroja que sincroniza el arranque de un temporizador que toma el ToA de las señales ultrasónicas. Este sistema presenta una estructura centralizada, donde un ordenador recibe las medidas de distancia a cada baliza y realiza los cálculos pertinentes para la determinación de la posición. Una vez obtenida, esta información es enviada al robot mediante una conexión inalámbrica. Este sistema presenta el inconveniente de ralentizar la velocidad de adquisición de los datos de posicionamiento cuando varios robots coexisten en el mismo entorno de localización. Esto viene motivado por el hecho de que es el ordenador central el responsable de solicitar la adquisición de una nueva medida.

A diferencia de los sistemas citados hasta ahora, existen otro tipo de sistemas que prescindan de la necesidad de utilizar un sincronismo externo para el comienzo de la emisión ultrasónica. Un sistema de estas características es el desarrollado por [MM03], en el que las balizas emiten un *chirp* de 1 ms de duración de acuerdo a una secuenciación previamente establecida, y con intervalos regulares de emisión de 50 ms. La distribución y la secuencia de emisión del patrón pueden verse descritos en la figura 2.12.

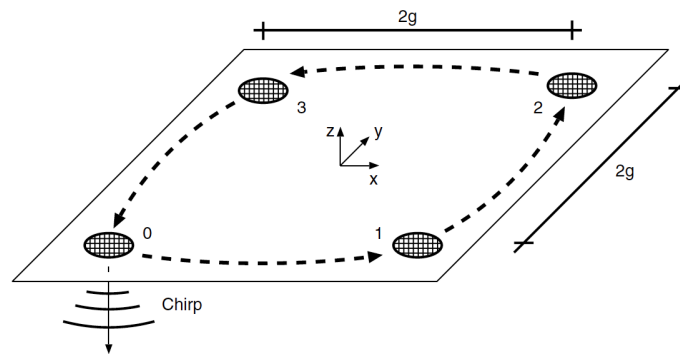


FIGURA 2.12: Distribución y secuencia de emisión de las balizas en [MM03].

Como ejemplo de sistema comercial basado en ultrasonido y con ausencia de sincronismo, se podría hacer referencia al desarrollado por la empresa *Hexamite*. El sistema está constituido por un conjunto de transmisores ubicados en los objetos a localizar, balizas receptoras situadas en puntos fijos conocidos, y unidades controladoras. Al carecer la señal ultrasónica de codificación alguna, en caso de necesitar posicionar más de un objeto, se hace necesaria la utilización de un generador aleatorio de los *chirps* emitidos por cada transmisor, evitándose con ello las colisiones entre emisiones simultáneas.

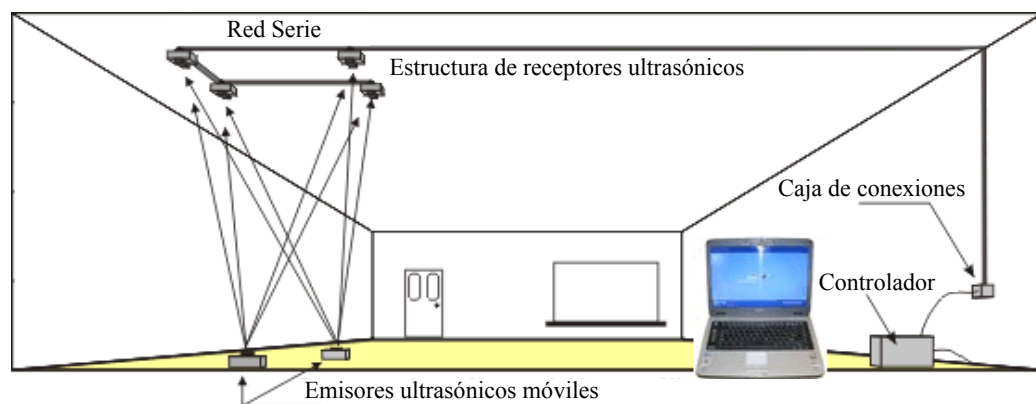
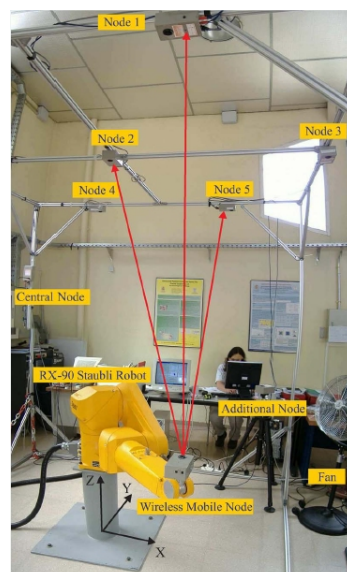


FIGURA 2.13: Diagrama de montaje del sistema comercial Hexamite.

### 2.3.2. Sistemas con Emisiones Codificadas

La utilización de secuencias codificadas en los sistemas de posicionamiento, permite la identificación de varios emisores simultáneamente. Un trabajo de especial relevancia que utiliza señales codificadas con emisión simultánea, es el desarrollado por [HW02]. Este trabajo aprovecha la técnica ampliamente utilizada en telecomunicaciones de expansión del espectro mediante secuencia directa (DSSS, del inglés *Direct Sequence Spread Spectrum*), para dotar al sistema de mayor inmunidad al ruido. Los sensores piezoeléctricos empleados en este trabajos están fabricados con fluoruro de polivinilideno (PVDF), circunstancia que les permite trabajar con el gran ancho de banda necesario para llevar a cabo este tipo de modulación. La señales son emitidas con una frecuencia de 20 kHz y están generadas a partir de secuencias *Gold* de 511 *bits* moduladas en BPSK en base a una portadora de 50 kHz, resultando finalmente una señal emitida de 25 *ms* de duración. El algoritmo de posicionamiento de este sistema centralizado se apoya en la determinación de las distancias a cada una de las balizas a partir de los tiempos de vuelo extraídos mediante la posición del pico de la función de correlación entre la señal capturada y cada uno de los códigos *Gold* asignados a cada emisor. Un año después, también Hazas y Ward [HW03] implementan un sistema que utiliza los mismos sensores y señales emitidas que el anterior, pero en esta ocasión utilizando una arquitectura privada. Más tarde, Hazas y Hopper [HH06], desarrollan un sistema que puede funcionar tanto en modo privado, como centralizado. En el modo centralizado una red de nodos situados en posiciones fijas y los nodos que el sistema quiere localizar, transmiten simultáneamente secuencias Golay de 511 *bits* a una frecuencia de 20 kHz, que han sido moduladas en BPSK mediante una portadora de 50 kHz. Los resultados ofrecidos por el sistema en este modo tienen una precisión de 2.1 cm en el 95 % de los casos. En modo privado, el sistema puede adoptar dos estrategias diferentes, síncrona y asíncrona. En la estrategia síncrona el sistema debe ser sincronizado mediante un canal auxiliar RF para la medición de los ToFs, sin embargo en la estrategia asíncrona, es posible obviar este paso y realizar el posicionamiento mediante multilateración a través de la estimación de pseudo distancias. Los resultados arrojados por el sistema trabajando según la estrategia síncrona dan una precisión de 5 cm en el 95 % de los casos, mientras que cuando el sistema utiliza la estrategia asíncrona la precisión se deteriora hasta los 25 cm en el 95 % de las mediciones. Este sistema puede ser utilizado en entornos reales, dado su alto grado de escalabilidad. A raíz del trabajo presentado por Hazas y Ward, han ido apareciendo diversos sistemas basados en DS-CDMA utilizando diversos esquemas de codificación cada vez más eficientes, como códigos Kasami [UHJ<sup>+</sup>07] o códigos LS (*Loosely Synchronous*) [PUH<sup>+</sup>09b]. En [GPA<sup>+</sup>15] podemos encontrar una completa revisión y clasificación de las secuencias de codificación utilizadas actualmente en aplicaciones de sensado activo.

Otro trabajo que aprovecha esta técnica es el desarrollado por [PJM07, PJM<sup>+</sup>09]. Este sistema, denominado *3D-LOCUS*, mostrado en la Figura 2.14, usa señales acústicas (5 - 25 kHz) codificadas mediante secuencias Golay moduladas en BPSK. El sistema puede ser configurado para utilizar tanto multiplexado temporal con expansión espectral mediante secuencia directa (DS-TDMA), como DS-CDMA. Este sistema centralizado, posee una estación central que 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 mediante trilateración esférica. *3D-LOCUS* puede trabajar en tres diferentes configuraciones: (1) Modo Centralizado, donde los nodos móviles envían pulsos ultrasónicos que son recogidos por los nodos fijos y computados por la unidad central. (2) Modo Privado, en el que los nodos fijos emiten pulsos ultrasónicos que son recogidos por los nodos móviles y son ellos mismos los que computan su posición. (3) Modo Bidireccional, en el cual se ejecutan simultáneamente los dos modos anteriores. El sistema puede alcanzar precisiones subcentimétricas (mediante calibración previa) comprendidas entre los 4.1 y los 4.2 mm en el 90 % de los casos en modo DS-TDMA y entre 8.6 y 11 mm en modo DS-CDMA. Este sistema introduce además mejoras que permiten configurar determinados parámetros de las balizas de manera remota, e incluso el posicionamiento en exteriores frente a fenómenos como corrientes de aire. En pruebas experimentales donde se generaron corrientes de aire con velocidades de 2 m/s la precisión en modo DS-TDMA oscilaba entre los 4.9 y los 11.5 mm en el 90 % de los casos, mientras que para DS-CDMA esta horquilla oscilaba entre los 7.5 y los 13.7 mm. Por otro lado, el sistema puede operar en un rango comprendido entre los 1.02 a los 4.94 m, circunstancia que limita su aplicabilidad en entornos extensos.

FIGURA 2.14: Sistema de posicionamiento *3D-LOCUS*.

Tanto la emisión simultánea de un número cada vez mayor de secuencias, como el aumento de la longitud de las mismas, traen asociado la aparición de nuevos problemas como son las interferencias entre usuarios (MAI, del inglés *Multiple Access Interference*), el efecto cerca-lejos (NF, del inglés *Near-Far*) y el efecto multicamino.

El diseño de un sistema de adquisición resistente al efecto cerca-lejos se presenta como una tarea ardua en la que las condiciones cambiantes del medio de transmisión y las características físicas de los emisores y receptores deben ser tenidas en cuenta. El problema NF, es una situación muy común en sistemas inalámbricos de comunicación basados en CDMA como la telefonía móvil, dónde este fenómeno ha sido ampliamente estudiado, pudiéndose encontrar un amplio abanico de trabajos en los que se abordan diversas soluciones al problema. Entre las soluciones propuestas, podemos encontrar trabajos basados en el control dinámico de la potencia emitida por las balizas [SKH95], la utilización de TDMA [MSDIT13], el procesamiento de la señal recibida [MH99, AAS<sup>+</sup>14] y la utilización de algoritmos de cancelación de interferencias multiusuario, como son el *Parallel Interference Cancellation*, (PIC) [MdSC00] y el *Successive Interference Cancellation*, (SIC) [PH94].

En [PUH<sup>+</sup>09a] se realiza un estudio del comportamiento de un sistema DS-CDMA ante diferentes tipos de secuencias de codificación: Kasami, Golay y LS. De sus resultados se deduce que los códigos LS son los que poseen mejor comportamiento ante el efecto NF, MAI y el efecto multicamino debido a la zona libre de interferencias o de correlación nula que presentan. En el trabajo desarrollado por [SPRG14] se propone un nuevo algoritmo de cancelación de interferencias en paralelo basado en la estructura de los receptores RAKE, que alcanza grandes porcentajes de eficiencia frente a la compensación del efecto MAI. Este algoritmo también permite compensar el efecto causado por la limitación en el rango de frecuencias que pueden desarrollar los transductores, denominado Interferencia Inter Símbolo, (ISI, del inglés *Inter Symbol Interference*). Cuando se evalúan los datos procedentes del posicionamiento con este nuevo algoritmo se obtiene prácticamente una cancelación total de los posicionamientos erróneos (*outliers*) para sistemas que operan con 4 balizas y una reducción de los mismos en torno a los 2/3 en sistemas de 7 balizas emitiendo códigos de 32 bits de longitud. Estos *outliers* son posteriormente reducidos a porcentajes inferiores al 2% cuando se combina el algoritmo con la compensación del efecto ISI.

Además de los problemas ya comentados producidos en los sistemas DS-CDMA por efectos como NF, MAI y multicamino, diversos autores [HHRH05, AH10] han puesto de relieve las dificultades generadas en el reconocimiento de las señales recibidas, debido a el efecto Doppler producido por el movimiento relativo entre emisor y receptor.

En [JTJ<sup>+</sup>10] se realiza el estudio del rendimiento de un LPS ultrasónico basado en códigos Kasami, dependiendo de diversos factores como el multicamino, las características del transductor ultrasónico, y el efecto Doppler anteriormente mencionado. Posteriormente en el trabajo llevado a cabo por [PAA<sup>+</sup>11], se realiza un estudio teórico y experimental sobre la robustez frente al efecto Doppler de diferentes esquemas de codificación: Kasami, *Complementary Sets of Sequences* (CSS) y LS, con longitudes de 63, 256 y 1024 *bits*. En este trabajo se somete a cada una de las familias de códigos a velocidades relativas entre emisor y receptor de hasta 2 m/s. En el estudio se llega a la conclusión de que son los códigos Kasami los que mayor robustez presentan bajo estas circunstancias de desplazamiento en frecuencia de la señal.

Estos resultados fueron posteriormente utilizados en [AHM<sup>+</sup>13], donde se desarrolla un receptor para sistemas de posicionamiento local ultrasónico de espectro ensanchado basado en la utilización de bancos de filtros acoplados y códigos Kasami. En el trabajo propuesto se divide el rango de velocidades radiales que puede alcanzar el móvil respecto a las balizas emisoras en un rango comprendido entre los 0 y 2 m/s. Este rango de velocidades se divide en 7 tramos en incrementos de 0.67 m/s cada uno. En el sistema se utilizan 5 balizas emisoras, donde para cada uno de los códigos emitidos se disponen en el receptor 7 filtros (uno por cada tramo de velocidad), haciendo por tanto un total de 35 filtros acoplados. En cada uno de los 7 filtros asociados a un determinado código, se usará como patrón de correlación la señal desplazada en frecuencia que se alcanzaría en el receptor si el emisor se estuviese moviendo a cada una de las velocidades expresadas en cada uno de los 7 tramos de velocidades especificados.

En el trabajo se realizan una serie de simulaciones, donde se llega a la conclusión que en condiciones ideales con los códigos Kasami propuestos sería imposible llevar a cabo la localización del móvil para velocidades radiales superiores a los 3 m/s. Por otro lado también se realizan otra serie de pruebas experimentales en un entorno real donde se pone de manifiesto la relevancia del efecto Doppler en la capacidad de realizar con éxito el posicionamiento en un LPS ultrasónico, aún a velocidades relativamente bajas. Además en estas pruebas también se demuestra cómo la eficacia del sistema mejora mediante la utilización del procesamiento propuesto.



Por otro lado, recientemente algunos autores están utilizando la técnica de *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS), también utilizada en comunicación, para conseguir mayores precisiones en entornos ruidosos y con reverberación. En el trabajo de [GHB09] se presenta un sistema de localización y orientación en 3D basado en señales ultrasónicas sincronizadas mediante RF. El sistema utiliza un conjunto de nodos emisores en posiciones conocidas utilizando FHSS en la modulación de las señales. Estos nodos emisores estaban constituidos por un transductor piezoeléctrico que opera a 41 kHz con un ancho de banda de 2 kHz. Estos transductores han de ser eléctricamente modificados para incrementar su ancho de banda hasta los 15 kHz. Los nodos a posicionar calculan su posición y orientación mediante el conocimiento de los ToAs y los AoAs que son procesados utilizando una extensión del algoritmo *MUltiple SIgnal Classification* (MUSIC) [Sch86]. Para calcular el AoA se dispone un *array* circular de 8 sensores ultrasónicos distribuidos angularmente de manera uniforme. Estos sensores basados en Sistemas Micro Electro-Mecánicos (MEMS), pueden operar en rangos de frecuencias comprendidas entre los 10 y los 65 kHz. El sistema presenta una precisión de 1 cm en el 95 % de los casos y un error medio de  $4.5^\circ$  en la orientación.

En [SBBD12], se propone también la técnica de modulación FHSS sobre un LPS ultrasónico. Se trata de un sistema privado con ausencia de sincronismo en el que el dispositivo móvil utiliza como método para estimar la posición un algoritmo híbrido basado en el ToA y el AoA de la señal procedente de cada baliza para conseguir una estimación precisa del tiempo de vuelo (ToF, del inglés *Time of Flight*). Una vez conseguida esta estimación de los ToF, se consigue el posicionamiento del móvil mediante trilateración. Este sistema, tal como se muestra en la Figura 2.15, fue evaluado en un entorno de oficinas, sobre un área de  $1.5 \times 2$  m<sup>2</sup>, presentando una precisión que oscila entre los 6.5 y los de 9.5 cm en el 95 % de las mediciones.

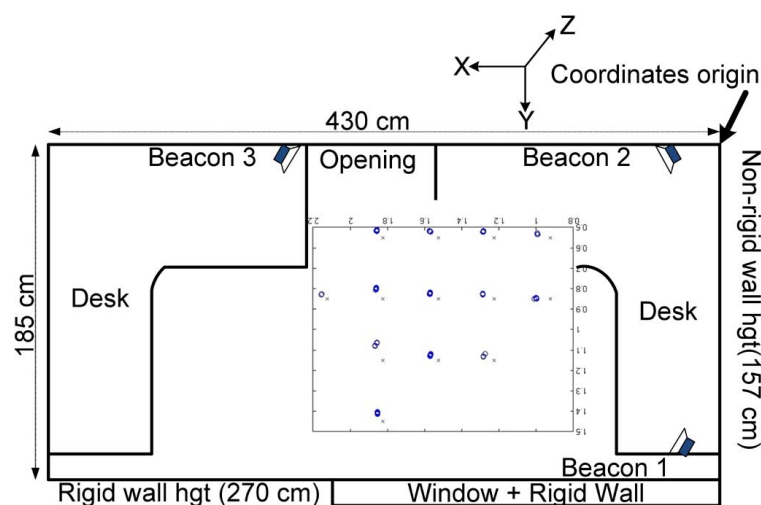


FIGURA 2.15: Entorno experimental del LPS propuesto por [SBBD12].

## 2.4. Sistemas de Posicionamiento Local con Dispositivos Móviles

El posicionamiento local en entornos cerrados tiene cada vez una mayor relevancia en aplicaciones y servicios basados en dispositivos móviles tipo *smartphones* o *tablets*. Los servicios basados en localización (LBS), proporcionan información relevante al usuario a través del dispositivo móvil, en virtud de su posición. Estos dispositivos comerciales (COTS, del inglés *Commercial Off-The-Shelf*), ofrecen gran variedad de sensores y una solvente capacidad de procesamiento, que justifican el hecho de la aparición de gran variedad de trabajos donde se proponen sistemas de posicionamiento local aprovechando estas características. Entre las tecnologías utilizadas para localización en dispositivos COTS, predominan aquellas que involucran RF, debido fundamentalmente a que en cualquier dispositivo moderno podemos encontrar cuatro sensores basados en esta tecnología: GPS, GSM, WiFi y *Bluetooth*.

Obviamente GPS es el único sensor incluido en un dispositivo móvil específicamente diseñado para medir ToA de una señal RF. Desgraciadamente, las señales emitidas por los satélites GPS llegan muy atenuadas al interior de los edificios y para poder ser utilizada en el interior de los mismos, se hace necesaria la utilización de pseudolitos, que presentan como principales inconvenientes un alto coste, difícil adquisición e interferencia con las señales GPS de los satélites. Por otro lado, la utilización de la tecnología GSM en interiores presenta también una serie de limitaciones. La lejanía existente entre las estaciones base (antenas emisoras) y las restricciones de los sistemas operativos para acceder al RSSI de este parámetro, hacen que se obtenga una muy baja precisión en el posicionamiento (superior a 5 m), haciendo inviable la utilización de esta tecnología en entornos de interior. Es por ello, que tanto GPS como GSM, no serán consideradas en esta sección dada su poca viabilidad y baja precisión. Sin embargo, las restantes tecnologías RF, tanto WiFi como *Bluetooth*, son ampliamente utilizadas. El posicionamiento WiFi- *Fingerprinting* es al menos el doble de preciso que el GSM y ha sido incluso implementado por algunas compañías comerciales como *Google*, que a través de la expansión de su aplicación *Google Maps* preinstalada por defecto en todos los dispositivos *Android* se está convirtiendo en el referente en cuanto a posicionamiento con dispositivos móviles en interior se refiere. Por otro lado, aunque la tecnología *Bluetooth* posee un menor alcance de cobertura que la WiFi, su *hardware* es significativamente más barato, permitiendo desplegar una red de nodos más densa, siendo otra alternativa interesante.

A continuación se hace una revisión de tecnologías para ILPS sobre dispositivos móviles, donde se describen sistemas basados en señales acústicas como el propuesto en esta tesis, sistemas inerciales que utilizan acelerómetros, giróscopos y barómetros, sistemas basados en visión artificial a través de las cámaras integradas, sistemas WiFi o incluso sistemas que fusionan varias de estas tecnologías de manera complementaria.

### 2.4.1. Cámara

Hoy en día todos los *smartphones* y *tablets* vienen dotados con una cámara trasera, e incluso con una segunda cámara frontal en la mayoría de los casos. La visión por computador, aunque potencialmente se postula como un método muy preciso de posicionamiento, está caracterizada por un alto coste computacional, circunstancia que justifica la escasez de trabajos que utilizan esta tecnología en dispositivos COTS. Además de esto, otros problemas asociados son su bajo rendimiento en circunstancias de poca luminosidad, vibraciones y desenfoco por movimiento puestos de manifiesto en [WS03, WKR07]. Estos inconvenientes hacen que la visión por computador en dispositivos móviles no sea una tecnología fiable, al menos por el momento [AS11]. Actualmente la técnica de visión por computador denominada *Simultaneous Localization and Mapping* (SLAM), aún estando en sus comienzos, se postula como la única solución factible en localización en el ámbito de los dispositivos móviles mediante cámara. Muestra de ello es el trabajo realizado por [WKM11] en el que se propone un económico y simple sistema de posicionamiento para interiores sin necesidad de infraestructura alguna, dado que el posicionamiento es llevado a cabo únicamente con la ayuda de la cámara del teléfono. El funcionamiento de este sistema denominado *Mobile Visual Indoor Positioning System* (MoVIPS), es parecido al utilizado en los sistemas *WLAN-Fingerprinting*, donde en este caso una base de datos con imágenes previamente recogidas de las que se han extraído sus características mediante un algoritmo denominado *Speeded Up Robust Features* (SURF) [BTVG06], se les añade información de posicionamiento, para posteriormente ser comparadas con las adquiridas por el usuario durante la fase de localización. El sistema puede trabajar en tres modos de estimación de la posición: (1) Modo Foto, en el que el sistema toma una única instantánea, que es comparada con las existentes en la base de datos para determinar la más semejante, y asociar así la posición registrada en ella a la posición en la que se encuentra el usuario en ese momento, (2) Modo Vídeo Promediado, en este modo el móvil toma imágenes de vídeo a baja resolución que son procesadas, estimando la posición del usuario como el promedio de las posiciones de una ventana deslizante de imágenes de la base de datos, que son las que mejor se ajustan a la secuencia de fotogramas de la secuencia de vídeo adquirida en cada momento y (3) Modo Vídeo Mayoritario, en el que se vuelve a adquirir una secuencia de vídeo, al igual que en el caso anterior, pero en esta ocasión se asigna la imagen correspondiente a la posición del usuario mediante un *voting algorithm*, es decir, se utilizará aquella imagen de la base de datos, que más veces se repite dentro del conjunto de fotogramas de la secuencia de vídeo adquirida. El sistema puede llegar a alcanzar errores máximos de hasta 10 metros, cuando se asigna una imagen correspondiente a una estancia errónea a la posición del usuario, ocurriendo esto, tan solo en el 3% de los casos. En los casos en los que la imagen fue reconocida correctamente, el sistema tuvo errores máximos de 2.85 metros en el tercer modo de funcionamiento y un error medio de 0.65 metros en el primer modo.

Los autores proponen la utilización conjunta de un sistema WLAN que permita un primer posicionamiento poco preciso que acote el error en el caso de que la asignación de la imagen de la base de datos fuese incorrecta. En la Figura 2.16, se muestran dos capturas de pantalla de la interfaz de la aplicación utilizada para este sistema.



FIGURA 2.16: Capturas de pantalla del sistema MoVIPS propuesto por [WKM11].

### 2.4.2. WiFi

Entre las distintas tecnologías de localización existentes en interiores, la basada en RSSI-FP es considerada como la más práctica y fácil de ejecutar, debido a la existencia previa de una infraestructura de red WLAN en aquellos entornos como edificios de oficinas, aeropuertos, museos...etc, donde se pretenda implementar. Además de esto, el hecho de que en la actualidad todos los *smartphones* estén dotados de receptores WiFi y puedan medir la potencia de la señal recibida, hacen que esta técnica sea la más ampliamente utilizada en el desarrollo de sistemas de posicionamiento local en interiores.

Lamentablemente la medición del RSSI de las señales WiFi, está sujeto a fluctuaciones debido a campos electromagnéticos que degradan la precisión de sistema, y obligan a la realización de continuos y costosos procesos de recalibración para poder mantenerla. Debido a estas fluctuaciones en la fiabilidad del sistema, en la inmensa mayoría de los trabajos basados en RSSI-FP sobre dispositivos móviles, se aprovecha además la información suministrada por otros sensores como giróscopos, acelerómetros y magnetómetros, que se encuentran hoy día en la inmensa mayoría de estos dispositivos. Algunos de estos sistemas basados en la fusión de diversas tecnologías serán descritos más adelante en la última sección del capítulo.

Uno de los primeros trabajos que implementa la técnica RSSI-FP sobre un dispositivo móvil, es el llevado a cabo por [MTS07]. Se trata de un sistema privado donde se desplegaron 3 puntos de acceso WiFi en el interior de un centro de conferencias de dimensiones  $20 \times 32$  m<sup>2</sup>. Como dispositivo móvil se utilizó una PDA del fabricante *BenQ*, corriendo bajo *Windows CE*. Para llevar a cabo las tareas de captura y procesamiento de la información, así como para mostrar los resultados al usuario, se diseña una aplicación en *Visual Basic* para la PDA, denominada *OpenNav*. En este sistema se propone un método estadístico para la realización del *radiomap* que ellos denominan *Grid Model*. Mediante este método se genera un mallado de la superficie cubierta, para cada uno de los puntos de acceso WiFi, donde cada una de las celdas que componen estas mallas contienen el valor medio de la potencia suministrada por el punto de acceso (AP, del inglés *Access Point*) en cuestión a lo largo de un conjunto de medidas. Debido a que el ancho de la celda es de tan sólo 5 cm se hace necesario llevar a cabo interpolaciones respecto de las medidas experimentales adquiridas, para poder cubrir así la alta resolución de la malla. En el trabajo se estudian tres diferentes métodos de interpolación: *Kriging*, *Spline* e *Inverse Distance Weighting Error* (IDWE), llegando a la conclusión que éste último es el que mejor resultados ofrecía, obteniéndose un error promedio de 0.5 m sobre las medidas realizadas.

En el trabajo llevado a cabo por [Bol08] se desarrolla una aplicación denominada *RedPin* cuya principal característica como se muestra en las capturas de pantalla de la Figura 2.17 es su carácter colaborativo que le permite ser reconfigurada por el usuario en caso de que la información suministrada no sea la correcta, o bien que el usuario se encuentre en una localización no registrada en la base de datos *fingerprinting*. En este último caso el sistema empezará a adquirir datos sobre la nueva localización, serán enviados al servidor central y podrán ser utilizados posteriormente por los demás usuarios. Este sistema centralizado posee granularidad a nivel de estancia, y utiliza para crear la base de datos, además de la potencia de la señal WiFi, la información suministrada tanto por la red GSM como por los dispositivos *Bluetooth* fijos que se encuentren en los alrededores. La aplicación *RedPin* fue implementada sobre varios teléfonos *Nokia N95* y se tomaron aleatoriamente lecturas de niveles de potencia en 26 habitaciones de un edificio de oficinas, consiguiéndose una identificación correcta de la estancia en el 90 % de los casos.

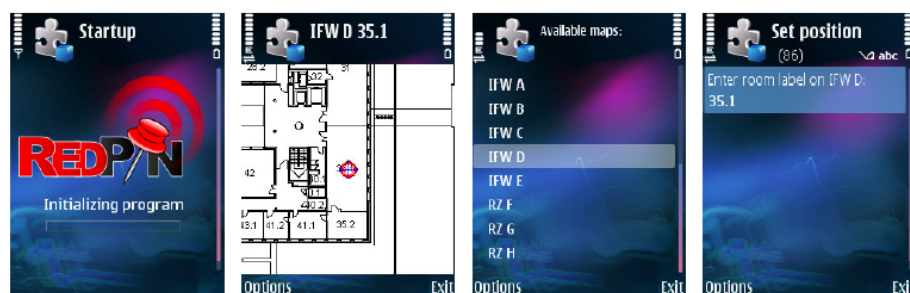


FIGURA 2.17: Capturas de pantalla de la aplicación *RedPin* propuesta por [Bol08].

La baja granularidad del posicionamiento RSSI-FP en dispositivos móviles sin el apoyo de otros sensores, y el alto coste computacional exigido para la calibración y posteriores recalibraciones del sistema, han motivado la aparición de diversos trabajos que se centran tanto en la optimización de la eficiencia en el proceso de creación del *radiomap*, como en su posterior utilización a través de los algoritmos estadísticos de acceso a dichos datos durante la fase de posicionamiento. En este sentido podemos encontrar trabajos como el realizado por [GLDR10], donde se implementa un sistema centralizado utilizando como dispositivo móvil un dispositivo *Android*, el *smartphone HTC Dream*. En este trabajo se lleva a cabo un estudio para la generación y utilización eficiente de la base de datos FP, con el objetivo de ofrecer un mayor rendimiento a la hora de ser utilizada en dispositivos móviles. Finalmente se consigue una mejora en el posicionamiento del 15% y se llega a la conclusión que reduciendo a la mitad el tiempo de adquisición durante la fase de creación de la base de datos, este hecho no tiene un impacto significativo en la precisión final del sistema. En este trabajo también se analiza el posicionamiento WiFi mediante RSSI-FP en exteriores, ofreciendo unos resultados comparables, e incluso mejores que con GPS en determinadas situaciones.

Otro trabajo de similares características, es el llevado a cabo por [LJC<sup>+</sup>11]. En esta ocasión el sistema denominado *Molé* integra un algoritmo estadístico denominado *Maximum Overlap* (MAO), capaz de distinguir entre lugares vecinos, de evitar los retardos de actualización de la posición utilizando un detector de movimientos y de permitir a los usuarios agregar nuevos datos FP de una forma compacta en los dispositivos móviles. Este algoritmo presenta unas mejoras en la estimación del posicionamiento en torno al 10% respecto a los resultados obtenidos con anterioridad mediante métodos Bayesianos [MEM<sup>+</sup>05].

Por último, en el trabajo desarrollado por [LCC<sup>+</sup>12a], se desarrolla el sistema centralizado *Airplace*, en el que se crea una aplicación que corre bajo *Android* denominada *Find me*, donde el usuario puede configurar una serie de preferencias, entre las que destaca la elección del algoritmo de posicionamiento, tanto determinista como el *K-Nearest Neighbor* (KNN) [BP00] y el *Weighted K-Nearest Neighbor* (WKNN) [LSDR], como probabilístico como el *Maximum A Posteriori* (MAP) [YA05] y el *Minimum Mean Square Error* (MMSE) [RMT<sup>+</sup>02], así como de otros dos más aportados por el propio autor en trabajos anteriores, el *Radial Basis Function* (RBF) [LKP09] y el *Subtract on Negative Add on Positive* (SNAP) [LMP11]. El sistema fue evaluado utilizando una *tablet Motorola Xoom* sobre un superficie total de 560 m<sup>2</sup> pertenecientes al centro de investigación KIOS, alcanzándose precisiones máximas en el posicionamiento de 5.85 m.

### 2.4.3. Bluetooth

La tecnología *Bluetooth* es, por un lado, la de menor alcance de todas las tecnologías inalámbricas, pero por otro su *hardware* es significativamente más barato que el WiFi, circunstancia que permite poder desplegar un mayor número de nodos a un precio asequible. Los trabajos que podemos encontrar basados exclusivamente en esta tecnología sobre dispositivos móviles no son muy numerosos, y los existentes, están primordialmente basados en la técnica RSSI-FP, ofreciendo por tanto una baja precisión en el posicionamiento.

Uno de los primeros trabajos de este tipo es el desarrollado por [WBR05] en el que a través de FP, utilizando la medición de los parámetros RSSI y Potencia Transmitida (PT) de un emisor *Bluetooth Tecom BT3030* en un laboratorio de  $12 \times 7 \text{ m}^2$ , se consigue una estimación de la posición en forma de función densidad de probabilidad de un teléfono móvil *Sony Ericsson P800* con una precisión de hasta 3 m.

En el trabajo desarrollado por [RPE05] se propone un sistema centralizado basado en RSSI-FP *Bluetooth* en el que se realiza un estudio de la precisión del posicionamiento en función del número de AP *Bluetooth* utilizados. El estudio se realiza en un laboratorio de  $10 \times 5 \text{ m}^2$ , obteniéndose precisiones mayores de 1.2 m en el 30 % de los casos cuando se utilizan tan sólo dos AP en el posicionamiento de un dispositivo móvil tipo PDA. Sin embargo esta precisión de 1.2 m se incrementó hasta el 79 % de los casos cuando se utilizaban tres AP.

Por último, en [SSSR07] también se propone otro sistema centralizado basado en RSSI-FP *Bluetooth*, en el que se utilizan 13 AP para posicionar un *Nokia N70*, consiguiéndose precisiones superiores a 1 m cuando el dispositivo móvil se encuentra en zonas de óptima cobertura. En la Figura 2.18 se observa una representación de la arquitectura del sistema, compuesto por un servidor central de procesamiento, un conjunto de balizas *Bluetooth* y un terminal receptor móvil.

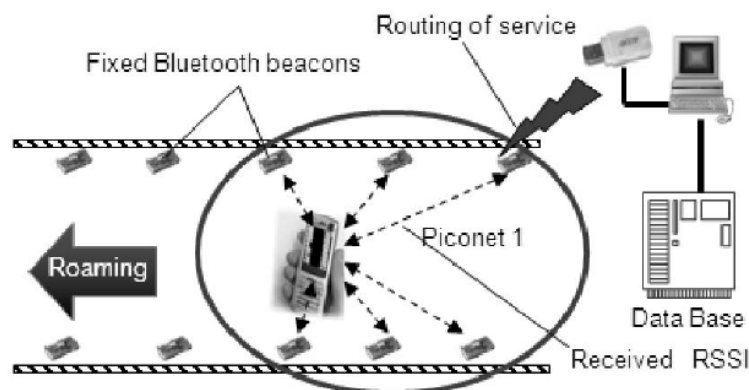


FIGURA 2.18: Esquema del sistema de localización propuesto por [SSSR07].

#### 2.4.4. Magnéticos

Con la incorporación de los magnetómetros a los dispositivos móviles, algunos autores, aunque son una minoría, han implementado LPS basados exclusivamente en la utilización de estos sensores. Por regla general, los magnetómetros suelen ser utilizados, bien en sistemas inerciales conjuntamente con giróscopos y acelerómetros, o bien en sistemas multisensoriales basados en la fusión de diferentes tecnologías.

Uno de los trabajos en los que se utiliza únicamente el magnetómetro para el desarrollo del LPS, es el llevado a cabo por [BNHG11], donde se propone un *Magnetic Indoor Local Positioning System* (MILPS), mediante la generación de campos magnéticos artificiales generados por bobinas diseñadas por el mismo autor en [BN10]. Las distancias a cada una de las bobinas son determinadas como se mencionó en la sección anterior a través de la expresión 2.4, para una vez conocida determinar la distancia al dispositivo móvil mediante trilateración. Para la medición del campo magnético y la estimación de la posición se utilizaron un *iPhone 3GS* y un *iPhone 4* ejecutando ambos una versión modificada de la aplicación *TeslaMeter* disponible en la *Apple Store*. El análisis de los datos mostró que era posible detectar los campos magnéticos producidos por las bobinas a distancias de hasta 5 m mediante ambos teléfonos. También se observó que la precisión de la estimación de la distancia dependía fuertemente de la distancia entre la bobina y el sensor. Las desviaciones de estas distancias pueden variar desde 1 a 2 cm para distancias cortas entre bobina y sensor de 1 a 2 m, hasta desviaciones comprendidas entre 10 y 15 cm para distancias comprendidas entre los 2 y 5 m. En la Figura 2.19 se ilustra una captura de pantalla de la aplicación *TeslaMeter*, donde se puede observar la intensidad del campo magnético ( $\mu\text{T}$ ) medido por el móvil.

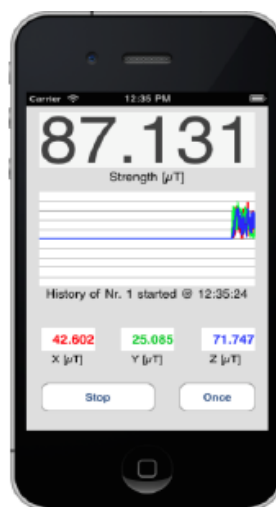


FIGURA 2.19: Aplicación *TeslaMeter* utilizada en [BNHG11].



### 2.4.5. Navegación Inercial

La utilización tanto de los magnetómetros, como de los giróscopos, acelerómetros y barómetros presentes en los dispositivos móviles actuales permiten que puedan ser utilizados en LPS basados en métodos de navegación a estima o DR. El funcionamiento de estos sistemas se basa en el conocimiento de la posición inicial del usuario para estimar las posiciones sucesivas en función de las variaciones de dirección y velocidad de sus movimientos. Existen diversas vías para estimar la velocidad del móvil mediante la utilización de los acelerómetros, pero la más directa es la obtención de la aceleración y deceleración del dispositivo, para después mediante integración poder obtener su velocidad. Desafortunadamente, tanto los acelerómetros como los giróscopos son muy sensibles a las vibraciones y balanceos a los que están sometidos los dispositivos móviles en su uso diario. Por otro lado, los magnetómetros también pueden ofrecer lecturas poco fiables en interiores, donde las estructuras metálicas y los campos electromagnéticos pueden producir fuertes perturbaciones en el campo magnético medido. Esto hace que generalmente la mayor fuente de error en este tipo de sistemas DR provenga de la errónea estimación de la dirección dada por el magnetómetro cuando es utilizado como brújula [RDM03].

Un método de navegación a estima bastante más fiable es el PDR, ya que está basado en la utilización de los acelerómetros como dispositivos para la detección de los pasos del usuario a través de los picos de aceleración medidos en cada uno de ellos [HWK09]. Este hecho hace que la mayoría de los autores que han implementado sistemas de navegación inercial sobre dispositivos móviles, se decanten por este método y utilicen los acelerómetros para la detección de pasos del usuario. En la literatura, podemos encontrar diversos trabajos que utilizan la técnica PDR apoyada por otros sensores como los magnetómetros para estimar la posición, o incluso barómetros para estimar la altura. En esta línea podemos encontrar trabajos como el realizado por [DS10], en el que se utiliza un *iPhone 3GS*, consiguiéndose un éxito del 97% en la detección de pasos y una precisión del 90% en el posicionamiento sobre un recorrido de 200 m.

En el sistema desarrollado por [SCM10], se implementa un sistema de similares características al anterior, con la salvedad de que se utiliza la cámara integrada en el dispositivo móvil para determinar la posición y la orientación inicial del usuario a través de la lectura de un código QR (*Quick Response*), tal como se ilustra en la Figura 2.20. Con este sistema se obtuvo una precisión del 98% sobre un total de 20 desplazamientos de 40 pasos cada uno.

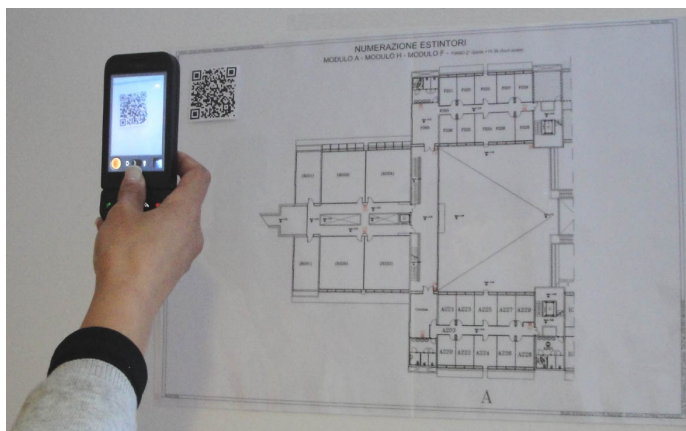


FIGURA 2.20: Calibración inicial mediante código QR en [SCM10].

Otro trabajo también interesante es el sistema *FootPath* desarrollado por [LSVW11], donde se propone un sistema PDR utilizando el acelerómetro y la brújula de un dispositivo *Android*, en el que se corrigen las imprecisiones en la detección del paso y en la estimación del punto de partida, comparando las medidas adquiridas con la ruta esperada mediante algoritmos de alineación utilizados en el campo de la bioinformática [WF74]. Mediante esta técnica se consigue una precisión promedio de 1.6 m. En esta misma línea también podemos encontrar el trabajo realizado por [SLM11], donde en esta ocasión el sistema PDR es implementado sobre un *iPhone 3GS*. Este sistema aún en sus primeras fases de desarrollo presenta algoritmos simples de corrección y envía los datos vía WiFi desde el teléfono a un PC donde son procesados con *LabView*. El autor realiza una demostración del funcionamiento del sistema sobre un recorrido, pero no suministra datos de la precisiones alcanzadas.

Posteriormente en el trabajo llevado a cabo por [KNHL12] sobre un *iPhone 4* se implementa otro sistema PDR basado en la utilización del acelerómetro, giróscopo y magnetómetro de este dispositivo. En este trabajo se centran en corregir el error producido en la estimación de la orientación del usuario, dado que ésta es la principal fuente de error en este tipo de sistemas. Para resolverlo, se propone un algoritmo en el que además de utilizar las lecturas del magnetómetro, se tienen también en cuenta la correlación entre el magnetómetro y el giróscopo, consiguiendo con ello una estimación más fiable de la orientación. En este trabajo se llevaron a cabo dos experimentos: en el primero de ellos se realizó una trayectoria rectangular de 75 m de longitud que duró 50 s caminando a una velocidad normal. Durante este primer ensayo se consiguió un 26.04 % de probabilidad de error en el posicionamiento utilizando solamente el magnetómetro, y un 3.18 % si se utiliza exclusivamente el giróscopo, mientras que si se utilizaba el algoritmo propuesto teniendo en cuenta la correlación entre ambos sensores se conseguía bajar la probabilidad de error hasta el 1.35 %.

En el segundo experimento se optó por un recorrido más revirado de 85 m de longitud que duró un minuto. En este recorrido se obtuvieron unas probabilidades de error en el posicionamiento mediante la utilización del magnetómetro y del giróscopo por separado del 18.84% y 3.87% respectivamente, mientras que con la utilización del procesamiento propuesto se consiguió reducir esta probabilidad hasta el 1.46%.

En la Figura 2.21 se muestra las trayectorias seguidas por el dispositivo en cada uno de los casos para el segundo experimento.

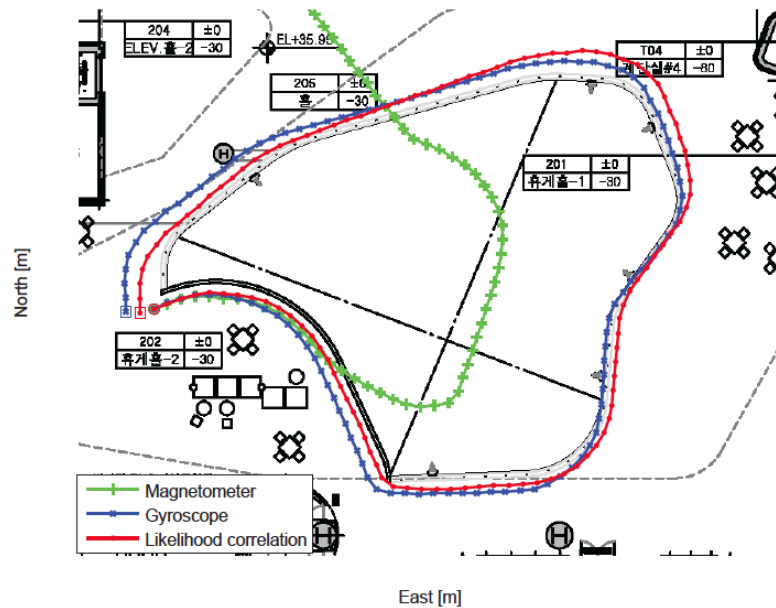


FIGURA 2.21: Trayectorias seguidas por el dispositivo en [SCM10].

Por último en el sistema desarrollado por [LZD<sup>+</sup>12] se propone otro sistema que al igual que el resto utiliza solamente los sensores propios del *smartphone*. En este trabajo los autores han desarrollado un algoritmo fiable para la detección de pasos que puede ser personalizado con la longitud de zancada de cada usuario, y otro para la estimación de la orientación del mismo. De esta forma la información suministrada por ambos algoritmos es fusionada conjuntamente con las restricciones impuestas mediante el mapa del entorno de localización mediante un algoritmo tipo filtro de partículas. Las pruebas experimentales fueron realizadas en un edificio de oficinas de 31×15 m<sup>2</sup> por 13 individuos distintos, con diferentes patrones de movimiento al caminar, portando cada uno de ellos dos teléfonos móviles, uno en la mano y otro en el bolsillo del pantalón. Los resultados muestran que se obtuvieron precisiones de hasta 1.5 m en el posicionamiento llevando el dispositivo en la mano, mientras que el error cuando el dispositivo era transportado en el bolsillo aumentaba ligeramente hasta los 2 m.

### 2.4.6. Señales Acústicas

En esta subsección se abordará en profundidad la utilización de la tecnología acústica en el desarrollo de sistemas de posicionamiento local sobre dispositivos móviles, debido a que es éste el contexto en el que fundamenta la presente tesis.

El primer trabajo en el que se utilizan señales acústicas para el desarrollo de un LPS utilizando dispositivos móviles, parece ser el desarrollado por [MLG<sup>+</sup>05]. Este sistema privado denominado *Beep* está compuesto por un conjunto de sensores acústicos que están conectados con un servidor central a través de una red inalámbrica. Cada uno de esos sensores posee una unidad de proceso, una tarjeta de red inalámbrica y un micrófono para detectar señales acústicas. Cuando un usuario requiere ser posicionado, su dispositivo móvil se identifica mediante su IP y se sincroniza con la red de sensores a través de la conexión inalámbrica. Una vez hecho esto, transmite una señal acústica predefinida, consistente en un tono de 4.01 kHz y 100 ms de duración, que será detectada y procesada por los sensores para estimar los ToAs. Estos ToAs serán posteriormente enviados al servidor central donde se calculará la posición del usuario mediante trilateración. Una vez calculada la posición, esta información se envía al usuario a través de la red inalámbrica. El dispositivo móvil utilizado fue una PDA *HP iPAQ 5550* y fue probado en un recinto de  $32 \times 18 \times 8$  ft<sup>3</sup>, evaluándose la posición en 132 puntos distintos, donde en ningún caso se superaron los 3 ft de error en el posicionamiento.

En la Figura 2.22 podemos ver un diagrama del montaje del sistema.

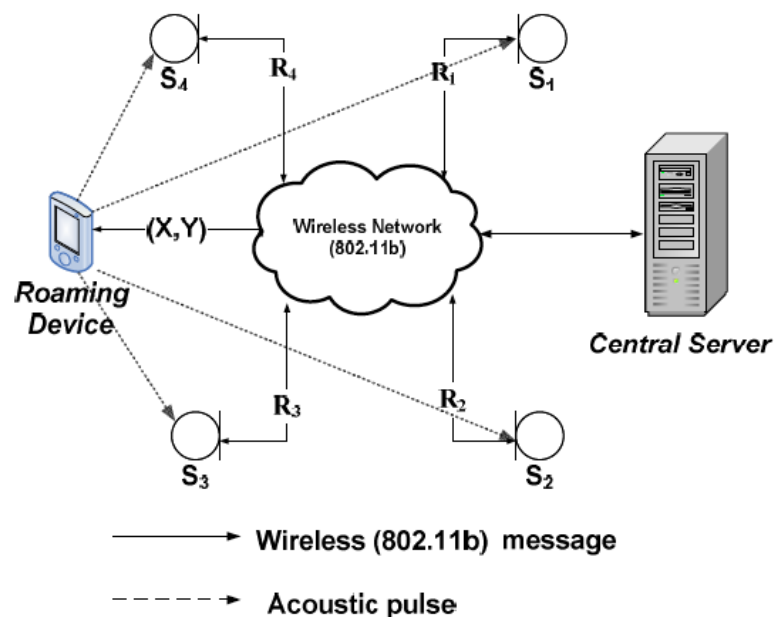


FIGURA 2.22: Esquema de funcionamiento del sistema *Beep*.

El sistema *Beep* fue posteriormente evolucionado en el trabajo desarrollado por [LHM<sup>+</sup>06], donde se proponen tres variantes de la arquitectura propuesta en este sistema, que los autores denominan *WLANBeep*, *3GBeep* y *PureBeep*. El funcionamiento de las tres arquitecturas siguen básicamente la pauta marcada por el sistema *Beep*. La primera de ellas *WLANBeep* se diferencia de su predecesora básicamente en la utilización de un segundo servidor *web* que proveerá de la información sobre la localización del usuario a través de una página, a la que podrá acceder mediante su PDA vía WiFi. La segunda arquitectura propuesta *3GBeep* se diferencia de la anterior esencialmente en la forma en la que se envían los datos de posicionamiento al dispositivo móvil, en esta ocasión en vez de un servidor *web* se utiliza la red 3G para enviar la información a la PDA en forma de página *web* a través de internet. Por último, en la tercera arquitectura *PureBeep* se asume que el dispositivo no posee ningún tipo de red inalámbrica, por tanto, no se remitirá información del posicionamiento al usuario a través de la PDA, siendo esta recogida en un servidor central. En esta ocasión el sistema se convierte en un sistema centralizado puro, donde cada dispositivo móvil es identificado a través del código acústico emitido. Esta señal emitida por la PDA consta de dos segmentos: un primer segmento de sincronización, que una vez emitido es escuchado por un subconjunto de sensores denominados activos, que son los que una vez recibida la señal activan al resto de sensores, para que pasado un periodo definido de tiempo suficiente, reciban todos el segundo segmento con la información de la PDA emisora. En este trabajo se realizaron pruebas experimentales sobre una superficie de  $23 \times 9$  m<sup>2</sup> con el mismo dispositivo móvil utilizado en el sistema *Beep*. Para cada una de las tres arquitecturas se obtuvieron precisiones en el posicionamiento similares, estando los errores por debajo de los 70 cm en el 90 % de los casos, bajando este hasta los 40 cm en posiciones alejadas de paredes y esquinas.

La emisión de señales ultrasónicas en dispositivos móviles se lleva a cabo por primera vez en el trabajo realizado por [BLO<sup>+</sup>05] en el que se demuestra que es posible emitir y recibir señales de 21 kHz con el altavoz y micrófono de una PDA *Hp iPAQ 3870* con un 100 % de éxito en un rango de 10 m. En este trabajo además el autor propone un sistema de posicionamiento privado con granularidad a nivel de estancia denominado WALRUS. El sistema esta compuesto por un dispositivo móvil tipo PDA y una red de 25 AP WiFi desplegados por diferentes habitaciones. Cuando alguno de los AP WiFi recibe el código ultrasónico enviado por PDA, éste le remite al dispositivo móvil vía WiFi la información de la habitación donde se encuentra ubicado. Mediante este sistema, dado que la señal ultrasónica queda confinada en la habitación en cuestión se evita que otros AP de habitaciones contiguas envíen su información a la PDA, obteniéndose un 100 % de fiabilidad. Además, los autores consiguen un 66 % de éxito en la determinación del AP correcto entre menos de cinco de estos dispositivos en estancias donde se pretende un posicionamiento de mayor precisión.

En el trabajo llevado a cabo por [PSZ<sup>+</sup>07] se propone un sistema de medición de distancias entre dispositivos móviles denominado *BeepBeep*, basándose en la estimación de los ToF de señales acústicas. Como señales emisoras se utilizaron *chirps* entre 2 y 6 kHz de 50 ms de duración, precedidos por una señal cosenoidal de 5 ms para evitar la inercia de los emisores. El sistema *BeepBeep* basa en la siguiente idea: en primer lugar uno de los dispositivos emitirá un pulso que será grabado tanto por su micrófono, como por el micrófono del otro dispositivo respecto del que queremos medir la distancia. Posteriormente este segundo dispositivo emitirá otro pulso, que también será grabado tanto por su micrófono, como por el micrófono del primer dispositivo citado anteriormente. Por lo tanto, cada una de las grabaciones recogidas en sendos dispositivos deberían contener dos pulsos, el emitido por su dispositivo, y el emitido por su pareja. Evaluando la diferencia en el número de muestras entre pulsos en cada dispositivo y teniendo en cuenta la frecuencia de muestreo de los teléfonos, podremos tener una estimación precisa del tiempo transcurrido entre los dos pulsos (EToA, del inglés *Elapsed Time of Arrival*), y con ello será posible determinar la distancia entre ambos dispositivos. Para la realización de las pruebas experimentales se utilizaron una PDA *HP iPAQ rw6828* y un teléfono móvil *Dopod 838*, consiguiéndose errores menores de 5 cm en distancias menores a 4 m en interior. Recientemente este sistema ha sido optimizado en el trabajo desarrollado por [CBZ<sup>+</sup>14], llevando a cabo un ajuste por mínimos cuadrados de un conjunto de mediciones de distancias previamente adquiridas y adaptando el sistema para dispositivos *Android* actuales como el *Galaxy Tab 2* con mayor frecuencia de muestreo (48 kHz), consiguiéndose con ello alcanzar precisiones de 0.1 cm en distancias menores de 4.5 m. En la Figura 2.23 se muestra el diagrama de funcionamiento del sistema propuesto por [PSZ<sup>+</sup>07].

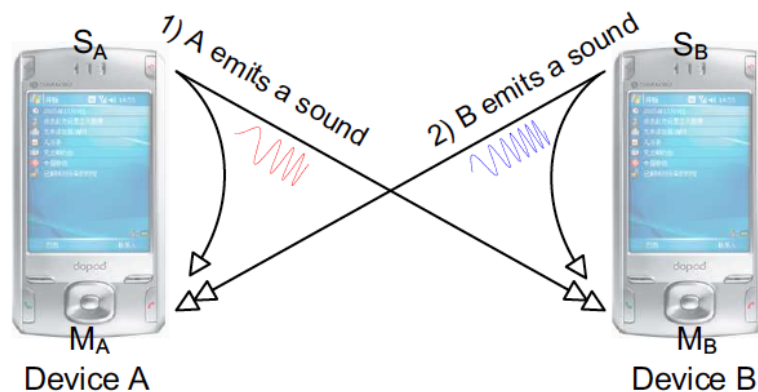


FIGURA 2.23: Diagrama de funcionamiento del sistema *BeepBeep*.

Otros autores como [XYSY11, QCMM11, QLLT14] han desarrollado posteriormente diversos LPS, basándose en la técnica de estimación de distancias entre dispositivos móviles utilizada en el sistema *BeepBeep*.

En el sistema propuesto por [XYSY11] denominado *Whistle*, se posiciona un dispositivo móvil partiendo de una red de otros dispositivos móviles en posiciones conocidas. El dispositivo móvil a posicionar emite un pulso que es recogido por el resto de dispositivos fijos. Acto seguido uno de los dispositivos fijos, denominado nodo base emite una segunda señal que será utilizada como referencia para poder calcular los tiempos de vuelos diferenciales (DToF, del inglés *Differential Time of Flight*). Posteriormente, cada uno de estos dispositivos enviará los DToF a un AP WiFi conectado a un ordenador portátil, que será el encargado de calcular la posición del nodo móvil mediante multilateración. Este sistema también permite la variante de prescindir del AP WiFi y del ordenador portátil sustituyéndolo por alguno de los nodos fijos que en el caso de ser un *smartphone* podría ser el encargado de realizar los cálculos. El sistema fue probado experimentalmente sobre un volumen de  $9 \times 9 \times 3 \text{ m}^3$ , obteniéndose unos errores que variaban entre los 10 y los 20 cm.

Al igual que en el trabajo anterior, el LPS desarrollado por [QCMM11], también se fundamenta en la técnica *Two-Signal Sensing* utilizada en el sistema *BeepBeep* para la estimación de distancias. Esta información es fusionada conjuntamente con la información que ofrecen el resto de sensores de los *smartphones* (acelerómetro, magnetómetro y giróscopo) mediante un filtro de Kalman extendido para conseguir un posicionamiento 3D de forma continua. En este trabajo se utilizaron dos *smartphones Android Nexus One* en un entorno de oficinas de  $4 \times 3 \text{ m}^2$  consiguiéndose unos errores en el posicionamiento menores de 13.9 cm en el 90% de las mediciones. Este mismo autor posteriormente en el trabajo [QLLT14], desarrolla un sistema de posicionamiento relativo entre dispositivos móviles, para una vez identificado un dispositivo móvil dada su posición relativa respecto de otro poder compartir archivos entre ambos, tal como se muestra en la Figura 2.24. En este sistema de posicionamiento basado en su trabajo anterior se utilizan hasta 9 dispositivos simultáneamente consiguiéndose en un entorno de  $10 \times 10 \text{ m}^2$  un error promedio de 0.31 m y un error máximo de 0.68 m en el posicionamiento relativo, sobre el conjunto total de mediciones realizadas.

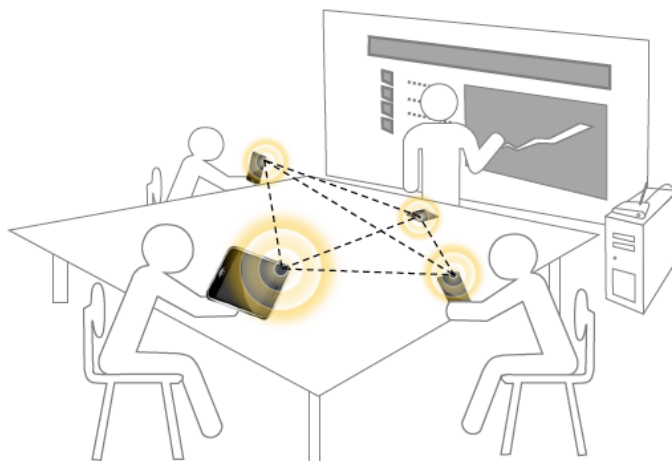


FIGURA 2.24: Representación del funcionamiento del sistema propuesto por [QLLT14].

Además de los sistemas de posicionamiento vistos anteriormente basados en la técnica *Two-Signal Sensing*, existen otros como el llevado a cabo por [FCC12, FCC13], en el que se construye un LPS centralizado basado en la medición de los ToF de señales ultrasónicas emitidas por dispositivos móviles. Este trabajo surge como consecuencia del trabajo realizado por el mismo autor en [FCC10] donde se demuestra la capacidad de gran variedad de teléfonos móviles para emitir señales ultrasónicas bajo ciertas restricciones en el nivel de volumen dependiendo del modelo de teléfono en cuestión. En el ULPS desarrollado en [FCC12, FCC13] citado anteriormente, el dispositivo móvil utilizado, un *HTC-G1*, emite un tono ultrasónico de corta duración a 21.5 kHz, que es recogido por un conjunto de 4 micrófonos ubicados en las esquinas del techo de una habitación de  $7 \times 7 \times 2.83 \text{ m}^3$ . La posición del dispositivo móvil fue calculada mediante multilateración conjuntamente con la aplicación de una función de minimización de costes (mínimos cuadrados), para conseguir obtener finalmente unos errores en el posicionamiento menores de 10 cm.

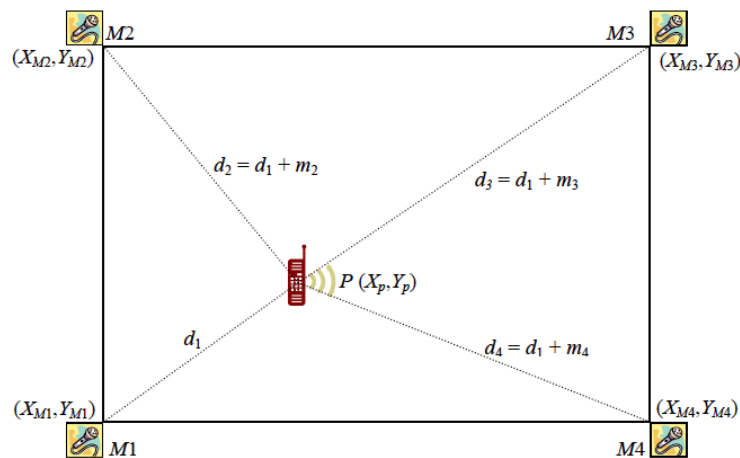


FIGURA 2.25: Diagrama del sistema propuesto por [FCC13].

Por otro lado, también podemos encontrar sistemas implementados sobre dispositivos móviles que utilizan señales ultrasónicas codificadas. En el sistema denominado *SmartGuide*, desarrollado por [BIC11] se implementa una guía para museos sobre teléfonos móviles, mediante la adquisición e identificación de señales ultrasónicas codificadas para la identificación de las diferentes obras de arte. Para la codificación de los datos transmitidos se utilizó modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK, del inglés *Frequency Shift Keying*) codificando los bits a 20 y 22 kHz. El sistema fue probado experimentalmente por 36 personas en un pequeño museo donde se desplegaron 6 emisores ultrasónicos, tres de ellos en una corta distancia menor de 4 m entre ellos y el resto en posiciones más alejadas. Se utilizaron para la identificación de los códigos emitidos varios *smartphones Android*: *HTC Desire*, *HTC Wildfire*, *HTC ADP 1*, *Sony Ericsson x10 mini pro* y *Vodafone 845*. Finalmente se obtuvo un alto grado de satisfacción en la identificación de las emisiones adquiridas por todos ellos, estando el porcentaje de aciertos por encima del 65 %.



Posteriormente en [BQ12] se lleva a cabo un estudio sobre el rendimiento de los *smartphones* en la realización de tareas propias del procesamiento digital de señales de audio en tiempo real, como el filtrado o la realización de transformadas rápida de Fourier (FFT, del inglés *Fast Fourier Transform*). El estudio se llevó a cabo mediante el diseño de una aplicación que ejecutaba diversas tareas de procesamiento, midiendo el tiempo empleado en su realización. La aplicación se probó sobre 10 *smartphones Android* de diversas marcas y modelos, arrojando por ejemplo tiempos de procesamientos máximos de 160 ms para señales de 8192 muestras sobre las que se aplica una FFT.

En el trabajo propuesto por [GPU<sup>+</sup>13] se propone la utilización de un dispositivo electrónico conectado a la entrada *jack* de los auriculares del *smartphone* que traslada la frecuencia inicial de la señal emitida por las balizas, a otra menor manejable por el *smartphone*. La idea se fundamenta en el procesamiento de la señal recibida multiplicándola analógicamente por el coseno de una frecuencia menor, para trasladar la información emitida por las balizas a alta frecuencia a otra banda de frecuencia menor entendible por el *smartphone*. Debido a la traslación de frecuencias la señal resultante presenta un espectro en el que su energía está centrada en 10 y en 70 kHz, por ello el autor aplica a la señal resultante un filtro paso-baja que permita tan sólo las componentes en frecuencia de la señal que están por debajo de los 20 kHz. El LPS privado está constituido por un conjunto de 4 balizas ultrasónicas emitiendo códigos Kasami de 1023 *bits* modulados en BPSK con 2 ciclos de portadora a 40 kHz. Las pruebas experimentales se realizaron sobre un área de  $2 \times 2.5 \text{ m}^2$  considerando una malla de 49 puntos de coordenadas previamente establecidas utilizando como dispositivo de procesamiento un *smartphone Android*. Finalmente los resultados arrojaron errores menores de 6 cm en el 80% de las mediciones. En la Figura 2.26 se puede ver un diagrama de funcionamiento del sistema propuesto por [GPU<sup>+</sup>13].

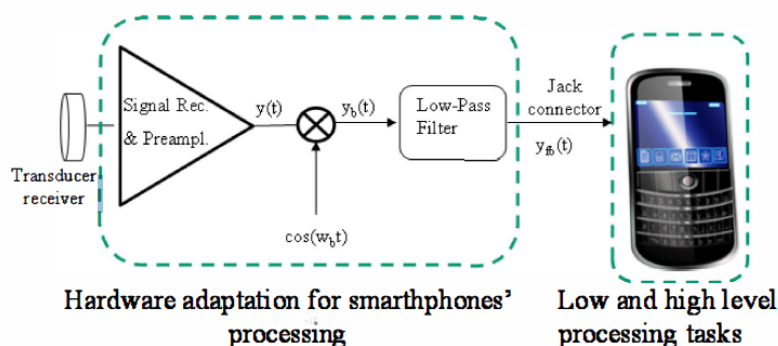


FIGURA 2.26: Esquema de funcionamiento del sistema propuesto por [GPU<sup>+</sup>13].

Otros autores sin embargo, han optado por utilizar la técnica FP aplicada a señales ultrasónicas. Así es el caso del trabajo realizado por [TDDM11], donde se desarrolla una aplicación denominada *BatPhone* para dispositivos *iOS*, en la que se implementa una técnica denominada *Acoustic Background Spectrum* (ABS). Esta técnica está basada en la determinación del espectrograma de potencia de las señales adquiridas en cada habitación, utilizándolo como huellas de la base de datos FP para ser utilizadas posteriormente durante la fase de posicionamiento. Este sistema posee granularidad a nivel de estancia, siendo probado sobre un total de 33 habitaciones distintas, donde se utiliza el sistema ABS propuesto conjuntamente con otro sistema de localización WiFi-FP, mejorando el porcentaje de aciertos de este último desde el 30 % hasta el 69 % alcanzado con la utilización de ambos sistemas conjuntamente .

Un trabajo también de este estilo, es el realizado por [RSA<sup>+</sup>13], en él se utiliza un dispositivo *Android*, un *Samsung Galaxy II* para ejecutar una aplicación denominada *RoomSense*. La aplicación utiliza la técnica FP basándose en la extracción de características de la respuesta impulsiva de las mediciones realizadas sobre un conjunto de 22 habitaciones en las que se realizan 67 mediciones sobre distintos puntos en el interior de cada una ellas. Estas medidas conformarán la base de datos FP con un total de 5360 medidas de respuestas impulsivas, que posteriormente serán cotejadas con las adquisiciones realizadas por el *smartphone* durante la fase de posicionamiento. El sistema fue probado consiguiendo la identificación de la habitación en un tiempo inferior a un segundo y alcanzando un porcentaje de éxito en la determinación correcta de la habitación superior al 98 % y de un 96 % en la determinación correcta de la posición absoluta en el interior de la habitación.

En la figura 2.27 se muestra un diagrama del funcionamiento del sistema *RoomSense*.

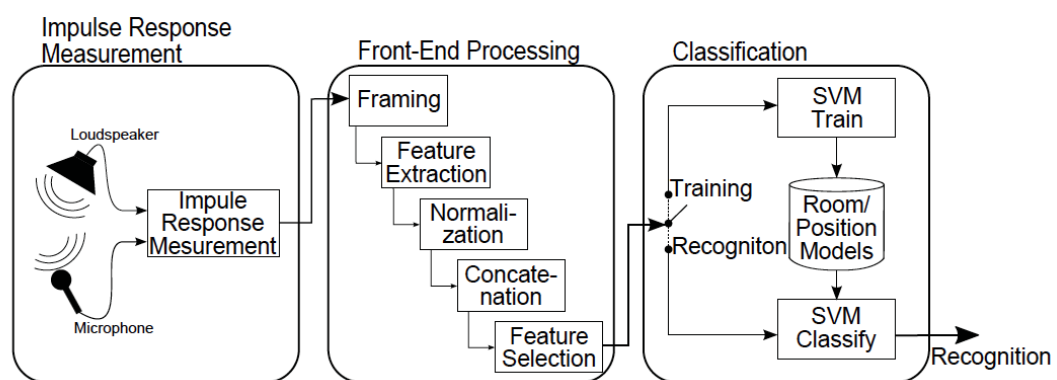


FIGURA 2.27: Esquema de funcionamiento del sistema *RoomSense*.

Para concluir esta subsección también cabe mencionar otros sistemas, que aunque dadas sus particularidades no pueden considerarse como sistemas de posicionamiento al uso, sí dan una perspectiva de la potencialidad de las aplicaciones a desarrollar tomando como base los *smartphones* y la tecnología ultrasónica. El primero de estos trabajos es el llevado a cabo por [HTK11] en el que se diseña un puntero para televisiones utilizando para ello el giróscopo de un *smartphone* y los altavoces del propio televisor. La ubicación del punto que aparecerá en el televisor vendrá determinado por la localización del *smartphone* situado frente a el, utilizando para ello los ToFs medidos respecto de los dos altavoces del televisor para determinar la posición en el plano horizontal y el giróscopo para determinar su inclinación. La información adquirida por el teléfono móvil, tanto los ToFs como la inclinación, es enviada vía WiFi a un ordenador conectado con el televisor, para que una vez realizados los cálculos de posicionamiento, represente el punto que aparecerá en la pantalla. La señales utilizadas para las emisiones, fueron secuencias  $M$  de 7 bits a 20 kHz moduladas en amplitud. El sistema consigue refrescar la posición del punto cada 0.4 s, aunque no se aportan resultados referentes a precisión.

Por último también cabe reseñar el trabajo realizado por [YSC<sup>+</sup>11] en el que se propone un sistema de posicionamiento en el interior de un vehículo, donde mediante la evaluación de los TOFs de las señales emitidas por los altavoces del propio vehículo, se llega a determinar si quién utiliza el *smartphone* se encuentra en el cuadrante donde está situado el asiento del conductor. En las pruebas experimentales se utilizaron dos coches diferentes, un *Honda Civic* y un *Acura Sedán*, utilizándose dos *smartphones* diferentes en cada uno de ellos, un *Android Developer Phone 2* y un *iPhone 3G*. La señales utilizadas fueron tonos de 10 ms con frecuencias comprendidas entre 16 y 18 kHz cuando eran adquiridas con el *Android Developer Phone 2* y de la misma duración pero con frecuencias comprendidas entre 18 y 20 kHz cuando el receptor era el *iPhone 3G*. Finalmente se obtuvo un porcentaje de acierto en la detección del cuadrante donde se ubicaba el smartphone de un 90 % de la mediciones realizadas. En la Figura 2.28 se puede ver una descripción del sistema.

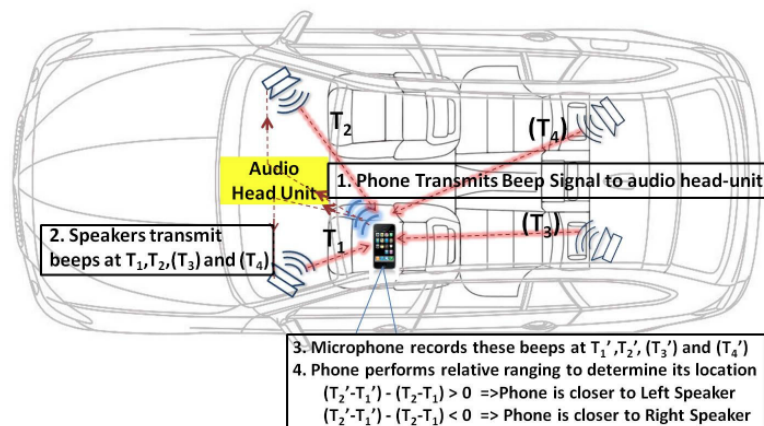


FIGURA 2.28: Descripción del sistema propuesto por [YSC<sup>+</sup>11].

### 2.4.7. Fusión de Tecnologías

La fusión de diversas tecnologías es sin duda la opción más elegidas entre los autores a la hora de desarrollar un LPS tomando como base un dispositivo móvil. Esta elección es debida a que ninguna tecnología por sí sola resulta una solución integral a la hora de obtener un posicionamiento continuo y con alto grado de precisión. Dada esta predilección se pueden encontrar un gran número de trabajos en los que se aprovechan la gran variedad de sensores presentes en los *smartphones* para proponer soluciones de localización continua tanto en entornos de interior como de exterior. Es imposible realizar un repaso pormenorizado de todos los trabajos y por tanto se abordarán tan sólo aquellos que se han considerado como los más relevantes y representativos en este campo.

Uno de los primeros trabajos en este campo es el realizado por [LCP<sup>+</sup>10], donde se propone un método para mejorar la precisión de los LPS sobre dispositivos móviles basados en WiFi-FP. En este trabajo se combina la información WiFi-FP con la suministrada por el acelerómetro, utilizando filtros de partículas basados en modelos ocultos de Markov (HMM, del inglés *Hidden Markov Models*). En los ensayos se utilizó un *Nokia N95*, obteniéndose mejoras en la precisión que doblan a las precisiones obtenidas mediante la utilización únicamente del posicionamiento WiFi-FP. Este mismo autor posteriormente en el trabajo [LCC<sup>+</sup>12b] desarrolla una aplicación denominada *iParking* que ofrece servicios basados en localización a los clientes de un aparcamiento subterráneo de un centro comercial. Este sistema también se apoya en la fusión mediante HMM de la información proveniente del posicionamiento WiFi-FP con la proveniente del acelerómetro y de la brújula del *smartphone*. En esta ocasión se utilizó para las pruebas experimentales un *Nokia N8* y se tomaron 208 valores RSSI, consiguiéndose finalmente un error medio en el posicionamiento de 1.2 m, siendo además el error menor de 6 m en el 95 % de los casos. En la Figura 2.29 se muestra un diagrama de flujo con los 3 bloques que componen el sistema: la aplicación de usuario, el bloque de procesamiento con los algoritmos HMM para fusionar la información (RSSI y PDR) y el bloque *hardware* con los sensores RSSI, acelerómetro y brújula.

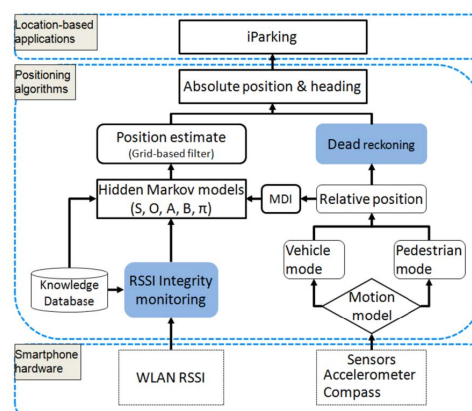


FIGURA 2.29: Diagrama de flujo del sistema propuesto por [LCC<sup>+</sup>12b].

Otro trabajo de similares características es el propuesto por [GWL<sup>+</sup>12], en el que se desarrolla un sistema también basado en la fusión mediante un filtro de Kalman de la información proveniente tanto del posicionamiento WiFi-FP, como del acelerómetro y el magnetómetro disponibles en el *smartphone*. Las pruebas experimentales fueron realizadas con un *Samsung Galaxy Nexus* sobre una superficie de 3000 m<sup>2</sup>, consiguiéndose precisiones en el posicionamiento entre los 2.4 y los 4.1 m. En la Figura 2.30 se muestra una captura de pantalla del sistema, donde se puede observar un plano del recinto con la posición estimada del dispositivo móvil e información relativa a la velocidad y a la orientación del mismo.

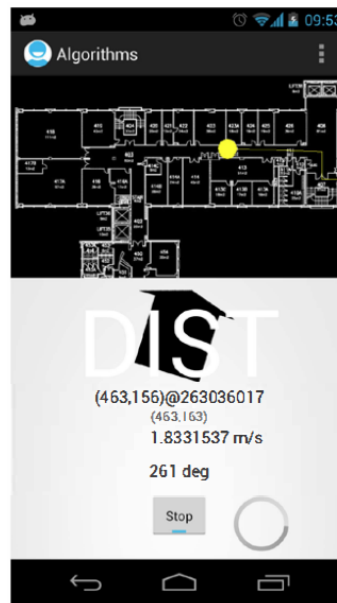


FIGURA 2.30: Captura de pantalla del sistema propuesto por [GWL<sup>+</sup>12].

En [PLG<sup>+</sup>12] se presenta un sistema en el que se utilizan algoritmos de clasificación *Least Squares-Support Vector Machines* (LS-SVM) para identificar ocho diferentes estados de movimiento que puede adoptar el usuario durante el desplazamiento: subir y bajar escaleras, andar rápido o lento con o sin balanceo del teléfono en la mano, estar parado y rotar sobre un pie. Esta información obtenida mediante la extracción de características de la información suministrada por el giróscopo y acelerómetro del *smartphone*, es posteriormente fusionada con la proveniente del posicionamiento WiFi-FP utilizando filtros de partículas basados en HMM. Las pruebas experimentales fueron llevadas a cabo en un entorno de oficinas por cinco personas diferentes, sin embargo el autor no facilita información sobre si fueron realizadas con el mismo dispositivo o con dispositivos diferentes, ni ofrece tampoco información sobre el/los dispositivos utilizados. Finalmente, los resultados muestran que los estados de movimiento fueron correctamente identificados en un 95.3% de los casos, y que el error medio en el posicionamiento era de 1.2 m cuando se realizaban mediciones en reposo, y que éste se incrementaba hasta los 3.53 m cuando estas mediciones se realizaban en movimiento.

Cabe destacar el trabajo realizado por [BPF<sup>+</sup>12], donde se desarrolla una aplicación para posicionamiento continuo interior/ exterior denominada WAY. En esta aplicación no sólo se utiliza la información proveniente del sensor WiFi, acelerómetro, giróscopo, magnetómetro y GPS como en trabajos anteriores, sino que además se aprovecha la cámara para la lectura de códigos de respuesta rápida (QR) y la tecnología *Near-Far Communication* (NFC) para calibrar el sistema en determinados puntos de interés. El sistema utiliza también la información suministrada por el barómetro para determinar cuando el usuario cambia de piso dentro de un edificio, pudiendo incluso discernir con la ayuda del acelerómetro si lo hace a través del ascensor o mediante las escaleras. La aplicación desarrollada fusiona la información del adaptador WiFi conjuntamente con la proveniente del resto de sensores citados anteriormente mediante la utilización de filtros Bayesianos.

Los ensayos experimentales tuvieron lugar en las tres plantas del edificio de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación (ETSIT) de Valladolid y sus alrededores, utilizando para ello un dispositivo *Android Samsung Galaxy Nexus*. Los resultados obtenidos mostraron un error promedio de 3 m a lo largo de todo el recorrido. En la Figura 2.31 se muestra un plano del recorrido seguido por el dispositivo en las tres plantas del edificio a), b) y c), así como las lecturas obtenidas cuando el cambio de piso se realiza a través de las escaleras o bien mediante el ascensor (d), donde se observan los cambios más acentuados de pendiente en las lecturas del barómetro cuando el cambio de planta se hace mediante el ascensor en lugar de las escaleras.

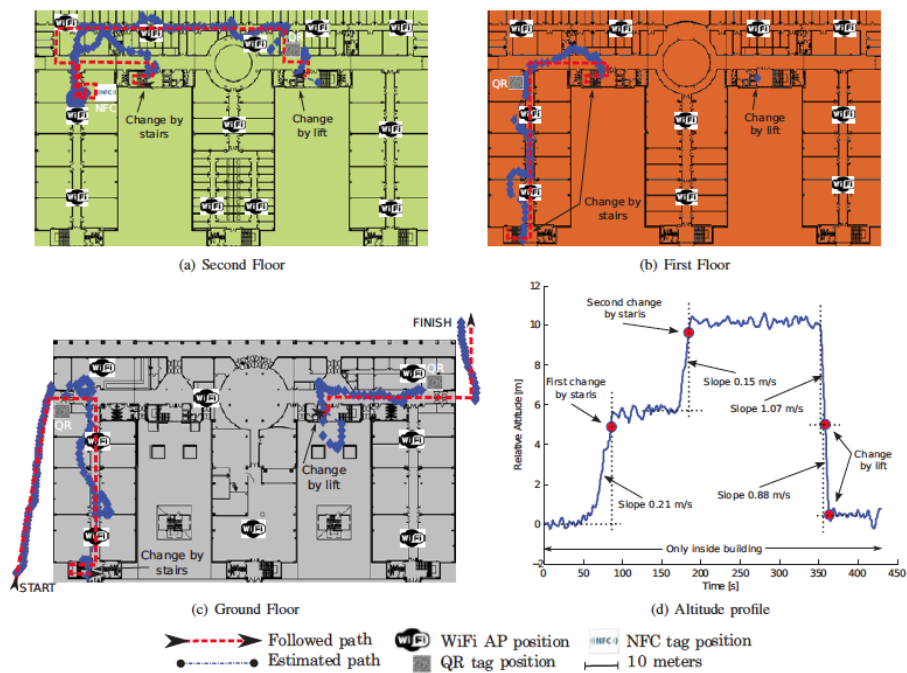


FIGURA 2.31: Resultados obtenidos en la evaluación del sistema WAY.

También resulta interesante el trabajo presentado por [LGY<sup>+</sup>12] donde se propone como mejora a la precisión del posicionamiento WiFi-FP de los dispositivos móviles, la utilización de señales acústicas para establecer el posicionamiento relativo de varios dispositivos que se encuentren en un mismo entorno. Cuando un dispositivo móvil requiere ser posicionado con mayor precisión, éste emitirá una determinada señal acústica que será recibida por el resto de dispositivos del entorno. Una vez recibida esta señal por los dispositivos móviles estos se sincronizarán con un servidor central, enviándole sus lecturas RSSI y emitiendo una señal identificativa entre 16 y 18 kHz cuando el servidor se lo indique. De este modo, con la información RSSI y los ToFs de todos los dispositivos el servidor podrá recalcular sus posiciones de manera más precisa y enviarles de vuelta dicha información. Para las pruebas experimentales se utilizaron un *HTC Evo* y un *Android Developer Phone 2*, consiguiéndose finalmente un error medio en el posicionamiento de 1.2 m y un error máximo de 3 m.

Por último, en el trabajo llevado a cabo por [RKC11] también se implementa un sistema basado en la fusión de información. En este sistema desarrollado sobre un *Nokia N8*, la novedad reside en la utilización de la cámara integrada en el *smartphone* para determinar la orientación del usuario basándose en el uso de técnicas de visión por computador. Mediante esta técnica consiguen una precisión en la estimación de la orientación de  $2.1^\circ$ , que repercute asimismo en la mejora de la precisión en el posicionamiento, llegando hasta los 3.4 m, frente a los 4.2 m que se obtienen sin la utilización de esta técnica.





## Capítulo 3

# Arquitectura del Sistema

### 3.1. Introducción

En este tercer capítulo se expondrá la arquitectura del sistema llevado a cabo en esta tesis. Como condicionante de partida, ha de tenerse en cuenta que la operatividad de los sistemas en interiores implica que éstos deben ser poco invasivos con el entorno y presentar el mayor grado de simplicidad posible en cuanto a su diseño e implementación se refiere. Al mismo tiempo, este sistema debe proporcionar una precisión aceptable sobre un área de cobertura suficiente, respondiendo con ello a los requerimientos de posicionamiento en pseudo-tiempo real, demandados por las aplicaciones basadas en localización sobre dispositivos móviles. Estas premisas condicionan sobremanera el diseño e implementación del sistema, implicando con ello un exhaustivo estudio pormenorizado de las características del mismo.

Por todo lo expuesto anteriormente, en primer lugar se procederá a la definición de la estrategia de posicionamiento y a la descripción geométrica del sistema. En esta primera sección se deducirá el algoritmo de posicionamiento utilizado y se realizará una búsqueda metaheurística para determinar la ubicación óptima de las balizas emisoras dentro del entorno de localización. Este estudio persigue el objetivo de minimizar ciertas circunstancias susceptibles de empeorar la precisión del sistema, como son las zonas que generan singularidades en el algoritmo de posicionamiento o la dilución geométrica de la precisión, GDOP (del inglés, *Geometric Dilution of Precision*), fenómeno que será deducido y explicado convenientemente. Por otro lado habrá una sección dedicada a la descripción de cada uno de los componentes de los módulos emisor y receptor del sistema. En esta sección se expondrán las características técnicas, la función y el conexionado de cada uno de estos elementos que componen el sistema. Por último, habrá una sección dedicada a las herramientas de simulación utilizadas para modelar el comportamiento del sistema, implicando con ello el modelado tanto del emisor como del canal y del receptor.

### 3.2. Estrategia de Posicionamiento

El objetivo que se persigue en el diseño del LPS propuesto en esta tesis, es la búsqueda de un compromiso entre la simplicidad, la robustez, la precisión y el rendimiento del sistema. En base a estos principios se optó por elegir un sistema de posicionamiento de 4 balizas emisoras. Esta elección se justifica en el hecho de que es éste el número mínimo de balizas requerido para poder llevar a cabo el posicionamiento mediante la técnica de multilateración. Esta técnica de posicionamiento, nos exime de la utilización de sistema alguno de sincronía entre emisores y receptor, circunstancia que simplifica sobremanera el diseño del LPS. Como contrapartida, el hecho de utilizar el número mínimo de balizas para poder posicionar mediante multilateración, implica que la pérdida de la señal de tan sólo una de las balizas haría imposible la resolución de la posición del usuario. Esta circunstancia, obliga a una elección óptima de: (1) la ubicación de las balizas y (2) las características de la señal emitida, para que así, en base a ellas se dote al sistema de la robustez y la precisión necesarias.

Respecto a la ubicación de las balizas, el primer aspecto a tener en cuenta tiene que ver con la elección del dispositivo móvil utilizado como receptor (*iPad*). Este dispositivo posee el micrófono en la mitad de su perfil lateral superior, por lo tanto, asumiendo un modo de operación normal del dispositivo, el plano conformado por la pantalla ha de encontrarse en posición horizontal o con una ligera elevación. Esta orientación del dispositivo hace que el eje acústico del micrófono sea casi paralelo al plano definido por el techo de la estancia, hecho que descarta claramente la ubicación de las balizas en ese lugar, porque de ser así, los ejes acústicos de emisión de las balizas ubicadas en el techo, formarían un ángulo de gran valor con el eje acústico del micrófono, circunstancia que afectaría gravemente a la calidad de recepción de las señales emitidas. Otro motivo por el que se descarta la ubicación de las balizas en el techo, tiene que ver con el modo de uso del dispositivo por el usuario, en el que en circunstancias normales, el propio usuario interferirá en la línea de visión de una o varias de las señales emitidas por las balizas. Por consiguiente, la ubicación de las balizas ha de hacerse de forma tal, que los ángulos relativos entre sus ejes acústicos y el eje del micrófono sean lo menor posibles y se evite además que el propio usuario interfiera en la línea de visión de alguna de las señales emitidas. Aceptando estas consideraciones de uso del receptor, la disposición frontal de las balizas respecto al dispositivo y al usuario se presenta como la única alternativa posible.

Esta ubicación frontal va a estar especialmente indicada en entornos de localización donde se induzca de alguna forma la orientación frontal del usuario hacia a alguna de las paredes de la estancia. A modo de ejemplo, este podría ser el caso de los visitantes de las salas de un museo, donde por regla general las obras de arte expuestas se encuentran colgadas en alguna de las paredes o bien están en una zona claramente delimitada excluida del tránsito del público.

### 3.2.1. Algoritmo de Posicionamiento

El primer aspecto a tratar tiene que ver con la técnica de posicionamiento a utilizar, en este caso, lateración hiperbólica o simplemente multilateración. Esta técnica involucra la medición de los tiempos de vuelo diferenciales entre la primera señal detectada, emitida por la baliza más cercana (BN) y las demás señales detectadas con posterioridad emitidas por el resto de balizas ( $B_i$ ). El lugar geométrico de los puntos cuyos TDoAs entre la baliza más cercana y una segunda se mantienen constantes define un hiperboloide cuyos focos coinciden con las posiciones de ambas balizas. De igual forma, un segundo hiperboloide que interseque con el primero se puede conseguir evaluando los puntos donde los TDoAs entre la baliza más cercana y una tercera baliza permanezcan invariantes. Por último con la ayuda de una cuarta baliza se obtiene un nuevo hiperboloide que interseque con los dos anteriores en un único punto, que será el que defina la posición del usuario. La Figura 3.1 muestra una representación en dos dimensiones de la técnica de multilateración.

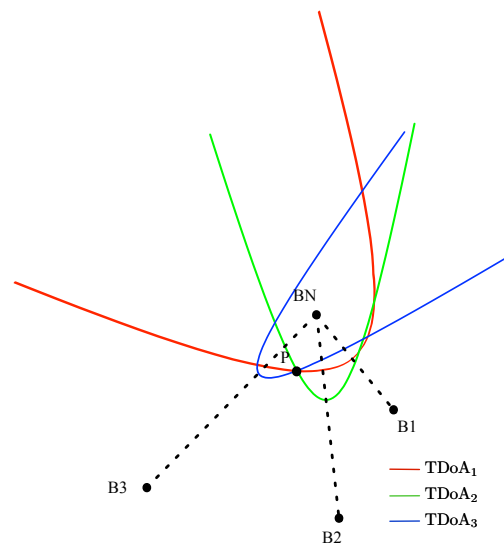


FIGURA 3.1: Intersección de curvas hiperbólicas.

Si definimos la distancia diferencial entre la baliza  $\mathbf{b}_i = (x_i, y_i, z_i)$  con  $i = 1, 2, 3$  y la baliza más cercana  $\mathbf{b}_n = (x_n, y_n, z_n)$  desde la posición del usuario  $\mathbf{p} = (x, y, z)$  de la forma:

$$\Delta r_i = \|\mathbf{b}_i - \mathbf{p}\| - \|\mathbf{b}_n - \mathbf{p}\| = \text{TDoA}_i \cdot c \quad \text{para } i = 1, 2, 3. \quad (3.1)$$

se podrá obtener el conjunto de ecuaciones que definen cada uno de estos hiperboloides de cuyo punto de intersección resulta la posición del usuario.

Este sistema de ecuaciones no lineales resulta difícil de resolver en la práctica, por ello, en la literatura se pueden encontrar trabajos donde se resuelve el problema de forma cerrada linealizando estas ecuaciones. Entre ellos podemos encontrar trabajos donde se utiliza el desarrollo en serie de Taylor [Foy76, Tor84], mínimos cuadrados [NJH98, Caf00, SA87a] o la pseudoinversa de un sistema sobredeterminado [BHI96]. Por otro lado, la resolución en forma cerrada del sistema de ecuaciones implica la intersección de al menos tres hiperboloides en un punto, circunstancia difícil de conseguir y que justifica el hecho de que algunos autores propongan reformular el sistema de ecuaciones en base a otro que pueda ser resuelto utilizando esferas en lugar de hiperboloides [SR87, SA87b].

La no idealidad de las señales recibidas y la pérdida de información que se genera en los procesos de linealización anteriormente citados, dan lugar a pequeños errores en las distancias diferenciales que pueden generar importantes errores en la determinación de la posición. Este hecho sumado a la no linealidad de las ecuaciones 3.1, obliga a plantear el problema de localización como un problema de optimización no lineal. Por lo tanto, el problema puede ser resuelto por métodos de minimización como Gauss-Newton (GN) o Levenberg-Marquardt (LM) aplicados a una función de coste asociada con la posición del usuario [CS98, MLG<sup>+</sup>08, NPJ08], o bien, por métodos Bayesianos como los filtros de Kalman o los filtros de partículas [MGS<sup>+</sup>05, KSJ<sup>+</sup>07].

En el trabajo desarrollado por [Sir10] se establece un estudio comparativo entre el algoritmo de minimización de GN y varios métodos de resolución en forma cerrada. En el estudio se demuestra que el método de GN resulta tan preciso como cualquier método de resolución en forma cerrada, con un coste computacional comparable y con mayor simplicidad de implementación. Estos motivos justifican la utilización del algoritmo de GN en este trabajo, optándose así por resolver iterativamente la posición del usuario como un problema de mínimos cuadrados no lineal.

El método de Gauss-Newton es en realidad una modificación del método Newton-Raphson (NR) para encontrar el mínimo de una función, siempre que los valores de esta función sean lo suficientemente pequeños cerca de este mínimo <sup>1</sup>.

---

<sup>1</sup>En el Anexo A se detalla la obtención del método de GN como una aproximación del método de NR

A diferencia del método de NR, el método de GN, puede ser utilizado solamente para minimizar los valores de funciones expresadas como sumas cuadráticas, circunstancia que por otro lado presenta la ventaja de evitar el cálculo de segundas derivadas que pudiesen resultar complicadas. En el caso particular que nos ocupa, la función cuadrática a minimizar va a estar asociada con la posición del usuario y se define como:

$$F(\mathbf{p}) = \sum_{i=1}^3 [f_i(\mathbf{p})]^2 \quad (3.2)$$

con  $f_i(\mathbf{p}) = \hat{\Delta}r_i(\hat{\mathbf{p}}) - \Delta r_i$ , siendo:

$$\hat{\Delta}r_i(\hat{\mathbf{p}}) = \|\mathbf{b}_i - \hat{\mathbf{p}}\| - \|\mathbf{b}_n - \hat{\mathbf{p}}\| \quad \text{para } i = 1, 2, 3. \quad (3.3)$$

donde  $\hat{\mathbf{p}} = (\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$  es la posición inicial estimada del usuario y  $\Delta r_i$  son las distancias diferenciales obtenidas en 3.1.

Comenzando desde una primera estimación de la posición  $\hat{\mathbf{p}}_0 = (\hat{x}_0, \hat{y}_0, \hat{z}_0)$ , las estimaciones posteriores de este parámetro pueden ser obtenidas aplicando la relación recursiva:

$$\hat{\mathbf{p}}_{k+1} = \hat{\mathbf{p}}_k - [\mathbf{J}_f(\hat{\mathbf{p}}_k)^T \mathbf{J}_f(\hat{\mathbf{p}}_k)]^{-1} \mathbf{J}_f(\hat{\mathbf{p}}_k)^T \mathbf{f}(\hat{\mathbf{p}}_k) \quad (3.4)$$

hasta que los valores obtenidos para  $\Delta \mathbf{p}_k = |\hat{\mathbf{p}}_{k+1} - \hat{\mathbf{p}}_k|$  sean menores que un cierto umbral previamente establecido, siendo  $\mathbf{J}_f(\hat{\mathbf{p}}_k)$  el jacobiano de la matriz  $\mathbf{f}$  con respecto a  $\hat{\mathbf{p}}_k$ , es decir,

$$\mathbf{J}_f(\hat{\mathbf{p}}_k) = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \hat{x}} & \frac{\partial f_1}{\partial \hat{y}} & \frac{\partial f_1}{\partial \hat{z}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \hat{x}} & \frac{\partial f_2}{\partial \hat{y}} & \frac{\partial f_2}{\partial \hat{z}} \\ \frac{\partial f_3}{\partial \hat{x}} & \frac{\partial f_3}{\partial \hat{y}} & \frac{\partial f_3}{\partial \hat{z}} \end{pmatrix}; \quad (3.5)$$

que como se puede ver para el caso de cuatro balizas resulta una matriz cuadrada, pudiéndose escribir finalmente la expresión 3.4 en la forma:

$$\hat{\mathbf{p}}_{k+1} = \hat{\mathbf{p}}_k - \mathbf{J}_f(\hat{\mathbf{p}}_k)^{-1} \mathbf{f}(\hat{\mathbf{p}}_k) \quad (3.6)$$

El hecho de que la matriz del jacobiano 3.5 sea invertible es imprescindible para poder resolver la posición del usuario estimada en la expresión 3.6, por lo tanto será necesario evaluar las singularidades que presenta esta matriz y determinar aquellas circunstancias en las que no será posible el posicionamiento. Para ello se evaluará en que casos el determinante de la matriz jacobiana expuesta en 3.5 es cero. Esto implicará, que bien alguna de sus filas o columnas sean completamente nulas. Si evaluamos cada uno de los elementos del jacobiano obtenemos que:

$$\frac{\partial f_i}{\partial \hat{x}} = \frac{x_i - \hat{x}}{\|\mathbf{b}_i - \hat{\mathbf{p}}\|} - \frac{x_n - \hat{x}}{\|\mathbf{b}_n - \hat{\mathbf{p}}\|} \quad \text{para } i = 1, 2, 3. \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial f_i}{\partial \hat{y}} = \frac{y_i - \hat{y}}{\|\mathbf{b}_i - \hat{\mathbf{p}}\|} - \frac{y_n - \hat{y}}{\|\mathbf{b}_n - \hat{\mathbf{p}}\|} \quad \text{para } i = 1, 2, 3. \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial f_i}{\partial \hat{z}} = \frac{z_i - \hat{z}}{\|\mathbf{b}_i - \hat{\mathbf{p}}\|} - \frac{z_n - \hat{z}}{\|\mathbf{b}_n - \hat{\mathbf{p}}\|} \quad \text{para } i = 1, 2, 3. \quad (3.9)$$

Por lo tanto, para que la fila  $i$ -ésima sea cero, se deberán verificar que las expresiones 3.7, 3.8 y 3.9 sean todas nulas para un valor determinado de  $i$ . Ello tan solamente se consigue en el caso en el que el resultado de la resta de sus dos términos sea cero, o lo que es lo mismo, cuando ambos términos son iguales. Esta circunstancia se satisface si la correspondiente coordenada del punto estimado para el usuario  $\hat{\mathbf{p}} = (\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ , es equidistante al conjunto de balizas  $\mathbf{b}_i = (x_i, y_i, z_i)$ , incluyendo la más cercana  $\mathbf{b}_n = (x_n, y_n, z_n)$ .

En el caso de que exista alguna columna completamente nula, debe ocurrir que alguna de las expresiones 3.7, 3.8 o 3.9 sea nula  $\forall i$ . Para que esto ocurra, el punto estimado  $\hat{\mathbf{p}} = (\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$  debe estar ubicado en un plano definido por las balizas  $\mathbf{b}_i = (x_i, y_i, z_i)$  y  $\mathbf{b}_n = (x_n, y_n, z_n)$ . Esto significa por ejemplo que si las balizas y el receptor estuviesen ubicados en un plano  $z = cte$ , ello supondría que la expresión 3.9 sería nula  $\forall i$ . También puede darse la circunstancia de que las balizas conformen un plano oblicuo, en cuyo caso se crearían dependencias lineales entre las columnas que conducirían igualmente a la nulidad del determinante del jacobiano cuando el receptor se encontrase en dicho plano.

Así de este modo, ateniéndonos a los argumentos expuestos, se concluye que:

1. El sistema será incapaz de localizar al usuario en posiciones equidistantes a todas las posiciones en las que se encuentran ubicadas las balizas.
2. Si se da la circunstancia de que las posiciones de las balizas conforman un plano, el sistema también será incapaz de determinar la posición del usuario en cualquier punto perteneciente a dicho plano.

Por consiguiente, se habrá de elegir la ubicación de las balizas, tratando de evitar que se generen ninguno de los dos casos que se citan.

### 3.2.2. Dilución Geométrica de la Precisión

Además de las restricciones geométricas derivadas de la invertibilidad de la matriz del jacobiano, la elección de la ubicación de las balizas también se ve condicionada en gran medida por el GDOP. Tanto es así, que si la elección de la distribución de estas balizas no se realiza en base a criterios que permitan minimizar la incidencia de este fenómeno, la precisión final del sistema se verá seriamente comprometida.

El GDOP es un fenómeno que ha sido ampliamente estudiado en el ámbito de la navegación por satélite (GPS). La definición formal de este fenómeno para el caso del posicionamiento mediante multilateración está basado en el cálculo de la divergencia de las ecuaciones 3.3 respecto a la posición del usuario [BH99]. Otros autores sin embargo, han optado por estudiar la dilución geométrica de la precisión en el posicionamiento cuando éste es llevado a cabo utilizando el Método de Mínimos Cuadrados [Nie97, SS02]. En ambos casos se llega a la misma expresión a partir de la cual definir el GDOP. Esta expresión se corresponde con la matriz del jacobiano 3.5, que como se desprende de las expresiones 3.7, 3.8 y 3.9 depende solamente de la geometría formada por las posiciones del conjunto de balizas que participan en el posicionamiento y de la posición del usuario. Además, como se pone de manifiesto en la ecuación 3.4, esta matriz también establece una relación funcional entre los errores obtenidos en las medidas de las pseudodistancias estimadas a partir de los TDoAs y el error cometido en el posicionamiento del usuario.

Para entender el significado del GDOP y como éste afecta a la precisión en la determinación de la posición del usuario, partiremos de la relación 3.6 expresada en la forma:

$$\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)\Delta\mathbf{p}_k = -\mathbf{f}(\mathbf{p}_k) \quad (3.10)$$

donde se multiplicarán ambos términos por  $\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T$  quedando la expresión:

$$\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)\Delta\mathbf{p}_k = -\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{f}(\mathbf{p}_k) \quad (3.11)$$

despejando nuevamente  $\Delta\mathbf{p}_k$ , se obtiene:

$$\Delta\mathbf{p}_k = - [\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{f}(\mathbf{p}_k) \quad (3.12)$$

donde a la matriz  $[\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T$  se le denomina matriz solución de mínimos cuadrados. Nótese que esta matriz es simétrica, y además en el caso que nos ocupa donde

se utilizan 4 balizas se verifica que  $[\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} = \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^{-1} (\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T)^{-1}$  y por tanto la expresión 3.12 se puede transformar nuevamente en la 3.4.

Si se asume que el error medido en la estimación de las pseudodistancias  $f(\mathbf{p}_k)$  se comporta como una variable aleatoria de distribución gaussiana y media cero, y además que este error está relacionado funcionalmente con el error cometido en el posicionamiento del usuario  $\Delta \mathbf{p}_k$ , la covarianza de este error se puede expresar en la forma:

$$\text{cov}(\Delta \mathbf{p}_k) = \mathbf{E} \{ \Delta \mathbf{p}_k \Delta \mathbf{p}_k^T \} \quad (3.13)$$

donde  $\mathbf{E}$  representa el operador valor esperado. Sustituyendo desde 3.12:

$$\text{cov}(\Delta \mathbf{p}_k) = \mathbf{E} \left\{ [\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{f}(\mathbf{p}_k) \mathbf{f}(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k) [\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} \right\} \quad (3.14)$$

Teniendo en cuenta que  $\text{cov}(\mathbf{f}(\mathbf{p}_k)) = \mathbf{E} \{ \mathbf{f}(\mathbf{p}_k) \mathbf{f}(\mathbf{p}_k)^T \}$ :

$$\text{cov}(\Delta \mathbf{p}_k) = \mathbf{E} \left\{ [\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \text{cov}(\mathbf{f}(\mathbf{p}_k)) \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k) [\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} \right\} \quad (3.15)$$

y asumiendo que la covarianza de  $\mathbf{f}(\mathbf{p}_k)$ , se puede expresar en la forma:

$$\text{cov}(\mathbf{f}(\mathbf{p}_k)) = \mathbf{I} \sigma_N^2 \quad (3.16)$$

siendo  $\mathbf{I}$  la matriz identidad y  $\sigma_N$  la desviación típica del ruido en la medida de distancia entre las balizas y la posición del usuario. Finalmente la covarianza del error en la estimación en la posición del usuario se podrá expresar como:

$$\text{cov}(\Delta \mathbf{p}_k) = [\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} \text{cov}(\mathbf{f}(\mathbf{p}_k)) \quad (3.17)$$

o lo que es lo mismo:

$$\text{cov}(\Delta \mathbf{p}_k) = [\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} \sigma_N^2 \quad (3.18)$$

Por lo tanto, los términos de la matriz  $[\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1}$  van a cuantificar en que medida la covarianza de los errores procedentes de las medidas de las pseudo distancias se trasladan a la covarianza del error en la estimación de la posición del usuario. En base a esto, el GDOP de un sistema de posicionamiento se define como la raíz cuadrada de la traza de esta matriz.



En el caso particular que nos ocupa esta matriz tiene dimensiones  $3 \times 3$ . Por un lado posee solamente 3 columnas por tratarse de un sistema de posicionamiento basado en multilateración y por tanto estar exento de errores de sincronización, y por otro contiene solamente 3 filas por ser un sistema de 4 balizas. La exclusión del tiempo en la matriz, conlleva que el cálculo del GDOP se limite al cálculo de la dilución en la precisión de la posición (PDOP). Considerando estas particularidades:

$$[\mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)^T \mathbf{J}_f(\mathbf{p}_k)]^{-1} = \begin{pmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} \end{pmatrix}; \quad (3.19)$$

Y finalmente el PDOP puede ser calculado como:

$$\text{PDOP} = \sqrt{D_{11} + D_{22} + D_{33}} \quad (3.20)$$

### 3.2.3. Búsqueda Metaheurística de la Ubicación de las Balizas

Una vez determinada la expresión que caracteriza el PDOP, el siguiente paso será determinar una distribución de balizas que minimice dicho parámetro en un área de interés donde posicionar al usuario. Como criterio comparativo entre los valores de PDOP se eligió como distribución óptima aquella cuyo valor medio en un cierto área de interés donde localizar al usuario, resultase menor. Este área de interés fue elegida de acuerdo a las dimensiones de la sala donde se realizaron las pruebas experimentales, tomándose una superficie de  $3 \times 3 \text{ m}^2$  a una altura constante de 1.1 metro. Dicha altura es la altura promedio a la que se encuentra el dispositivo receptor suponiendo unas condiciones de uso estándar. Como restricciones de partida en la búsqueda de la ubicación óptima de las balizas, se impuso que éstas deberían estar confinadas dentro de un cierto volumen de  $0.9 \times 3.5 \times 2.8 \text{ m}^3$ , y siempre a una altura superior a los 0.7 metros, para evitar con ello posibles reflexiones u obstaculizaciones de la señal, que pudiesen o bien generar multicamino o interrupciones en la línea de visión entre emisor y receptor en cada caso. Además se destinó un volumen de  $1.0 \times 3.5 \times 0.7 \text{ m}^3$  en el fondo de la habitación para la ubicación de los dispositivos electrónicos del módulo emisor, así como para el instrumental necesario.

En la Figura 3.2 se expone un plano detallado que incluye las medidas del recinto donde se realizaron las pruebas experimentales. En este plano se detalla la delimitación del área de posicionamiento, el volumen para el alojamiento de las balizas emisoras y el volumen para la ubicación de los dispositivos electrónicos de emisión e instrumentación.

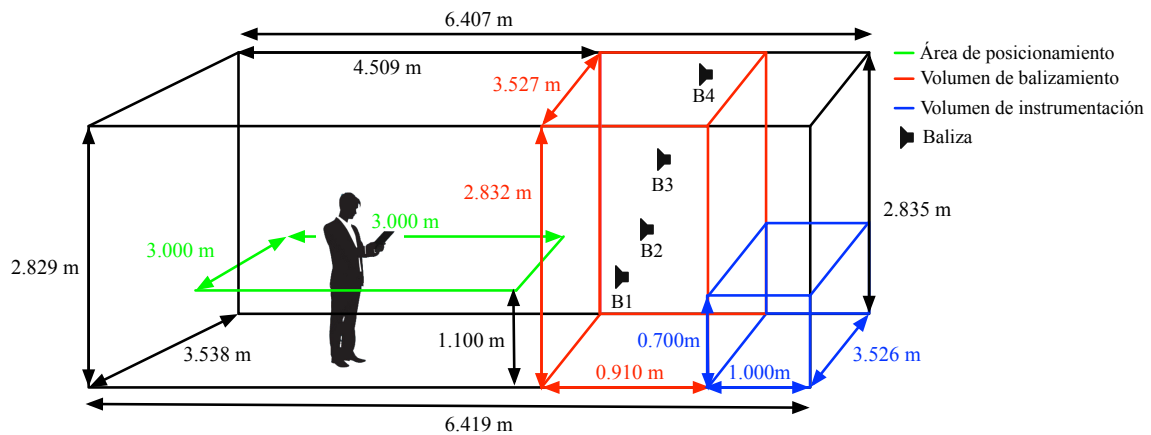


FIGURA 3.2: Dimensiones, zonas de balizamiento, posicionamiento e instrumentación.

Tanto la medición de las dimensiones de la sala de pruebas como posteriormente la de la ubicación óptima de cada una de las balizas son determinadas utilizando para ello un medidor de distancias láser (*Bosch GLM80*) con una precisión de  $\pm 1$  mm [Bos14].

Para la determinación de la ubicación óptima de las balizas, se utilizaron dos métodos de búsqueda metaheurística, como son el Algoritmo Genético (AG) y la Búsqueda Armónica (BA). En ambos casos se utilizó como función objetivo el PDOP del sistema medido en el área de interés.

#### ▪ *Algoritmo Genético*

Los AGs son métodos adaptativos que pueden utilizarse para resolver problemas de búsqueda y optimización como en este caso. Estos algoritmos son mecanismos de búsqueda basados en las leyes de la selección natural y de la genética, que representan una técnica robusta para tratar con éxito gran variedad de problemas provenientes de diferentes áreas. Si bien no hay garantías de que el AG encuentre la solución óptima del problema, si que existe evidencia empírica de que se encuentran soluciones de un nivel aceptable, en un tiempo considerablemente inferior a otros algoritmos de optimización combinatoria.

En el caso que nos ocupa, el AG ha sido inicializado con una población de 50 individuos obtenidos aleatoriamente. En cada nueva generación la función objetivo es evaluada para cada miembro y esos valores son utilizados para ordenar estos miembros linealmente con una presión selectiva igual a dos. A continuación, se utiliza una estrategia elitista que permite sobrevivir al 10% de los individuos mejor adaptados, mientras que el 90% restante es reemplazado por una descendencia cuyos padres son seleccionados por muestreo estocástico universal, con una probabilidad de cruce de 0.7 y de mutación de 0.005. El algoritmo detiene su evolución después de 200 generaciones.

En la Figura 3.3 se puede ver la evolución del AG a lo largo del proceso. Esta figura muestra la convergencia entre la estimación de la balizas con menor PDOP (mejor individuo) y el valor medio del PDOP de las restantes distribuciones de balizas (media de la población).

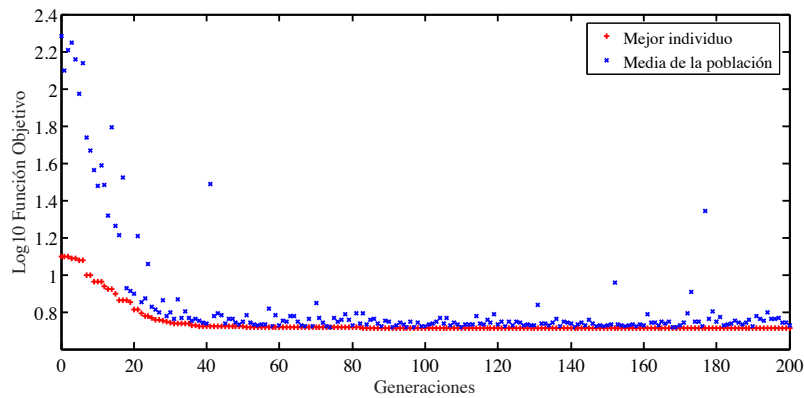


FIGURA 3.3: Gráfico de evolución del algoritmo genético.

Todo este proceso de ejecución del AG descrito anteriormente ha sido repetido en un total de 50 ocasiones, ofreciendo como mejor estimación para la localización de las balizas, las ubicaciones que se detallan en la Tabla 3.1.

	x	y	z
B1	3.526	5.000	0.700
B2	1.756	4.517	1.763
B3	3.526	4.509	2.835
B4	0.000	4.509	2.743

TABLA 3.1: Localización óptima de las balizas obtenidas mediante AG.

Para esta distribución de balizas se ha representado el PDOP calculado en cada una de las posiciones de una malla de un centímetro de resolución sobre el área de interés elegida. En la Figura 3.4 se muestran los resultados obtenidos:

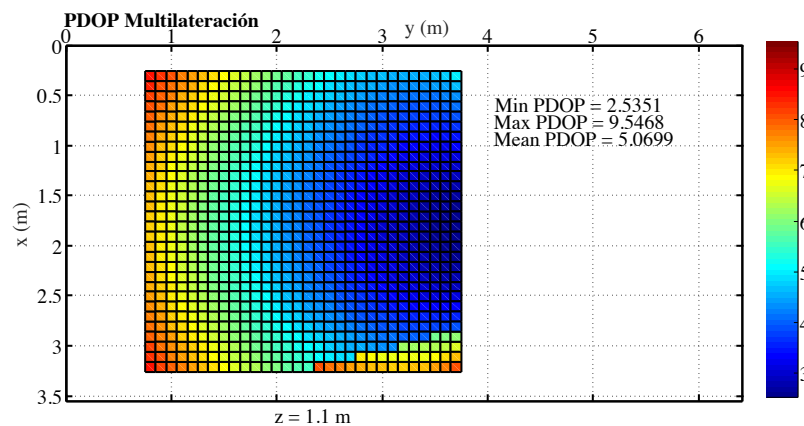


FIGURA 3.4: Mapa de color del PDOP obtenido en el área de posicionamiento.

Como se observa en los resultados expuestos en la Figura 3.4, para la distribución de balizas elegida se ha obtenido con el AG un valor máximo de PDOP de 9.5468, un valor mínimo de 2.5351 y un valor medio de 5.0699.

- *Búsqueda Armónica*

La BA es un algoritmo metaheurístico inspirado en la manera en la que los músicos buscan la armonía óptima en la composición musical [ZWJHL01]. Bajo este enfoque en la BA una posible solución es análoga a una armonía, mientras que sus operadores representan el proceso de improvisación. En comparación con otros algoritmos metaheurísticos, la BA ofrece significativas ventajas como son la utilización de pocos parámetros de configuración y la rapidez de evolución [MFD07, LG05]. Además, en trabajos recientes como el llevado a cabo en [DMCA<sup>+</sup>15] se propone la utilización de este algoritmo de búsqueda metaheurístico para la determinación óptima de la posición relativa de un conjunto de balizas emisoras en el contexto de un sistema de posicionamiento local acústico, obteniéndose resultados aceptables en un tiempo de búsqueda reducido. En base a todo ello, se optó por la programación de la BA para encontrar la ubicación óptima de las balizas de nuestro sistema.

El algoritmo de BA, puede ser estructurado en tres etapas:

1. *Inicialización de Parámetros.*

El algoritmo comienza estableciendo un conjunto de soluciones iniciales (armonías) que se almacenan dentro de la memoria armónica (HM). Cada una de estas soluciones es un vector de  $n$  dimensiones que contiene los valores de los parámetros a ser optimizados (coordenadas de las balizas), los cuales son aleatoriamente determinados entre unos límites inferiores ( $PVB_L$ ) y superiores ( $PVB_U$ ) previamente establecidos. Los parámetros de configuración del algoritmo de BA son: (1) el tamaño de la memoria armónica (HMS) que define el número de elementos cuyos mejores resultados en el proceso de optimización pueden ser almacenados para su uso en el proceso de evolución, (2) la razón de exploración (HMCR) que representa la probabilidad de construir una nueva solución a partir de los elementos previamente almacenados en la memoria HM, (3) la razón de ajuste de tono (PAR) que define la probabilidad de volver a modificar una solución previamente generada, (4) el ancho de desplazamiento (BW) que expresa la magnitud máxima de dicha modificación y (5) el número de improvisaciones (NI) que el algoritmo ejecuta. En nuestro caso se estableció el tamaño de la memoria armónica (HMS) en 50 soluciones, la razón de exploración (HMCR) en 0.7 y la razón de ajuste del tono (PAR) en 0.01. El ancho del desplazamiento (BW) elegido para el ajuste del tono fue de 0.5, y se estipularon un total de 200 improvisaciones (NI).

### 2. *Improvisación de Nuevas Armonías.*

En esta etapa, un nuevo vector  $\mathbf{x}_s$  es generado (improvisado) en base a los siguientes tres operadores: examinado de memoria, reinicialización aleatoria y ajuste de tono. En el paso de examinado de memoria, el valor de la primera variable para el nuevo vector  $x_s(1)$  es elegido entre cualquier valor de los valores ya almacenados de la primera variable dentro de HM. Para esta operación, un número aleatorio distribuido uniformemente  $r_1$  es generado dentro del rango  $[0,1]$ . Si  $r_1$  es menor que HMCR, entonces la variable  $x_s(1)$  es generada usando este método, de lo contrario,  $x_s(1)$  se obtiene a partir de un valor aleatorio reinicializado entre los límites de la variable  $[PVB_L(1), PVB_U(1)]$ . Para los valores de las restantes variables de decisión  $x_s(2), \dots, x_s(n)$ , se procederá de igual forma. Posteriormente, para cada solución generada se realiza además un ajuste de tono, el cual es definido por la razón de ajuste del tono (PAR) y por el ancho del desplazamiento (BW), que controla el tamaño de la perturbación aplicada a la variable. El operador de ajuste del tono es responsable de generar nuevas soluciones por medio de ligeros ajustes a la posición de la variable original. Esta operación resulta similar al proceso de mutación en los AG. Es importante asegurar que las soluciones perturbadas se encuentren dentro de los límites permitidos  $[PVB_L(1), PVB_U(1)]$  de no ser así, deberán ser truncadas al máximo o al mínimo valor estipulado para el intervalo.

### 3. *Actualización de la Memoria Armónica.*

Una vez que un nuevo vector solución  $\mathbf{x}_s$  es generado, la memoria (HM) se actualiza mediante la competencia de afinidad entre  $\mathbf{x}_s$  y la peor solución  $\mathbf{x}_w$  contenida en HM. Así, si el valor de la función objetivo de  $\mathbf{x}_s$  es mejor que  $\mathbf{x}_w$ , entonces  $\mathbf{x}_s$  lo sustituirá dentro de HM. De no ser así, el contenido de HM permanece inalterado. Debido a que HM contiene únicamente elementos cuyos valores de la función objetivo representan las mejores soluciones, al finalizar todas las iteraciones la memoria almacenará solamente la mejor solución, o en su defecto versiones desplazadas alrededor de ella, convergiendo el algoritmo inevitablemente a un único valor.

Siguiendo este proceso el algoritmo de BA fue ejecutado presentando unos tiempos de ejecución que mejoraban en gran medida a los tiempos obtenidos mediante el AG. En promedio, los tiempos de ejecución empleados por la BA representaban tan sólo el 4.4% de los tiempos utilizados por el AG. Sin embargo, la bondad de los resultados obtenidos mediante la BA resultó ser ligeramente menor que la de los obtenidos mediante el AG como se detalla a continuación.

En la Figura 3.5 se puede ver la evolución de la BA a lo largo de 200 improvisaciones. Esta figura muestra la convergencia entre la estimación de la balizas con menor PDOP (mejor solución) y el valor medio del PDOP de las restantes distribuciones de balizas (media de las soluciones).

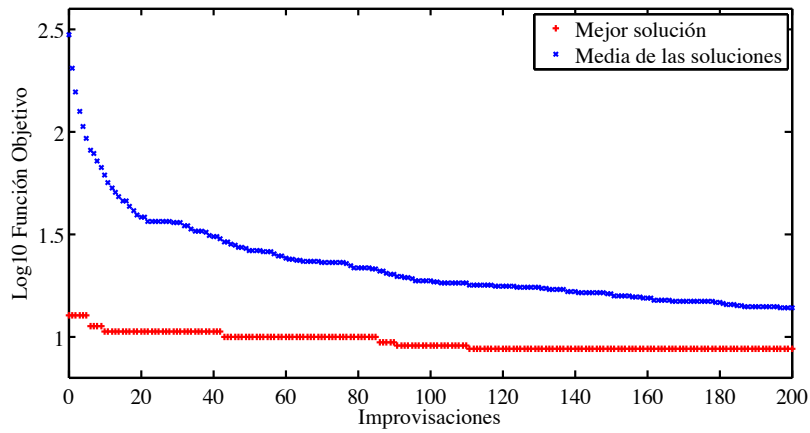


FIGURA 3.5: Gráfico de evolución de la búsqueda armónica.

El algoritmo de BA fue ejecutado en 50 ocasiones, ofreciendo como mejor estimación para la localización de las balizas, las ubicaciones que se detallan en la Tabla 3.2.

	x	y	z
B1	0.213	4.652	1.045
B2	1.812	4.569	1.340
B3	3.428	4.699	2.423
B4	3.470	4.754	0.825

TABLA 3.2: Localización óptima de las balizas obtenidas mediante BA.

Para esta distribución de balizas se ha representado el PDOP calculado en cada una de las posiciones de una malla de un centímetro de resolución sobre el área de interés elegida. En la Figura 3.6 se muestran los resultados obtenidos:

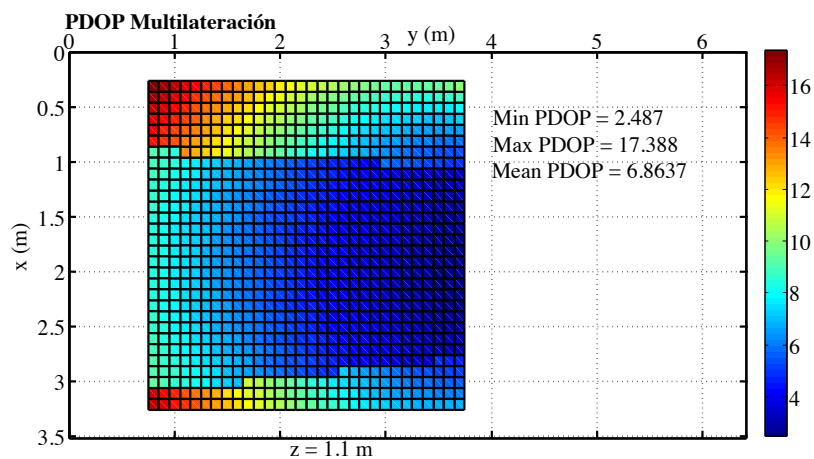


FIGURA 3.6: Mapa de color del PDOP obtenido en el área de posicionamiento.

Como se observa en los resultados expuestos en la Figura 3.6, para la distribución de balizas elegida se ha obtenido con la BA un valor máximo de PDOP de 17.3880, un valor mínimo de 2.4870 y un valor medio de 6.8637.

A tenor de los resultados obtenidos, podemos concluir que el AG ofrece resultados ligeramente mejores en el valor promedio del PDOP en el área de interés que los ofrecidos por la BA. Dado que en este trabajo el tiempo de ejecución del algoritmo no resulta un factor determinante, va a primar ante todo la bondad de los resultados, hecho que nos hace decantarnos por el AG para la elección óptima de la ubicación de las balizas.

### 3.2.4. Control de Acceso al Medio por División de Código

La estrategia de posicionamiento descrita en las secciones anteriores asume como hipótesis de partida que las balizas emiten de forma simultánea y que estas señales son reconocidas por el receptor aunque lleguen solapadas. Por ello, el sistema desarrollado en esta tesis implementa un control de acceso al medio por división de código. A cada baliza se le asigna un código único y ortogonal al del resto de códigos que son detectados por el receptor, llevando a cabo un proceso de correlación digital. La principal ventaja de CDMA frente a otros esquemas de control de acceso al medio es que permite trabajar con señales de baja potencia gracias a la ganancia de proceso que aporta el proceso de correlación. Este hecho es especialmente importante en el sistema desarrollado en este trabajo debido a que este sistema trabaja con altas frecuencias de audio. Existen diversos trabajos donde ya se ha utilizado CDMA con secuencias pseudoaleatorias, entre ellos se pueden citar algunos trabajos como el desarrollado por [PRSSU<sup>+</sup>12] donde se utilizan secuencias CSS, (*Complementary Sets of Sequences*), el trabajo de [VUM<sup>+</sup>05] donde se usan secuencias *Gold*, o el trabajo de [PUH<sup>+</sup>07] en el que se emplean códigos LS (*Loosely Synchronous*) entre otros. De entre todas las posibles familias de secuencias pseudoaleatorias disponibles (*Golay, Gold, LS...etc*) se optó por la utilización de secuencias *Kasami* [Kas68], dadas sus buenas propiedades de correlación y tolerancia al efecto *Doppler* [JTJ<sup>+</sup>10, PAA<sup>+</sup>11].

Una secuencia *Kasami*  $k$  puede ser generada desde una secuencia maximal y la versión decimada y concatenada de esta secuencia mediante la realización de la suma módulo-2 de la primera con cualquier versión retrasada de la segunda, es decir:

$$k = m_1 \oplus D^l m_2 \quad (3.21)$$

donde  $m$  es una secuencia maximal de longitud  $L = 2^{N-1}$  con  $N$  par,  $m_2$  es una secuencia obtenida de la decimación de  $m_1$ , con un factor de decimación de  $q = 2^{N/2} + 1$  y la concatenación de el resultado  $q$  veces,  $\oplus$  representa la suma módulo-2 y  $D^l m_2$  es la secuencia obtenida mediante el desplazamiento cíclico  $l$  posiciones de la secuencia  $m_2$ .

Además, para adaptar las características espectrales de la emisión a la respuesta en frecuencia del emisor acústico, estas secuencias han sido moduladas en BPSK. Este esquema de modulación ha sido ampliamente utilizado para transmitir códigos binarios en sistemas sónico basados en filtros acoplados. Cada *bit* en el código  $k[n]$  es modulado con uno o más ciclos de portadora, cuya fase, 0 o  $\pi$ , viene dada por el valor del *bit* para obtener el patrón modulado como:

$$p[n] = \sum_{i=0}^{L-1} k[i] \cdot m[n - i \cdot N_c \cdot M] \quad (3.22)$$

donde  $L$  es la longitud del código,  $m[n]$  es el símbolo de modulación constituido por  $N_c$  ciclos de portadora, y  $M$  representa el número de muestras por periodo (proporción entre el muestreo y la frecuencia de portadora).

Respecto a la longitud de las secuencias emitidas, se experimentó con códigos de 255 y 63 *bits*. Aunque en principio los códigos de mayor longitud ofrecen mayores picos de correlación y menores valores de correlación cruzada, las reverberaciones de la habitación y los ecos secundarios producidos por el cuerpo del usuario dificultaban la detección del código. Finalmente se optó por los códigos de longitud más corta (63 *bits*) que fue modulada en BPSK con un ciclo de portadora a 16 kHz. La elección de esta frecuencia de portadora se justifica en el hecho de que debe estar en consonancia con la respuesta en frecuencia de las balizas, los amplificadores y el micrófono del dispositivo receptor como se pondrá de manifiesto en las siguientes secciones. En la Figura 3.7 se representa un código de esta familia a), su autocorrelación b) y su correlación cruzada con otro código de la familia c).

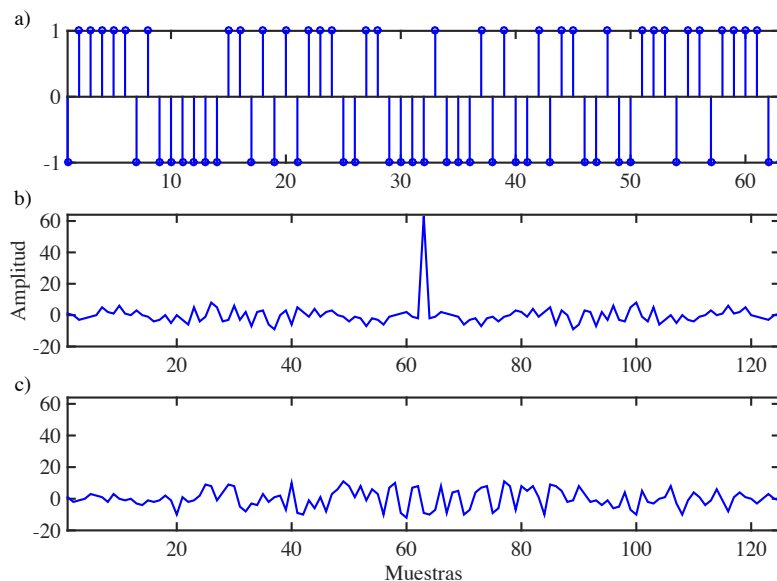


FIGURA 3.7: a) Secuencia Kasami de 63 *bits*, b) autocorrelación y c) correlación cruzada.



### 3.3. Módulo Emisor

En la Figura 3.8 se puede observar una recreación con la disposición de los elementos que componen el módulo emisor.

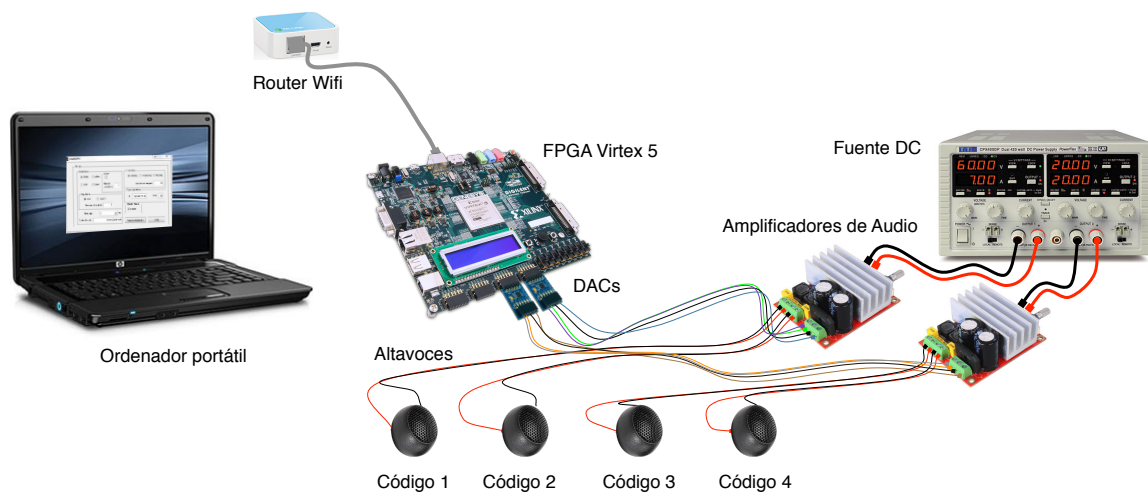


FIGURA 3.8: Diagrama de componentes del módulo emisor.

En la Figura 3.8 se puede observar en primer lugar un PC que mediante conexión WiFi manda los datos a la tarjeta *Genesys* de *Xilinx*. Esta plataforma es gestionada mediante una interfaz de usuario instalada en el PC y diseñada en *Matlab*, que posibilita tanto el control de las emisiones, como la configuración de sus parámetros [Pér14].

Los parámetros que se pueden configurar a través de esta interfaz gráfica son los siguientes:

- Tipo de modulación del código a emitir: BPSK, APK, QPSK o QAM.
- Separación temporal entre emisiones, en incrementos de 5 milisegundos.
- Códigos a emitir, alojados en un archivo *.mat*
- Señal moduladora a emitir, sinusoidal o cuadrada.
- Número de símbolos por *bit*.
- Número de muestras por símbolo.
- Frecuencia de emisión. 400 kHz, 416.66 kHz y 500 kHz.
- Modo de trabajo, maestro o esclavo.
- IP y puerto de conexión.

En la Figura 3.9 se puede observar una captura de pantalla de la citada interfaz de usuario:

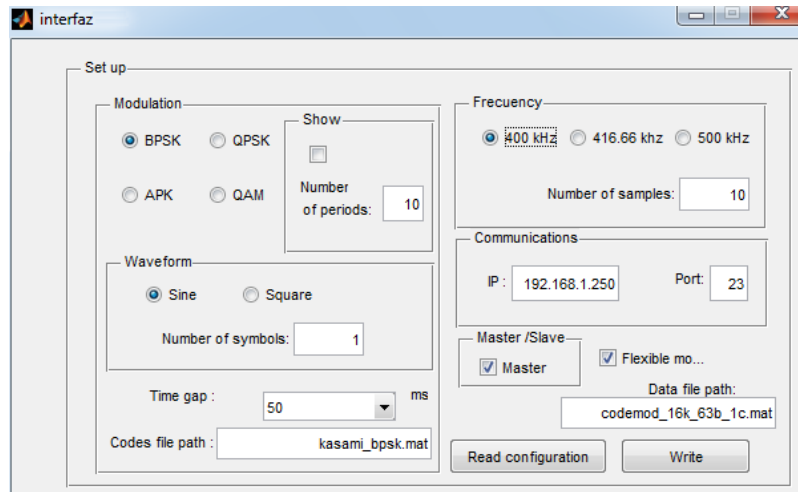


FIGURA 3.9: Captura de pantalla de la interfaz que controla los parámetros de la FPGA.

La plataforma *Genesys* esta compuesta por varios elementos, entre los que cabe destacar: una FPGA *Virtex-5* [Vir14], 2 conectores *Digilent PmodDA2* [Pmo14], un conector *Ethernet*, un controlador de la MAC de *Ethernet* y unidades de memoria RAM y FLASH. Se ha elegido una FPGA de la familia *Virtex* debido a que esta ofrece recursos suficientes como para no plantear problemas a nivel de espacio físico y de memoria. Además se ha seleccionado la placa de desarrollo *Genesys* dado que tiene un controlador de la capa MAC de *Ethernet*, memoria FLASH y los conectores PMOD suficientes.

En la Figura 3.10 b) se puede observar que los datos provenientes del PC son recogidos mediante conexión WiFi por el *router* y enviados a la tarjeta *Genesys*, a través de su entrada *Ethernet* conectada con el controlador MAC, y éste conectado a su vez con la *Virtex-5*. El control de la lectura y escritura de los datos es realizado por el procesador embebido *MicroBlaze* creado por *Xilinx*, que entre sus funciones se encuentra la de dirigir el controlador de la MAC de *Ethernet*. Los datos recibidos se pasan tanto a la FPGA, como a la memoria FLASH. Por último, la FPGA es la encargada de controlar los DACs (*Digilent PmodDA2*) [Pmo14], basándose en los parámetros establecidos mediante la interfaz gráfica. Como punto importante cabe destacar que la plataforma *hardware* puede ser configurada como maestro o como esclavo, de tal manera que si es maestro, la emisión se realizará de manera periódica dando además el inicio de la emisión. Si está configurada como esclavo, el DAC etiquetado como DAC RF en la Figura 3.10 no se utilizará, y el inicio de emisión se llevará a cabo mediante el flanco de subida de una señal de sincronía. Además, el sistema debe ser capaz de guardar los parámetros de configuración, de tal forma que si se apaga y se vuelve a encender, la plataforma siga funcionando con la misma configuración.

En la Figura 3.10 se ilustra la plataforma *Genesis* y su diagrama de funcionamiento, así como uno de los DACs utilizados:

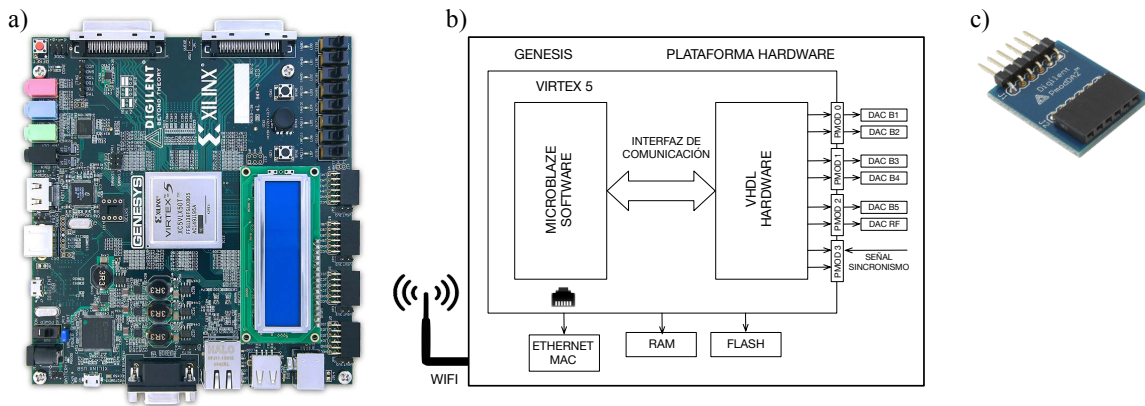


FIGURA 3.10: a) Ilustración, b) diagrama de funcionamiento de la plataforma *Genesis* y c) ilustración del DAC *Digilent PmodDA2*.

Las señales generadas por la FPGA, son amplificadas con la ayuda de una pareja de amplificadores de audio tipo D de doble canal (*Philips TDA8920BTH*) [Amp14], alimentados de forma simétrica a través de una fuente DC.

En la Figura 3.11 se muestra una ilustración del dispositivo, acompañada de su respuesta en frecuencia en configuración BTL (del inglés, *Bridge-Tied Load*) para varias impedancias de salida. En el caso que nos ocupa, resulta de interés la respuesta a  $4\Omega$ , dado que será la impedancia de los altavoces que se utilizarán, cuyas características se describirán a continuación.

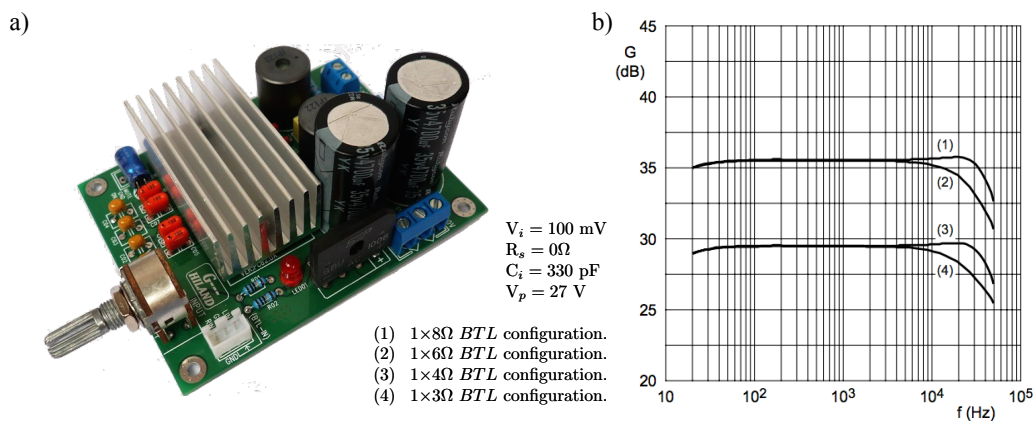


FIGURA 3.11: a) Ilustración y b) respuesta en frecuencia del *Philips TDA8920BTH*.

Las señales son sintetizados por cuatro altavoces (*Visaton CP13*) [Vis14] cuyas especificaciones técnicas suministradas por el fabricante, se exponen en la Figura 3.12 a), b) y c).

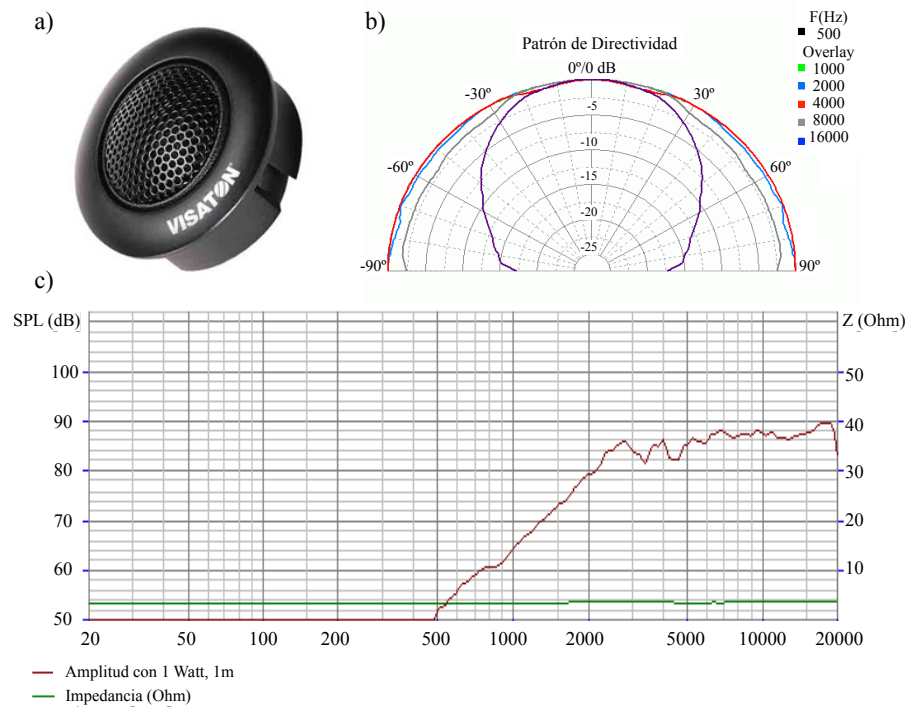


FIGURA 3.12: a) Ilustración, b) patrón de directividad y c) respuesta en frecuencia del altavoz *Visaton CP13*.

Con el objetivo de evitar posibles desconexiones, ruidos o accidentes indeseados, se procedió a la fijación y posterior conexionado de los componentes electrónicos del sistema. En la Figura 3.13 puede verse el acondicionamiento de estos dispositivos sobre una placa de metacrilato. En ella pueden observarse la plataforma *Genesys*, los DACs *Digilent PmodDA2* y los amplificadores *Philips TDA8920BTH*, así como los conectores de alimentación y de salida de las señales de emisión.

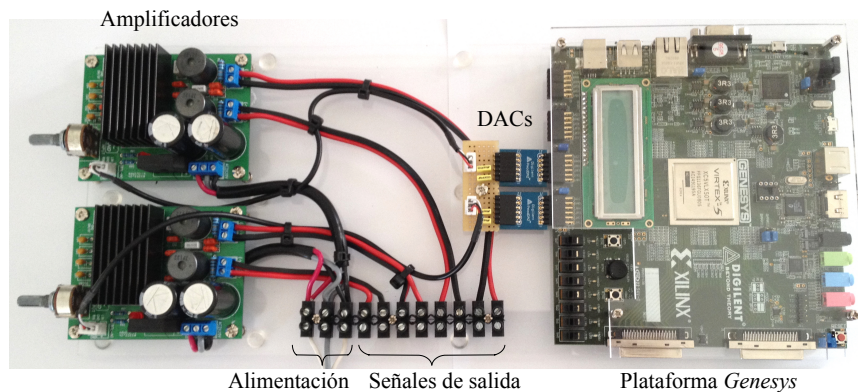


FIGURA 3.13: Acondicionamiento de los componentes electrónicos del módulo emisor.

## 3.4. Módulo Receptor

### 3.4.1. *Hardware*

En esta sección se procederá a la descripción del módulo receptor del sistema de posicionamiento propuesto en esta tesis. El dispositivo utilizado es una *tablet* con sistema operativo *iOS*, en concreto un *iPad* de tercera generación [iPa14]. Entre las características del dispositivo cabe destacar que posee 1 GB de memoria RAM y un procesador (*A5X*) con 2 núcleos a 1 GHz con arquitectura *Cortex-A9*, el cual ejecuta un conjunto de instrucciones *ARM v7*.

Las señales emitidas mediante la arquitectura descrita en la sección anterior, han sido adquiridas por el propio dispositivo sin ayuda de ningún micrófono ni sistema de adquisición adicional. En la Figura 3.14 se muestra la respuesta en frecuencia del micrófono del dispositivo, obtenida experimentalmente en nuestro laboratorio.

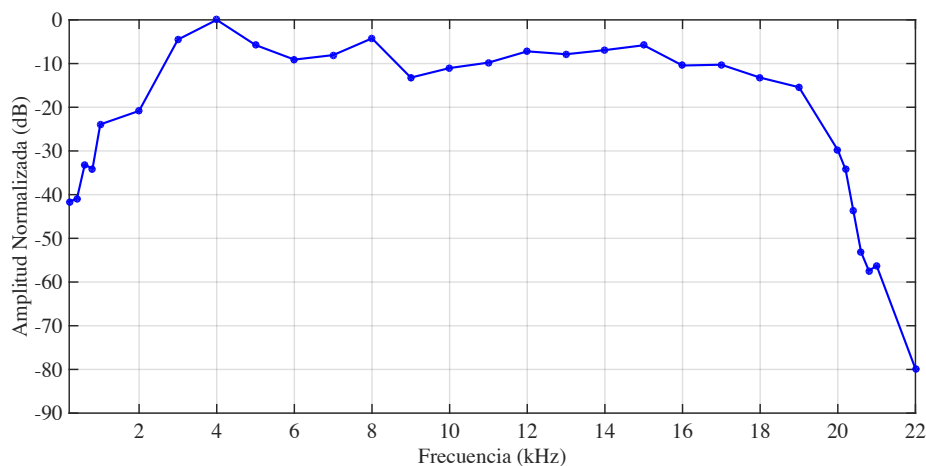


FIGURA 3.14: Respuesta en frecuencia del módulo receptor.

Una vez expuestas las respuestas en frecuencia de todos los componentes que integran el módulo emisor, estamos en condiciones de poder justificar la elección de la frecuencia de portadora ( $f_0$ ). Esta elección se justifica en primer lugar en el hecho de que  $f_0$  debe de estar comprendida dentro del ancho de banda combinado generado entre emisor y receptor, es decir entre los 2 y 20 kHz. Atendiendo a ello, la elección de  $f_0$  se hizo de tal forma que fuese lo suficientemente alta para evitar una sonoridad excesiva que pudiese molestar al usuario, mientras que, al mismo tiempo se mantuviese una anchura aceptable en el patrón de directividad de la señal emitida. Por otro lado, también hubo que tener en cuenta la brusca caída en la amplitud que sufre el *iPad* en 20 kHz. Esto hace que para frecuencias de portadora próximas a este valor, el sistema elimine gran parte de la energía de la señal acústica recibida.

Teniendo todos estos factores en consideración, finalmente se optó por alcanzar un compromiso entre los tres factores anteriormente citados, es decir, sonoridad de la señal, anchura del patrón de directividad y pérdida de la energía recibida. En base a todo ello, se optó por la elección de la frecuencia de portadora en 16 kHz, donde la sonoridad es baja, la anchura del patrón de directividad es aceptable (Figura 3.12) y las pérdidas de energías están en torno al 35 %, porcentaje que es asumible sin que ello afecte a el desempeño del sistema. La Figura 3.15 muestra el espectro de energía de la señal emitida y recibida por el *iPad*.

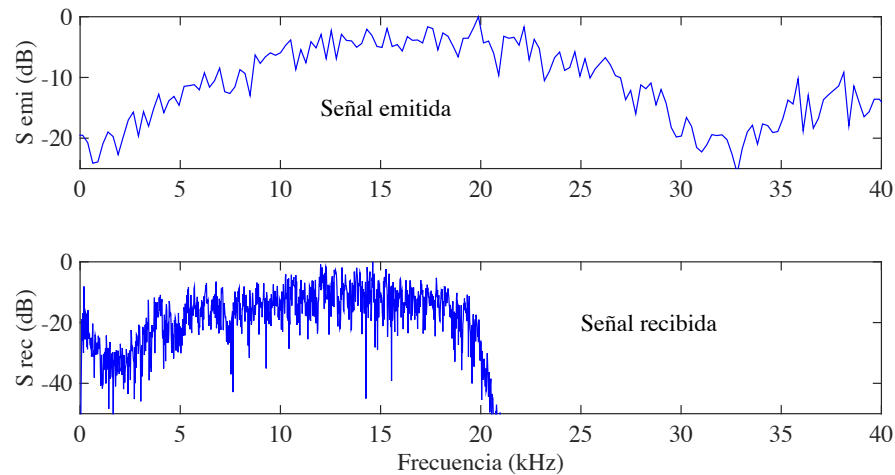


FIGURA 3.15: Espectros de energía de la señal emitida y recibida.

### 3.4.2. *Software*

Tanto la adquisición de la señal como su posterior procesamiento se llevaron a cabo mediante una aplicación diseñada a tal efecto en su lenguaje de programación propio, *Objective-C*. Este lenguaje, es el utilizado en los dispositivos móviles de *Apple* (*iPad* e *iPhone*), y está definido como un pequeño pero potente conjunto de extensiones para el lenguaje estándar *C*, que le dotan de completas habilidades para la programación orientada a objetos.

También fue necesaria la instalación y configuración de su entorno de programación *Xcode* [xco14] en un ordenador portátil (*MacBook Pro*). *Xcode* es un entorno integrado de desarrollo (IDE, del inglés, *Integrated Development Environment*) que permite trabajar con proyectos escritos en *C*, *C++*, *Objective-C*, *Java* y *Applescript* (aunque hay desarrollos por parte de otras compañías, para que esta herramienta también pueda trabajar con *Pascal*, *Perl...*, etc). La aplicación diseñada en *Objective-C* adquiere los códigos ultrasónicos, gracias al paquete *Audio Queue Services* dispuesto por *Apple* para la grabación y reproducción de audio.

El objeto que necesita el desarrollador para poder reproducir y grabar sonidos se llama *Audio Queue*, y está representado por el tipo de datos *AudioQueueRef*. Este objeto asume las tareas de conectar con el *hardware*, manejar la memoria, si es necesario utilizar *codecs* para la compresión de formatos de audio y por último manejar la grabación y la reproducción de sonido.

Por otro lado todos los objetos *audio queue* tienen la misma estructura, que consiste en un conjunto de *buffers* de audio en el que se almacenan temporalmente los datos, llamados *audio queue buffers*, una lista ordenada del conjunto de *buffers* de audio, llamada *buffer queue* y por último, la función que trata el audio, llamada *audio queue callback*. Una visión de la estructura secuencial del paquete *Audio Queue* se puede observar en la Figura 3.16.

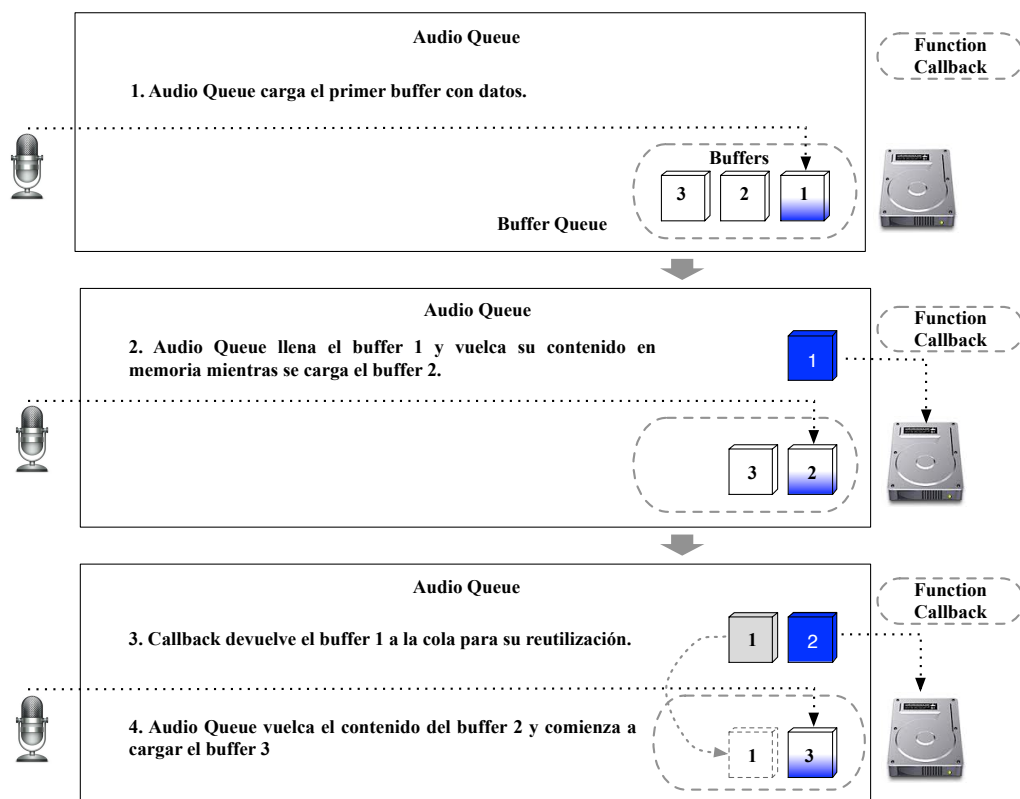


FIGURA 3.16: Funcionamiento del paquete *Audio Queue Services*.

Una vez los datos han sido adquiridos y se encuentran almacenados en memoria, serán procesados utilizando la librería *vDSP* [vDS14] de *Objective-C* para procesamiento de señal y el paquete de librerías para álgebra lineal suministrado por *C-LAPACK* [Lap14]. Además para la representación gráfica de la posición del usuario sobre un diagrama cartesiano, fue también necesaria la utilización de la librería *Coreplot* [cor14].



En la Figura 3.17 se observa la interfaz gráfica de la aplicación, que incluye: el plano del entorno de localización, la ubicación de las balizas (cuadrados negros), la posición del usuario (punto rojo), los puntos de test (cruces negras) y los botones de control.

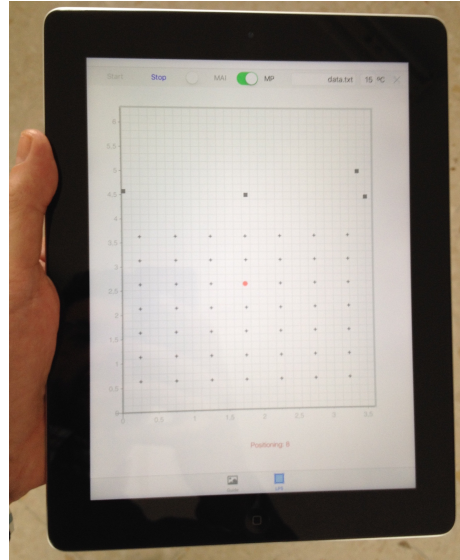


FIGURA 3.17: Interfaz de la aplicación desarrollada en el *iPad*.

### 3.5. Simulador del Sistema

En esta última sección se describen las herramientas de simulación que modelan el comportamiento del sistema. Los simuladores dotados con alto grado de realismo constituyen una buena alternativa al escenario ideal permitiendo explorar una gran variedad de situaciones que serían muy difíciles o prácticamente imposibles de conseguir en un sistema real. El simulador en cuestión, reproduce el comportamiento de un ALPS compuesto por un número variable de balizas activas (en concreto cuatro) ubicadas en una habitación rectangular donde posicionar al receptor (*iPad*). El simulador por tanto incluirá el modelado de las balizas emisoras, del canal de propagación y del dispositivo receptor. Este modelo va a ser altamente configurable, donde el usuario va a poder definir los siguientes parámetros:

- Dimensiones de la habitación.
- Coeficientes de reflexión de paredes, suelo y techo.
- Número y ubicación de balizas.
- Respuesta en frecuencia y ancho de banda de las balizas.
- Señales emitidas (códigos binarios y modulación).
- Absorción acústica del aire (condiciones de temperatura y humedad).
- Velocidad del receptor.



La Figura 3.18 muestra el diagrama de flujo del modelo del sistema hecho en *Matlab*. Como se observa, el modelo va a estar estructurado en tres partes diferenciadas:

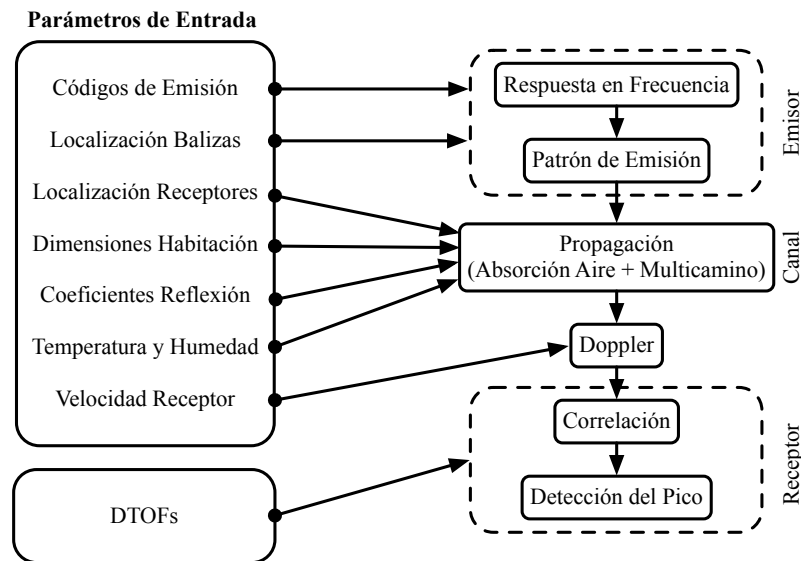


FIGURA 3.18: Diagrama de flujo del modelo realizado en *Matlab*.

### I Modelado del Emisor

Las balizas emisoras se modelan a partir de la respuesta en frecuencia suministrada por el fabricante (véase Figura 3.12 c)). Esta respuesta es modelada como una función de transferencia de orden mínimo mediante un filtro digital IIR que cumple con las especificaciones deseadas. A continuación, se simula el efecto de un patrón de emisión real (véase Figura 3.12 b)). Este patrón muestra la dependencia del campo de presión acústica con la dirección y es modelado mediante una función de Bessel de primer orden y primera especie:

$$D(\varphi, \theta) = D(\theta) = \frac{2J_1(k \cdot a \sin \theta)}{k \cdot a \sin \theta} \quad (3.23)$$

Donde  $a$  es el radio del transductor (suponiendo forma de pistón),  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda,  $\theta$  es el ángulo respecto al eje acústico y  $J_1$  es la función de Bessel. Ya que esta magnitud es función del número de onda  $k$ , se produce un segundo filtrado en la emisión cada vez que el receptor no se encuentra en el eje de acústico del emisor [ÁUH<sup>+</sup>08]. Este nuevo filtrado se basa en una segunda etapa, teniendo en cuenta el receptor y la ubicación de las balizas.

En la Figura 3.19 se puede ver la representación del patrón de directividad del emisor suministrado por el fabricante junto con el modelo desarrollado.

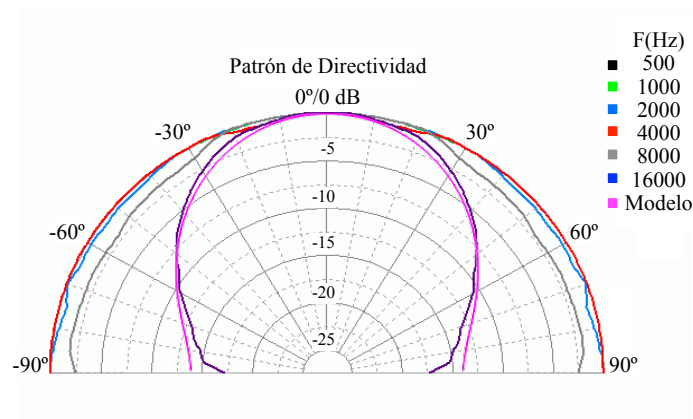


FIGURA 3.19: Patrón de directividad del emisor experimental y modelado.

## II Modelado del Canal

En esta nueva etapa se modelarán tres fenómenos : la propagación del multicamino, la propagación de ondas a través del aire y el efecto Doppler debido a el movimiento del receptor.

- a) Para el modelado de la propagación del multicamino, será necesario conocer la respuesta impulsiva de la habitación. Esta respuesta impulsiva puede ser estimada mediante el Método de las Imágenes propuesto en [AB79].

El método está basado en el hecho de que una fuente sonora localizada frente a una pared rígida genera una onda reflejada cuya dirección e intensidad sonora puede ser aproximada por otra onda directa emitida por una fuente virtual situada al otro lado de la pared, que emite simultáneamente con la fuente original. Utilizando el Método de las Imágenes por tanto será posible simular las reflexiones de los emisores en paredes, techo y suelo, pudiendo con ello obtener la respuesta impulsiva de la habitación tal como se describe en [McG04].

Este trabajo está limitado al estudio de habitaciones rectangulares con paredes planas y con modelos de reflexiones especulares donde se llega finalmente a la siguiente expresión :

$$P_{ac}(t, \vec{r}_b, \vec{r}_r) = \sum_{\vec{p}} \sum_{\vec{l}} \beta_{x1}^{l_1-m_1} |\beta_{x2}^{l_1}| \beta_{y1}^{l_2-m_2} |\beta_{y2}^{l_2}| \beta_{z1}^{l_3-m_3} |\beta_{z2}^{l_3}|$$

$$\times \frac{\delta[t - (|\vec{R}_p + \vec{R}_l|/c)]}{4\pi|\vec{R}_p + \vec{R}_l|} \quad (3.24)$$

donde  $P_{ac}$  es la presión acústica,  $\vec{r}_b = (x_b, y_b, z_b)$  es el vector de posición de la baliza,  $\vec{r}_r = (x_r, y_r, z_r)$  es el vector de posición del receptor,  $\vec{R}_p = (x_b - x_r + 2m_1x_r, y_b - y_r + 2m_2y_r, z_b - z_r + 2m_3z_r)$  está expresando en términos del vector binario  $\vec{m} = (m_1, m_2, m_3)$  con  $m_i \in [0, 1]$ ,  $\vec{R}_l = 2 \cdot (l_1Lx, l_2Ly, l_3Lz)$  está definido en términos de las dimensiones de la habitación,  $\vec{l} = (L_x, L_y, L_z)$  y el vector triplete entero  $\vec{l} = (l_1, l_2, l_3)$  con  $l_i \in \mathbb{Z}$ , y  $\beta_{ij}$ ,  $i \in [x, y, z]$ ,  $j \in [1, 2]$  representa los seis coeficientes de reflexión de las paredes. Los sumatorios con índices  $\vec{m}$  y  $\vec{l}$  son utilizados para indicar 3 sumas, es decir, una para cada una de los tres componentes de ese vector.

Una versión básica realizada en *Matlab* del simulador para el cálculo de la respuesta impulsiva de la habitación basado en la expresión 3.24 puede encontrarse en el trabajo desarrollado por [Lev07]. Este simulador fue posteriormente mejorado en el trabajo llevado a cabo en [JTJ<sup>+</sup>10], en el que se añade la posibilidad de incluir las características del emisor, los efectos de atenuación de la onda acústica en el aire, los efectos de la temperatura y la humedad en la velocidad de propagación de la onda y el efecto Doppler debido movimiento del receptor tal como se describe en los siguientes apartados.

En la Figura 3.20 se muestra la respuesta impulsiva del canal obtenida con el simulador, tomando como ubicación del receptor el centro de el área de posicionamiento.

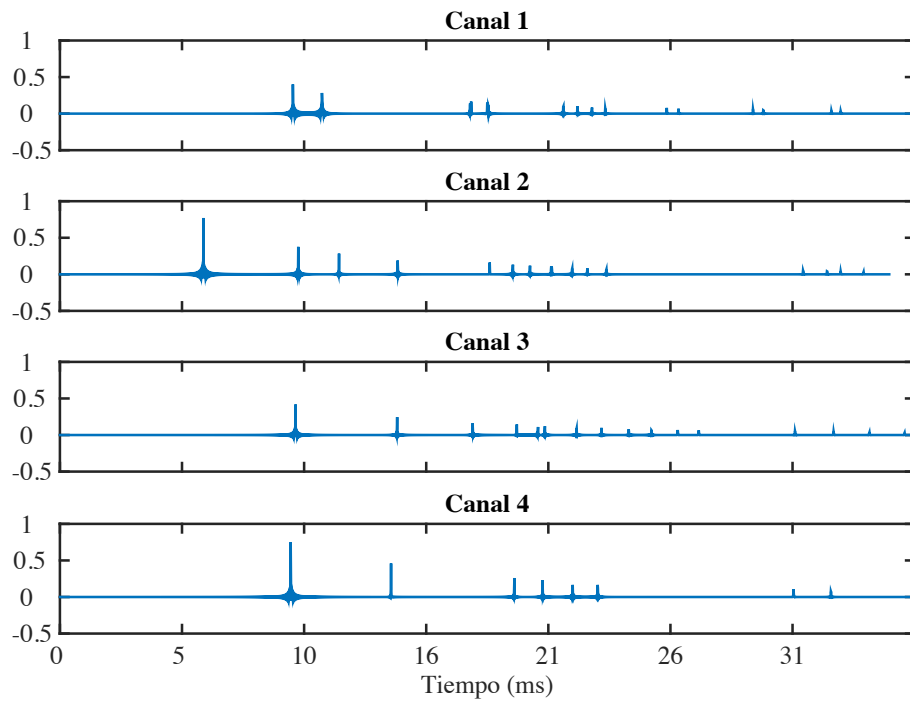


FIGURA 3.20: Respuesta impulsiva del canal mediante el método de las imágenes.

- b) El canal de aire puede ser modelado como un sistema acústico lineal de acuerdo a la siguiente expresión:

$$H(f) = \frac{P_0}{r} e^{[i\frac{2\pi f}{c} - \alpha(f)] \cdot r} \quad (3.25)$$

donde  $f$  es la frecuencia de la onda,  $c$  es la velocidad del sonido en el aire,  $r$  es la distancia recorrida por la onda y  $\alpha(f)$  es el coeficiente de absorción en el aire dado por el estándar ISO-9613 [Iso93], que puede ser calculado como:

$$\alpha(f) = f^2 \left\{ 18,4 \cdot 10^{-12} \left( \frac{P}{P_r} \right)^{-1} \left( \frac{T}{T_{20}} \right)^{1/2} + \left( \frac{T}{T_{20}} \right)^{5/2} \cdot \left[ 0,01275 \frac{e^{2239,1/T}}{f_{rO} + f^2/f_{rO}} + 0,1068 \frac{e^{3352/T}}{f_{rN} + f^2/f_{rN}} \right] \right\} \quad (3.26)$$

en esta expresión,  $P$  es la presión atmosférica,  $T$  es la temperatura absoluta y  $F_{rO}$ ,  $F_{rN}$  representan las frecuencias de relajación del oxígeno y del nitrógeno respectivamente, cuyos valores finales son determinados por las condiciones de temperatura y humedad. En la Figura 3.21 a) se muestra la dependencia de  $\alpha$  con la frecuencia, para una temperatura de 20°C, un 50% de humedad relativa y una 1 atm de presión. En la Figura 3.21 b) se representa la atenuación de la presión acústica de la onda emitida expresada en dB frente a la distancia de propagación tomando como referencia la presión acústica  $P_0$  medida a un metro del emisor.

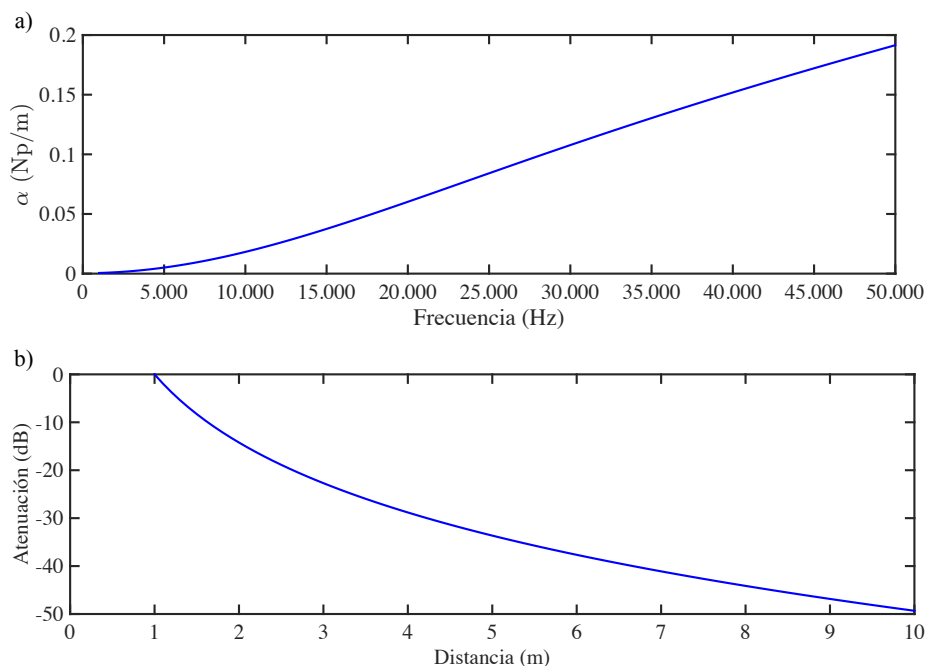


FIGURA 3.21: Dependencia de  $\alpha$  con la frecuencia a) y atenuación de la presión acústica con la distancia b)

### III Modelado del Receptor

En la última etapa del modelo, se simula el proceso de adquisición de la señal en el receptor. En esta etapa se consideraron los siguientes aspectos:

- a) La velocidad del receptor, que afectará a la señal recibida debido al efecto Doppler que esta produce. Este fenómeno se simula suponiendo una frecuencia de muestreo virtual para el receptor que puede ser expresada como:

$$f'_s = f_s \left[ c + \vec{v}_r \frac{\vec{r}_b - \vec{r}_r}{|\vec{r}_b - \vec{r}_r|} \right] \quad (3.27)$$

donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo real,  $\vec{r}_b$  y  $\vec{r}_r$  son los vectores de posición de la baliza y del receptor, respectivamente, y  $\vec{v}_r$  es el vector de la velocidad del receptor.

- b) Las características de su micrófono, cuyo comportamiento ha sido modelado mediante un filtro IIR de 50 coeficientes en base a su respuesta en frecuencia obtenida experimentalmente en la sección anterior. En la Figura 3.22 se puede ver una comparativa entre la respuesta en frecuencia experimental y el filtro generado para modelar su comportamiento.

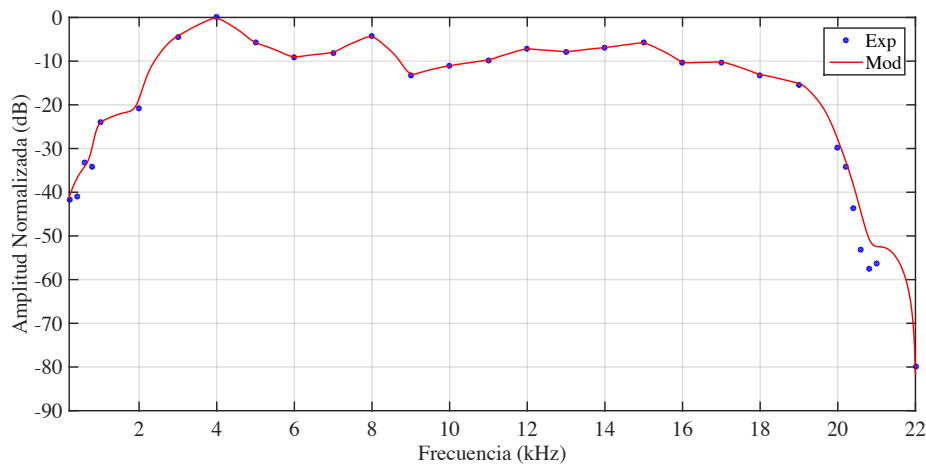


FIGURA 3.22: Respuestas en frecuencia experimental y modelada del receptor.

- c) El funcionamiento del sistema de adquisición del *iPad* (descrito en la Sección 3.4). Las particularidades en el modo en el que el *iPad* recibe los datos y los requerimientos de posicionamiento en pseudo tiempo real que exige el sistema, obligarán a un cambio tanto en el flujo de ejecución del proceso de adquisición, como en la elección del tamaño de los *buffers* de tal forma que aseguren la obtención periódica y fiable de la posición del usuario en cortos periodos de tiempo. Las tareas que ello implica conllevarán un procesamiento de la señal recibida, tareas que se abordarán a continuación en detalle en el siguiente capítulo, dedicado a la exposición de la algoritmia correspondiente a este ámbito.



## Capítulo 4

# Algoritmos de Proceso Avanzados

### 4.1. Introducción

En este cuarto capítulo se llevará a cabo la descripción del procesamiento para la determinación de los ToFs de las señales adquiridas. En él se abordará, en primer lugar, una sección donde se realizará el análisis y la configuración del sistema de adquisición del *iPad*. Este sistema basado en una estructura de *buffers* cíclicos será configurado teniendo en cuenta, por un lado, que se asegure la captación de todas las señales provenientes del conjunto de balizas emisoras y, por otro, que además esa información pueda estar accesible de inmediato para ser procesada, ofreciendo con ello al usuario la estimación de su posición a la frecuencia de actualización más alta posible. Como se expondrá en la próxima sección estos requerimientos generarán una casuística en la detección de las señales contenidas en el *buffer* que serán estudiados y resueltos convenientemente.

Por otro lado, también se destinará una sección al desarrollo de un algoritmo de compensación de la Interferencia por Acceso Múltiple (MAI, del inglés, *Multiple Access Interference*), fenómeno típico que se produce en los sistemas CDMA como el que nos ocupa. En esta sección se describirán de forma secuencial cada uno de los pasos que se llevarán a cabo para la eliminación de esta interferencia, consiguiendo con ello una mejora considerable en el rendimiento del sistema.

A continuación se desarrollará una sección donde se expondrá un método para la cancelación del multicamino. Este procedimiento estará basado en la estimación del canal disperso mediante el algoritmo *Matching Pursuit*. Este algoritmo, ampliamente utilizado en el ámbito de las comunicaciones, permitirá la estimación del canal teniendo en cuenta un número reducido de sus componentes. Esta reducción de los componentes del canal facilitará posteriormente poder discriminar entre el ToF correcto y los generados por el multicamino mediante un método de selección que será detallado convenientemente.

Por último, se dedicará una sección al estudio de las restricciones que el efecto Doppler impone sobre la señal adquirida por el receptor en movimiento. Este efecto producirá un deterioro en la calidad de los picos de correlación de las señales recibidas que tendrán que ver tanto con la velocidad máxima del desplazamiento relativo entre emisor y receptor, como con la frecuencia máxima de adquisición del propio dispositivo receptor.

## 4.2. Proceso de Adquisición y Detección de la Señal

El proceso de adquisición de la señal recibida por el *iPad* ha de hacerse teniendo en cuenta la arquitectura descrita en la sección 3.4. Esta estructura por defecto, está compuesta por un conjunto de tres *buffers* que almacenan las muestras de la señal recibida y vuelcan su contenido en memoria de forma cíclica, asegurando con ello una adquisición continua de la señal recibida. Por otro lado, el sistema de adquisición del *iPad* está diseñado para correr en un hilo diferente al utilizado para la ejecución del procesamiento de la señal adquirida. Este hecho permite una adquisición de forma independiente que posibilita un posicionamiento en tiempo real siempre y cuando el tiempo de procesamiento de la señal adquirida sea menor que el tiempo de llenado de los *buffers* que las contienen. Lamentablemente, en el sistema que nos ocupa esto no va a resultar factible, debido a que los tiempos de procesamiento son del orden de diez veces los tiempos de llenado del *buffer*. Sin embargo, la adquisición continua de la señal puede resultar útil desde el punto de vista del análisis a posteriori de los datos recibidos por el *iPad* con la ayuda de un *software* de computación como *Matlab*<sup>®</sup>.

La incapacidad de un procesamiento en tiempo real de la señal, obliga a la modificación del proceso de adquisición en modo continuo, teniendo que generar interrupciones que permitan el procesado de la señales adquiridas de forma discreta en el tiempo. Para ello, ha sido necesario modificar el flujo de funcionamiento de la estructura de *buffers* cíclicos implementada por defecto. Esta modificación, incluye la reducción del número de *buffers* a tan sólo uno, la utilización del objeto *AudioQueueStop()* para detener el proceso de adquisición de manera asíncrona una vez que el *buffer* esté completamente lleno y el objeto *AudioQueueStart()* para volver a reanudar la adquisición de nuevos datos una vez se haya llevado a cabo el procesamiento de los datos anteriores. Este proceso implica la adquisición de datos de manera discreta en pequeños intervalos de tiempo que vendrán determinados por la suma del tiempo de llenado del *buffer* y del tiempo de procesamiento. Este tiempo de procesamiento a su vez incluye: el tiempo utilizado por el algoritmo de tratamiento de la señal (si lo hubiere), el tiempo del algoritmo de posicionamiento y el tiempo que el dispositivo emplea en representar los datos gráficamente.



En la Figura 4.1 se detalla el proceso de adquisición de la señal recibida paso a paso teniendo en cuenta la modificación llevada a cabo para la pausa y reanudación de dicho proceso que permita poder obtener la posición del usuario en pseudo tiempo real.

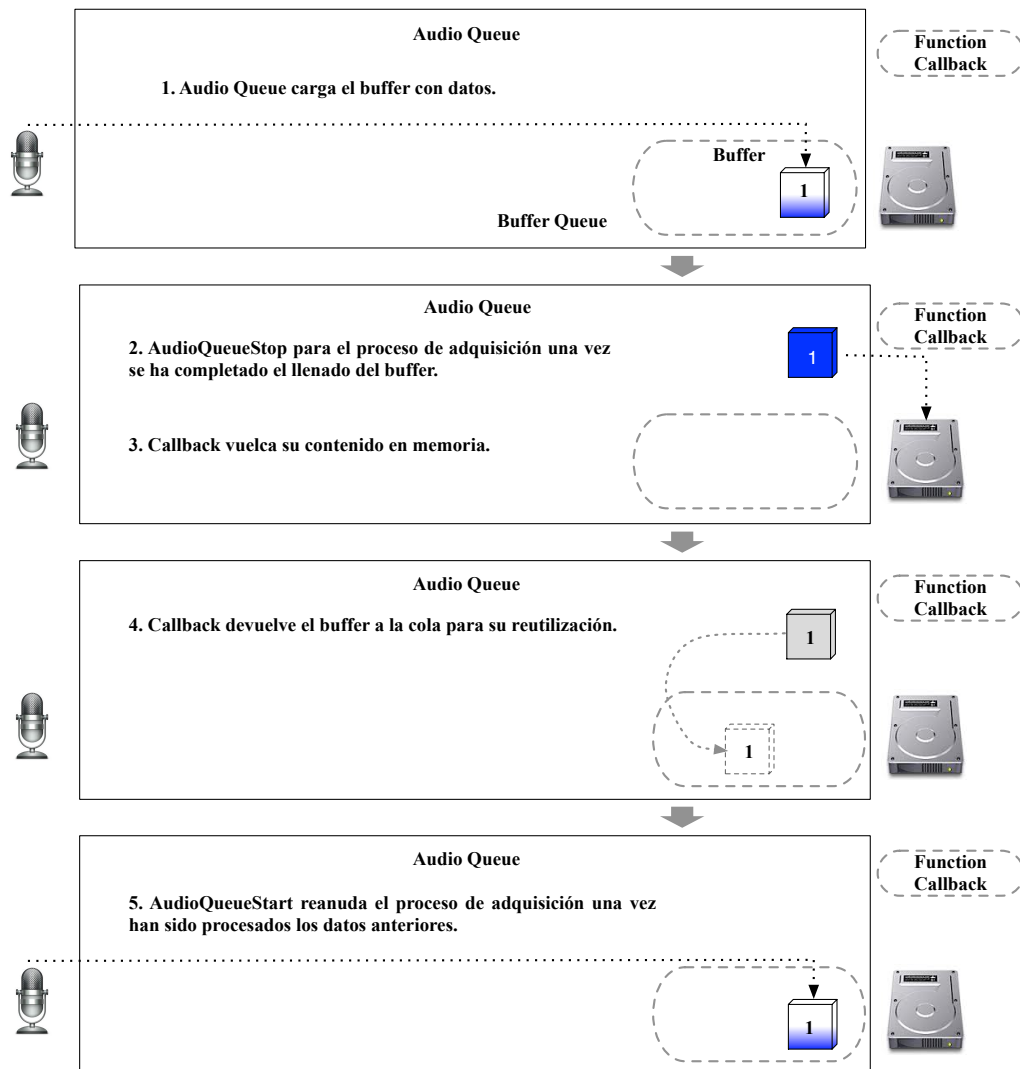


FIGURA 4.1: Modificación del proceso de adquisición de datos del iPad.

Una vez explicado el mecanismo de adquisición de la señal recibida, se procede a analizar la elección de la capacidad de los buffers de datos. Esta elección ha de hacerse teniendo en cuenta las particularidades descritas para poder llevar a cabo el posicionamiento en pseudo tiempo real. Por ello, dado que no es posible tener una adquisición continua de la señal, hemos de asegurar que en el interior de cada buffer adquirido se recibirá un paquete de emisiones con todos los códigos que asegure el posicionamiento. Para ello, se habrá de tener en cuenta: (1) la longitud de las emisiones, (2) el tiempo entre emisiones y (3) la frecuencia de adquisición del dispositivo.

El módulo emisor descrito en el capítulo anterior, fue configurado para emitir periódicamente cada 80 ms de manera simultánea cuatro secuencias Kasami de 63 *bits* moduladas en BPSK con un ciclo de portadora a 16 kHz. Para asegurar la recepción de un paquete completo de estas emisiones, es necesario al menos almacenar en cada *buffer* el número de muestras correspondiente a la suma de las longitudes de dos códigos modulados y el hueco comprendido entre emisiones. Teniendo en cuenta que la frecuencia de muestreo utilizada por el *iPad* son 96 kHz, ello implica que la longitud de cada una de la secuencias emitidas será de 378 muestras y el hueco entre emisiones será de 7302 muestras, por tanto la capacidad de cada uno de los *buffers* deberá ser establecida en  $(2 \times 378 + 7302)$  8058 muestras. Esta elección, aunque por un lado tiene la ventaja de asegurar que siempre al menos un paquete de códigos será contenido en el interior del *buffer*, por otro, también lleva el problema asociado (poco frecuente) de que puede ocurrir que no todos los ToFs estimados pertenezcan al mismo paquete de emisiones, generando errores en el posicionamiento.

Téngase en cuenta, que aunque es posible que el *buffer* contenga dos emisiones sucesivas de un mismo código, resulta imposible que pueda contener dos emisiones completas consecutivas de dos códigos diferentes y mucho menos dos paquetes completos de emisiones consecutivas. Esto es debido por un lado a la capacidad establecida del *buffer* (código+hueco+código) y por otro a que las emisiones no llegan simultáneamente al receptor, sino que lo hacen con un cierto retardo dependiendo de la distancia existente entre emisor y receptor. Estas circunstancias hacen que tan sólo en el caso límite en el que entren al completo dos emisiones de un sólo código dentro del *buffer* pueda darse este problema de asignación del ToF.

Para evitar esta circunstancia, ha de tomarse como referencia el ToF de uno de los códigos, en concreto se eligió (arbitrariamente) el ToF correspondiente al primer código, y se evaluó su diferencia respecto al resto de ToFs de los demás códigos. Dado que en el interior del *buffer* se pueden almacenar hasta dos emisiones sucesivas de un código, cabe la posibilidad de que el ToF correspondiente al primer código que se toma como referencia pertenezca bien al *Paquete 1*, o al *Paquete 2* de emisiones. Para evaluar si los ToFs asociados a los restantes códigos pertenecen al mismo paquete de emisiones que el ToF del primer código, se determina si la diferencia absoluta entre estos ToFs y el del primer código es mayor que el tiempo entre emisiones, es decir es mayor que el hueco de  $(7302/96000)$  76 ms. Si esto ocurriese, se ha de determinar si el ToF a evaluar es mayor o menor que el ToF de referencia del primer código. Si el ToF a evaluar fuese mayor que el ToF de referencia, eso significaría que el ToF de referencia pertenece al *Paquete 1* y el ToF a evaluar pertenece al *Paquete 2*. Si por el contrario el ToF a evaluar fuese menor que el de referencia, ello significaría que el ToF a evaluar pertenece al *Paquete 1* y el ToF de referencia al *Paquete 2*.

Una vez que se ha determinado que el ToF a evaluar no pertenece al mismo paquete de emisiones que el ToF de referencia y se ha identificado en que paquete de emisiones está cada uno, se han de referenciar ambos al mismo paquete de emisiones. Para resolver este problema se barajaron distintas posibilidades:

La primera de ellas fue establecer una ventana de búsqueda de radio 76 ms en torno al ToF de referencia, pero esta opción no resultó satisfactoria debido a que podría darse la circunstancia de que el paquete de emisiones al que perteneciese el ToF de referencia no contuviese todas las emisiones al completo por encontrarse estas parcialmente (o incluso totalmente) fuera del *buffer* de datos, en cuyo caso resultaría imposible la determinación del ToF asociado a ellas.

Otra posibilidad que se tuvo en cuenta fue eliminar el pico de correlación correspondiente al ToF a evaluar que se encontraba en el paquete no deseado y buscar el siguiente máximo. Este máximo, en teoría debería ser el pico que se encontrase en el paquete correcto, pero esto no siempre ocurría así dado que picos secundarios del paquete incorrecto pueden tener una amplitud mayor que el pico del paquete del ToF de referencia debido bien, a que su emisión no esté contenida total o parcialmente en el *buffer* o bien debido a fenómenos como el multicamino o las interferencias.

Finalmente como solución más satisfactoria se optó por trasladar el ToF a evaluar al paquete donde se encuentra el ToF de referencia. Para ello, si el ToF a evaluar es menor que el ToF de referencia, se le sumará el tiempo correspondiente al hueco entre emisiones más el tiempo de emisión del código, es decir  $76 + (378/96)$  ms. En el caso en el que el ToF a evaluar sea mayor que el ToF de referencia, habrá de restarse del ToF a evaluar esta misma cantidad, trasladándolo así al mismo paquete de emisiones que el ToF de referencia, en este caso el *Paquete* 1. Nótese que haciendo esto, aunque en el paquete donde se encuentre el ToF de referencia no se encuentren contenidas total o parcialmente las emisiones de los códigos detectados en el paquete incorrecto, se generarán en su defecto unos ToFs virtuales en el paquete correcto obtenidos a partir de ellos. Esto implica que pudiese ocurrir que las muestras donde se identifica el pico correspondiente a estos ToFs virtuales, pudieran encontrarse fuera de los límites del *buffer*. Este hecho, no supone ningún problema desde el punto de vista del posicionamiento dado que al estar utilizando multilateración, lo relevante es conocer los DToF's, respecto a la baliza que se tome de referencia. También ha de tenerse en cuenta que realizando este procedimiento para resolver el problema se asume implícitamente que el usuario no se ha movido durante el intervalo de tiempo comprendido entre dos emisiones consecutivas, es decir durante 35 ms. Esta aproximación es asumible siempre y cuando la velocidad del usuario no sea excesiva, circunstancia que no se contempla en entornos de interior como para los que está diseñado este ALPS.

Para ilustrar el procedimiento que se acaba de explicar de forma sencilla, a modo de ejemplo se utilizará una señal compuesta por la emisión de la suma de dos códigos Kasami desplazados 100 muestras uno respecto al otro con un periodo de emisión de 80 ms. La representación del contenido del *buffer* con esta señal adquirida cuando se genera la problemática puede observarse en la Figura 4.2 a).

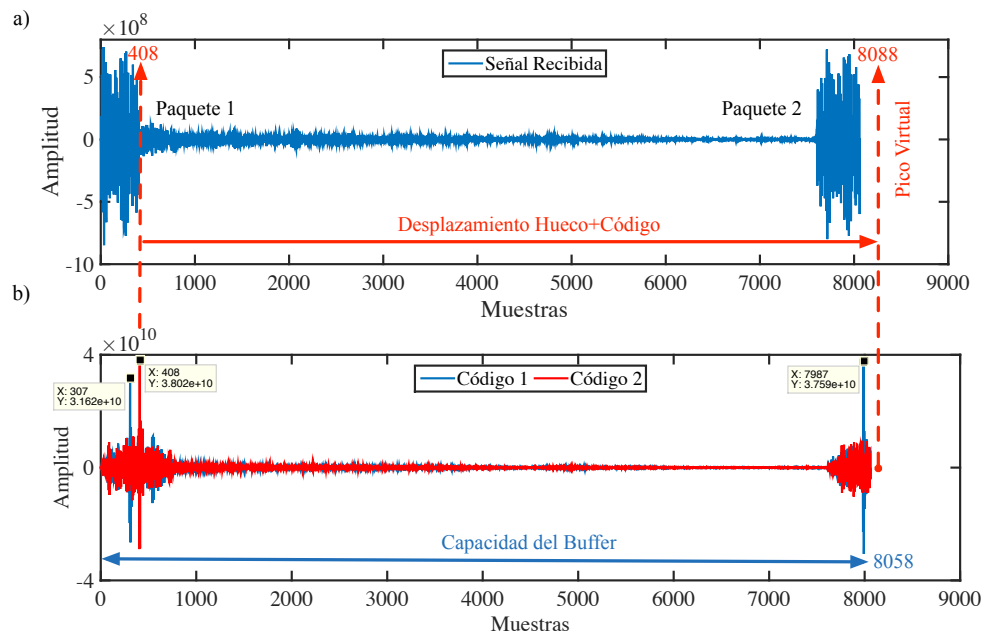


FIGURA 4.2: Representación del problema de asignación de ToFs.

En la Figura 4.2 b) se observan las correlaciones de la señal recibida respecto a los *Códigos* 1 y 2. Dada la ubicación de los picos de correlación, la longitud de los códigos (378 muestras) y la del buffer (8058 muestras), se puede inferir que el *Código* 1 no ha entrado al completo en el *Paquete* 1, pero sí que lo ha hecho en el *Paquete* 2. Por otro lado ocurre lo contrario con el *Código* 2, el cual ha entrado completamente en el *Paquete* 1, pero no ha sido así en el *Paquete* 2. Además, se puede ver que si se intentan determinar los ToFs a través de la búsqueda de los máximos de la amplitud de cada una de las señales de correlación, se obtendría que el pico para el *Código* 2 estaría en la muestra 408, es decir en el *Paquete* 1 y el pico de correlación del *Código* 1 estaría en la muestra 7987, es decir en el *Paquete* 2. Obviamente esto generaría una estimación incorrecta de los ToFs y consecuentemente un error en el posicionamiento. Aplicando el método descrito anteriormente, se tomaría el pico del *Código* 1 situado en el *Paquete* 2 como referencia y se desplazaría el pico del *Código* 2 situado en el *Paquete* 1 hasta la posición que le correspondería en el *Paquete* 2, es decir se le trasladaría a la muestra 8088 como se observa en las figuras 4.2 a) y b). Téngase en cuenta que ese pico en realidad no existe, y que en el método propuesto se reconstruye de forma virtual para poder obtener así una estimación correcta del ToF.

### 4.3. Cancelación de Interferencias por Acceso Múltiple

Los sistemas CDMA permiten un tiempo de obtención de la posición del usuario menor que los sistemas basados en TDMA. Sin embargo, debido al solapamiento de las señales emitidas por las balizas tanto en el tiempo como en la frecuencia, estos sistemas sufren del llamado efecto de Interferencia por Acceso Múltiple (MAI). Este efecto provoca una estimación incorrecta de los tiempos de vuelo (*outliers*), y en consecuencia se generan errores en la estimación de la posición del usuario que pueden llegar a ser grandes. Una solución a priori puede ser la utilización de códigos ortogonales de mayor longitud que ofrezcan más ganancia de proceso y mejor resistencia al MAI, sin embargo, esto puede no resultar conveniente en sistemas acústicos basados en dispositivos móviles. Esto se justifica, por un lado debido a los efectos negativos que la elección de estos códigos de mayor longitud conllevan respecto a la generación del efecto multicamino, y por otro, a que este incremento en la longitud de la emisión implica un mayor coste computacional en el receptor, circunstancia muy a tener en cuenta cuando la unidad de procesamiento es un *smartphone* o *tablet* como aquí ocurre.

Por lo tanto, para mitigar el efecto MAI se ha optado por la adaptación de algoritmos de cancelación de interferencia sustractiva que han sido ampliamente utilizados en el ámbito de los sistemas de comunicación inalámbrica mediante CDMA [PH94, Mos96, MdSC00]. Estos algoritmos han sido recientemente adaptados para poder ser utilizados en sistemas de posicionamiento acústicos [SPRG14], y en este trabajo han sido optimizados para poder ser implementados en dispositivos móviles con capacidad de procesamiento limitada como el *iPad*.

En el desarrollo del algoritmo de cancelación de MAI que se propone, se asume que el sistema de posicionamiento está compuesto por  $N$  balizas emisoras en localizaciones conocidas, y que éstas emiten códigos digitales modulados  $g_j(t)$ ,  $j = 1, \dots, N$ . Siendo así, la señal acústica adquirida en el receptor puede ser expresada como:

$$r(t) = \sum_{j=1}^N A_j \cdot (h_j * g_j)(t - t_j) + \eta(t), \quad (4.1)$$

donde  $t_j$  y  $A_j$  son, respectivamente el ToF y la amplitud de la señal recibida proveniente de la baliza  $j$ -ésima, y  $\eta(t)$  representa ruido blanco gaussiano incorrelado. El operador convolución (\*) denota el efecto de filtrado producido por la respuesta impulsiva del canal acústico  $h_j(t)$ , respuesta que es a priori desconocida debido a su dependencia con la orientación relativa entre el emisor y el receptor.

Por otro lado, la correlación de la señal adquirida en el receptor  $r(t)$  con el patrón de la baliza  $k$ -ésima alojado en el banco de correladores  $g_k(t)$ , generará a su salida una señal de correlación que puede ser expresada de la siguiente forma:

$$R_{rg_k}(t) = r(t) * g_k(-t) = \left[ \sum_{j=1}^N A_j \cdot (h_j * g_j)(t - t_j) + \eta(t) \right] * g_k(-t) \quad (4.2)$$

que puede desarrollarse como:

$$R_{rg_k}(t) = A_k \cdot (h_k * R_{g_k g_k})(t - t_k) + \sum_{j \neq k} A_j \cdot (h_j * R_{g_k g_j})(t - t_j) + \eta(t), \quad (4.3)$$

donde  $R_{g_k g_j}(t)$  es la correlación cruzada de los códigos  $g_k(t)$  y  $g_j(t)$ , y se ha utilizado además la propiedad conmutativa de los operadores correlación y convolución [Car86]. Esta expresión puede reescribirse de forma más compacta:

$$R_{rg_k}(t) = A_k \cdot (h_k * R_{g_k g_k})(t - t_k) + \text{MAI}_k + \eta(t), \quad (4.4)$$

donde se distingue en el primer término de la derecha de la expresión 4.4 la autocorrelación del  $k$ -ésimo código emitido convolucionada con la respuesta del canal  $h_k(t)$ . Este filtrado es el responsable en la aparición del efecto de Interferencia Inter Símbolo (ISI, del inglés *Inter Symbol Interference*). El segundo término de la derecha ( $\text{MAI}_k$ ), representa el MAI respecto al resto de balizas, consecuencia de la no idealidad en la ortogonalidad entre los códigos  $g_j(t)$ .

Se asume que la respuesta impulsiva para el  $j$ -ésimo transmisor puede ser modelada como:

$$A_j \cdot (h_j * g_j)(t) \simeq \sum_{i=1}^{M_j} \hat{A}_{ji} g_j(t - \hat{t}'_i), \quad (4.5)$$

donde  $M_j$  es un número variable de copias del código emitido  $g_j(t)$ , siendo  $M_j = 1$  si no se produce compensación del ISI. El tiempo de retardo  $\hat{t}'_i$  no está discretizado y no se corresponde necesariamente con múltiplos enteros del tiempo de muestreo.

En el algoritmo que se describe a continuación, se propone la compensación del efecto ISI mediante la estimación de la respuesta impulsiva de cada canal acústico según 4.5, al mismo tiempo que se implementa un algoritmo sustractivo en paralelo para la cancelación de las interferencias (PIC, del inglés *Parallel Interference Cancellation*), producidas por el acceso múltiple. Los pasos de ejecución de este algoritmo se detallan a continuación:

1. **Cálculo inicial de las correlaciones.** En primer lugar, un banco de correladores genera una estimación inicial de las amplitudes  $\hat{A}_{k1}$  y de los retardos  $\hat{t}_{k1}$ , mediante la correlación de la señal adquirida  $r(t)$  con el conjunto de secuencias emitidas  $g_k(t)$ . Estas amplitudes son obtenidas a partir de la amplitud del máximo de cada una de las señales de correlación, y los retardos son obtenidos a partir del pico de correlación estimado mediante interpolación parabólica, circunstancia que permite alcanzar una precisión submuestrel en su determinación [CHOS95].
2. **Ordenación de amplitudes.** Las balizas se ordenan en orden decreciente respecto a la amplitud del pico de correlación obtenido en el paso 1. Esto significa que las balizas cuya señal se haya recibido con mayor potencia, serán procesadas primero.
3. **Sustracción del MAI del resto de balizas.** Para la  $k$ -ésima baliza se conforma la señal  $r_k(t)$  mediante la sustracción de las señales estimadas para el resto de balizas de la señal recibida  $r(t)$ , es decir:

$$r_k(t) = r(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \sum_{i=1}^{M_j} \hat{A}_{ji} g_j(t - \hat{t}_{ji}). \quad (4.6)$$

La señal  $r_k(t)$  será la mejor estimación en el receptor de la señal proveniente exclusivamente de la baliza  $k$ -ésima.

El siguiente paso en el algoritmo dependerá si se desea compensar el efecto ISI o no. Si este efecto no es compensado, se generarán las estimaciones mejoradas de  $\hat{A}_{k1}$  y  $\hat{t}_{k1}$  mediante la correlación de  $r_k(t)$  con  $g_k(t)$ . Sin embargo, si se desea compensar el efecto ISI, el algoritmo seguirá adelante realizando los pasos del 4 al 7 que se detallan a continuación.

4. **Procesamiento tipo *Rake*.** Para la  $k$ -ésima baliza se utilizará una estructura tipo *Rake* [Pro00], para generar un *array* de  $M'_k$  *fingers* (posibles posiciones del código recibido) mediante la correlación y sustracción repetidamente de  $r_k(t)$  con  $g_k(t)$ . El cálculo de todos los  $M'_k$  *fingers* se consigue con una sencilla operación de correlación:

$$R_k^{(1)}(t) = R_{r_k g_k}(t). \quad (4.7)$$

El valor máximo de  $R_k^{(1)}(t)$  se corresponde con el primer *finger*, que posee una amplitud mejorada  $\hat{A}_{k1}$  y un tiempo de retardo mejorado  $\hat{t}_{k1}$ . Los siguientes *fingers* son obtenidos de los máximos de las correlaciones  $R_k^{(i)}(t)$  con,  $i = 2, \dots, M'_k$ , calculadas mediante el desplazamiento temporal y la sustracción de la autocorrelación conocida del  $k$ -ésimo código:

$$R_k^{(i)}(t) = R_{r_k g_k}(t) - \sum_{j=1}^{i-1} \hat{A}_{kj} R_{g_k g_k}(t - \hat{t}_{kj}). \quad (4.8)$$

Esto permite disminuir el excesivo consumo de tiempo y recursos que conlleva el cómputo de las operaciones de correlación sucesivas.

5. **Elección del *finger* óptimo.** Si la totalidad de los  $M'_k$  *fingers* calculados correspondiesen con la verdadera señal emitida por la baliza  $k$ -ésima, simplemente sería necesario elegir el de mayor amplitud  $\hat{A}_{ki}$  como aquel que representa con mayor probabilidad la posición para el ToF. Sin embargo, el asumir esta premisa no genera buenos resultados para las señales de las balizas con menores amplitudes, debido a que sus picos de mayor amplitud pueden en realidad ser picos de la correlación cruzada de las señales correspondientes a las balizas más potentes que no fueron perfectamente eliminados en el paso 3. Por lo tanto, será necesario desarrollar un método que nos permita diferenciar de forma fiable, qué *fingers* pertenecen a la señal proveniente de la baliza  $k$ -ésima, y cuales son consecuencias de los efectos de interferencias con otras balizas. Para ello, se desarrollará un procedimiento heurístico que en nuestro caso particular ha proporcionado resultados satisfactorios. Para todos los *fingers* calculados con amplitudes positivas, la señal  $r_l$  de longitud igual a la de los códigos modulados emitidos, es extraída de  $r_k$ , tomando su final en la muestra del pico correspondiente al *finger*  $l$ -ésimo. Esta señal  $r_l$  es demodulada y muestreada en intervalos de *bit*:

$$y_l[n] = r_l^{BB}(\hat{t}_{kl} + n \cdot T_{\text{bit}}), \quad l \in \{1, \dots, M'_k | \hat{A}_{kl} > 0\}, \quad (4.9)$$

donde  $T_{\text{bit}}$  es el periodo del *bit*.

El *finger* más probable para la determinación de la posición correcta, será aquel que maximice la similaridad entre la señal  $r_l$  y el código transmitido por la  $k$ -ésima baliza  $g_k(t)$ , multiplicado por el valor absoluto de la amplitud del propio *finger*.

$$l_{\text{opt}} = \underset{l}{\operatorname{argmax}} \frac{|y_l[n] \cdot g_k[n]|}{|y_l[n]|} \cdot |\hat{A}_{kl}|. \quad (4.10)$$

6. **Selección de los *fingers* cercanos.** Como resultado del procesamiento llevado a cabo en el paso 5, se obtendrán  $\hat{A}_{kl}$  y  $\hat{t}_{kl}$  con  $l = l_{\text{opt}}$  como la mejores estimaciones del ToF y la amplitud de la señal proveniente de la baliza  $k$ -ésima. Aquellos *fingers* cuyos ToFs no estén lo suficientemente cercanos al ToF del *finger* óptimo, es decir,  $\hat{t}_{ki} - \hat{t}_{kl} > T_b$  ó  $\hat{t}_{ki} - \hat{t}_{kl} < -T_a$ , donde los tiempos  $T_a$  y  $T_b$  son determinados experimentalmente, serán descartados como *fingers* provenientes del efecto MAI. Estos tiempos límites inferior  $-T_a$  y superior  $T_b$  de la respuesta impulsiva del transductor han sido obtenidos experimentalmente en base a criterios heurísticos para este sistema en particular. Por otro lado, aquellos *fingers* que estén dentro de esta ventana de tiempos y por lo tanto se encuentren lo suficientemente próximos al *finger* óptimo, serán considerados pertenecientes a la respuesta impulsiva del transductor, que será estimada de la forma:

$$A_k \cdot (h_k * g_k)(t) \simeq \sum_{i=1}^{M_k} \hat{A}_{ki} g_k(t - \hat{t}_{ki} + \hat{t}_{kl}), \quad (4.11)$$



7. **Escalado de las amplitudes.** Como se ha puesto de manifiesto en otros trabajos [Mos96], la incorrecta sustracción de las amplitudes y estimación de los ToFs en la señal recibida, puede causar importantes errores en el posicionamiento, sobre todo cuando esto ocurre en la primera iteración del algoritmo sustractivo. Por este motivo en este paso se procede al escalado de las amplitudes calculadas para los *fingers* seleccionados en el paso 6, de acuerdo a la confianza que se tiene en la estimación de cada uno de ellos. Como valor de confiabilidad se utilizó el número de *bits* correctamente decodificados en el paso 5, quedando así ponderada la amplitud del *finger* como:

$$\hat{A}_{ki} = \frac{\text{Bits correctamente decodificados}}{\text{Longitud en bits de la señal}} \cdot \hat{A}_{ki}, \quad i = 1, \dots, M_k. \quad (4.12)$$

8. **Proceso iterativo.** El proceso es repetido para todas las balizas de manera iterativa desde el paso 2 en adelante. El bucle finaliza cuando la energía residual de la señal resultante de sustraer de la señal adquirida original la suma de todas las señales de los *fingers* validados para todas y cada una de las balizas, es decir:

$$E = \left[ r(t) - \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^{M_k} \hat{A}_{ki} g_k(t - \hat{t}_{ki}) \right]^2, \quad (4.13)$$

para de decrecer, o bien cuando los ToFs ( $\hat{t}_{ki}$ ) difieren en menos de  $1 \mu s$  de aquellos que fueron computados en la iteración anterior. Estos criterios van a garantizar una rápida convergencia del método iterativo. En la Figura 4.3 se muestra el diagrama de flujo representativo del procesamiento realizado por el algoritmo de compensación de MAI.

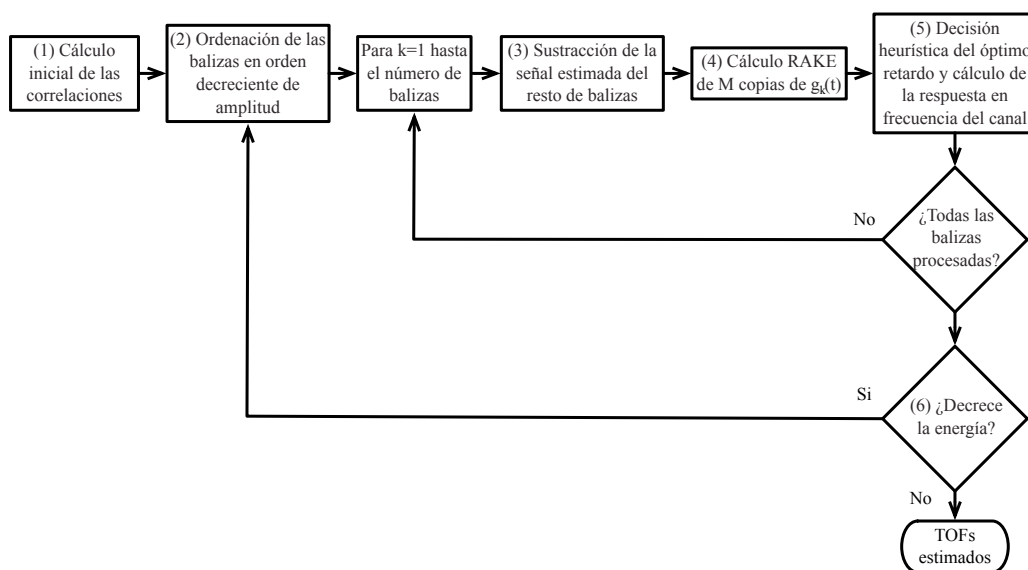


FIGURA 4.3: Diagrama de flujo del algoritmo de compensación de MAI.

#### 4.4. Cancelación del Multicamino

Uno de los efectos que puede afectar sobremanera al correcto funcionamiento de un ALPS es sin duda el multicamino. Este fenómeno resulta perjudicial en la detección de las señales emitidas por las balizas cuando el receptor se encuentra en las proximidades de los límites físicos de la habitación. En estas localizaciones la señal recibida puede estar compuesta además de por la línea de emisión directa (LoS, del inglés *Line of Sight*), por otras componentes adicionales, fruto de las reflexiones sufridas por la emisión en paredes, suelo y/o techo. La adición de estas componentes inde-seadas va a interferir en las propiedades de correlación de la emisión proveniente del camino directo deteriorando sus propiedades de correlación y dificultando con ello el posicionamiento del usuario.

La principal consecuencia que tiene el multicamino sobre la correlación de la señal recibida es la aparición de diversos picos pertenecientes a la emisión directa y a las reflejadas. Por lo tanto será crucial poder diferenciar los picos pertenecientes a las emisiones reflejadas en favor del pico correspondiente a la emisión LoS. Resulta obvio que, dado que la LoS es la distancia más corta entre emisor y receptor, su ToF será por tanto el menor de los obtenidos y por consiguiente su pico de correlación correspondiente será el obtenido en primer lugar. Sin embargo, ocurre que en determinadas ocasiones, éste primer pico de correlación no es el de mayor amplitud, por tanto, si no se utiliza alguna técnica adicional para la correcta determinación del pico de correlación, la mera elección del pico correcto como aquel de mayor amplitud, conducirá a la determinación de un ToF equivocado. Por ello será necesario el desarrollo de un algoritmo que pueda prevenir esta situación y resolver el pico correcto de correlación cuando el sistema se encuentre en zonas susceptibles de estar afectadas por multicamino.

Para resolver este problema se asumirá que la señal adquirida por el receptor posee tal naturaleza que puede ser aproximada en forma dispersa, es decir, se supondrá que ésta puede ser expresada como una combinación lineal de pocos vectores de una base en un determinado espacio. Desde un punto de vista general, el problema de aproximación dispersa (SAP, del inglés *Sparse Approximation Problem*) consiste en la estimación de un vector disperso ( $\xi$ ) que satisfaga un sistema lineal de ecuaciones dado por un conjunto de datos multidimensionales ( $x$ ) y una matriz de diseño ( $D$ ) que contiene entradas de vectores independientes, también denominada diccionario [Nat95]. Es decir, se considerará el sistema de ecuaciones lineales:

$$x = D \cdot \xi \tag{4.14}$$

donde  $D$  es una matriz de dimensiones  $m \times p$  con  $m \ll p$ ,  $x \in \mathbb{R}^m$  y  $\xi \in \mathbb{R}^p$ .

La justificación subyacente para la utilización de la aproximación dispersa es la consideración de que aunque los datos de la señal a aproximar son multidimensionales (dimensión  $m$ ), la señal real está proyectada en algún subespacio de dimensión menor ( $k \ll m$ ). Esto implica que  $x$  puede ser descompuesto como una combinación lineal de tan sólo algunos vectores denominados átomos, de dimensión  $m \times 1$  pertenecientes a  $D$  que vendrán especificados y ponderados por los índices y los valores del vector disperso  $\xi$ . Estos vectores, denominados átomos, compondrán la base del subespacio que contiene a la señal  $x$ , que a diferencia de otros métodos de reducción de la dimensionalidad como el Análisis de Componentes Principales (PCA, del inglés *Principal Component Analysis*) no exige que éstos sean ortogonales entre sí. Por consiguiente el problema de representación dispersa de una señal podría ser representado como:

$$\min_{\xi \in \mathbb{R}^p} \|\xi\|_0 \quad \text{tal que} \quad x = D \cdot \xi \quad (4.15)$$

siendo  $\|\cdot\|_0$  la norma que indica cuantas entradas del vector  $\xi$  son distintas de cero. Por tanto la resolución del problema de aproximación dispersa implicará encontrar el vector  $\xi$  con menor número de componentes no nulos que al ser proyectado sobre  $D$  mejor represente a la señal  $x$ .

Para la resolución del SAP se pueden encontrar en la literatura diversos algoritmos, denominados *Sparse Approximation Algorithms* (SAAs) como son *Matching Pursuit* (MP)[MZ93], *Matching Pursuit Orthogonal* (MPO) [PRK93], *Complementary Matching Pursuit* (CMP) [RG08] o Método *Lasso* [Tib96] entre otros. Existen además varios trabajos donde se establece una comparativa de rendimiento entre los diversos SAAs como ocurre en [RS09] o en el trabajo de tesis desarrollado por [Bre09] donde se lleva a cabo un estudio de los SAAs más relevantes. En este trabajo se establece que los dos SAAs que mejores resultados aportan son MPO y *Lasso*. En síntesis, el autor llega a la conclusión de que *Lasso* aporta unos resultados ligeramente mejores que MPO pero a un precio computacional mayor.

Tanto *Lasso* como MPO o cualquiera de sus variantes que se exponen en [Bre09]: *Stagewise Orthogonal Matching Pursuit* (StOMP)[DTDS12], *Regularized Orthogonal Matching Pursuit* (ROMP) [NV10], *Compressive Sampling Matching Pursuit* (CoSaMP) [NT09] son procesos iterativos computacionalmente costosos que presentan el inconveniente de que se ha de calcular la amplitud de cada uno de los componentes de la respuesta impulsiva del canal a través de la resolución de un problema de mínimos cuadrados en cada iteración. Esta circunstancia, extendida a los cuatro canales del sistema propuesto y con una longitud de las señales adquiridas en el *buffer* rondando las 8000 muestras hace inviable el manejo de matrices pseudoinversas de ese orden en la resolución por mínimos cuadrados mediante un *iPad*.

Sin embargo, el algoritmo MP en su versión básica, pese a que en algunas circunstancias pueda ofrecer un rendimiento ligeramente inferior al resto de algoritmos, es computacionalmente mucho más sencillo [CRKDA99]. La gran ventaja reside en que los problemas de mínimos cuadrados citados anteriormente no necesitan ser resueltos, estimándose la amplitud de los componentes de la respuesta impulsiva del canal disperso como la amplitud del pico de la correlación cruzada de la señal recibida con el patrón emitido, normalizada por la energía de dicho patrón.

Todas estas circunstancias justifican la elección del algoritmo MP básico como un método eficiente para la estimación dispersa del canal acústico que posibilitará el desarrollo de un procedimiento para la cancelación del multicamino.

#### 4.4.1. Estimación dispersa del canal mediante Matching Pursuit

Para la deducción formal del algoritmo *Matching Pursuit* se partirá sin pérdida de generalidad de la consideración de un único canal, definido por una pareja emisor-receptor. Siendo así, la señal recibida ( $r$ ), puede ser expresada en la forma:

$$r(m) = \sum_{k=0}^{N-1} s(m-k)h(k) - n(m), \quad m = 0 \dots, M-1 \quad (4.16)$$

donde  $s(m)$ ,  $m = 0 \dots, M-1$  es la secuencia emitida,  $h(k)$  es la respuesta impulsiva estacionaria del canal con  $k = 0 \dots, N-1$  y finalmente  $n(m)$ , tomando  $m = 0 \dots, M-1$  son muestras de ruido blanco Gaussiano. La expresión 4.16 puede ser representada explícitamente en forma matricial como:

$$\begin{pmatrix} s(0) & 0 & \dots & 0 \\ s(1) & s(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ s(M-1) & s(M-2) & \dots & s(M-N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ h(N-1) \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} r(0) \\ r(1) \\ \vdots \\ r(M-1) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n(0) \\ n(1) \\ \vdots \\ n(M-1) \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

O de manera análoga expresado en forma abreviada:

$$\mathbf{S}\mathbf{h} = \mathbf{r} + \mathbf{n} \quad (4.18)$$

donde  $\mathbf{S}$  es la matriz de Toeplitz [Bar69] del patrón emitido.

En general, el vector estimado de la respuesta impulsiva del canal  $\hat{\mathbf{h}}$  puede ser obtenido mediante mínimos cuadrados resolviendo la expresión 4.18 en la forma:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{r} \quad (4.19)$$

siendo  $(\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T$  la pseudo inversa de la matriz  $\mathbf{S}$ . Esta solución nos asegura un vector de la respuesta impulsiva cuya convolución con el patrón recibido dará una estimación de la señal recibida  $\hat{\mathbf{r}}$  que minimiza la diferencia de elementos cuadráticos con los de la señal recibida original. Sin embargo, si se asume la hipótesis de partida de que la naturaleza del canal permite su estimación de manera dispersa, será posible obtener una buena aproximación de la señal recibida utilizando una combinación lineal de un pequeño número de columnas de la matriz  $\mathbf{S}$ . Dicho de otro modo, se busca una estimación de la respuesta impulsiva del canal  $\hat{\mathbf{h}}$ , donde solamente un pequeño número de sus componentes sean distintos de cero y que nos permita hacer la aproximación  $\mathbf{S}\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{r}} \approx \mathbf{r}$ .

Para ello, se recurre a el algoritmo MP que opera mediante los siguientes pasos:

1. Para la primera iteración ( $j = 1$ ) se parte de la señal recibida  $r_1(m) = r(m)$ .
2. El algoritmo busca el vector columna  $c_{l_j}(m)$  de la matriz  $\mathbf{S} = [c_1(m), c_2(m), \dots, c_N(m)]$ , mejor alineado (con mayor producto escalar) respecto al vector columna  $r_j(m)$ .

$$l_j = \arg \max_k \frac{|c_k(m)^T r_j(m)|^2}{\|c_k(m)\|^2} \quad (4.20)$$

3. Se calcula la componente  $j$ -ésima  $\hat{h}_j$  de la respuesta impulsiva  $\hat{\mathbf{h}}$  cuya amplitud vendrá dada como el valor del producto escalar  $c_{l_j}(m)^T \cdot r_j(m)$  normalizado por la energía del vector  $c_{l_j}(m)$ , de esta forma:

$$\hat{h}_j = \frac{c_{l_j}(m)^T r_j(m)}{\|c_{l_j}(m)\|^2} \quad (4.21)$$

estando ubicada en la posición  $l_j$  de  $\hat{\mathbf{h}}$ , es decir,  $\hat{\mathbf{h}}(l_j) = \hat{h}_j$ .

4. Se sustrae de la señal  $r_j(m)$  su proyección sobre la dirección del vector  $c_{l_j}$ , obteniéndose un nuevo vector  $r_{j+1}(m)$ , al que se le denomina residuo, o sea:

$$r_{j+1}(m) = r_j(m) - \frac{c_{l_j}(m)^T r_j(m) c_{l_j}(m)}{\|c_{l_j}(m)\|^2} \quad (4.22)$$

5. Utilizando el residuo obtenido en el paso anterior se procederá nuevamente de acuerdo a los pasos desde 2 hasta 5 en una nueva iteración ( $j+1$ ). Este proceso, se repetirá iterativamente hasta que la energía del residuo obtenido en la  $j$ -ésima iteración se considere lo suficientemente pequeña.

#### 4.4.2. Cancelación del Multicamino

La estimación del canal en forma dispersa que posibilita el algoritmo MP es una herramienta que puede ser utilizada para la cancelación del multicamino. De hecho, esta técnica de aproximación dispersa de señales, puede ser extrapolada al ámbito de los sistemas CDMA y ser vista como un algoritmo de cancelación sucesiva de interferencias (SIC, del inglés *Successive Interference Cancellation*) [PH94]. En los trabajos llevados a cabo por [GT05, JR08] se pone de manifiesto la analogía existente entre ambos algoritmos y se demuestra la utilidad del algoritmo MP tanto para la decodificación de señales transmitidas, como para la estimación de los parámetros del canal. Para ello, será necesario extender el algoritmo MP a un sistema de  $I$  canales donde la señal recibida pueda ser expresada de acuerdo a la expresión 4.18 de la siguiente forma:

$$\mathbf{r} = \sum_{i=1}^I \mathbf{S}^i \mathbf{h}^i - \mathbf{n} \quad (4.23)$$

donde  $\mathbf{r}$  es la señal recibida,  $\mathbf{S}^i$  y  $\mathbf{h}^i$  son la matriz de Toeplitz del patrón emitido y la respuesta impulsiva del canal  $i$ -ésimo respectivamente, y por último,  $\mathbf{n}$  es ruido blanco Gaussiano.

En base a ello, se propone el diseño de un nuevo algoritmo basado en la arquitectura de procesamiento SIC, donde cada uno de los canales será estimado en forma dispersa mediante el algoritmo MP. Este algoritmo, que será denominado SIC/MP, por un lado realizará un procesamiento de las señales en orden decreciente de la amplitud de los componentes de las respuestas impulsivas de los canales y, por otro, irá almacenando aquellas componentes de mayor amplitud en cada iteración, hasta componer la respuesta impulsiva de cada canal. Posteriormente, estas respuestas impulsivas serán procesadas para cancelar el multicamino y determinar los ToF reales para cada canal. De forma más explícita, se detalla a continuación el procesamiento de la señal recibida llevado a cabo por el algoritmo SIC/MP. Este procesamiento de la señal será ejecutado en los siguientes pasos:

1. En cada iteración se calcula de forma simultánea una nueva componente de la respuesta impulsiva de cada canal del sistema mediante MP. Es decir, para la  $j$ -ésima iteración y canales  $i$ , con  $i = 1, \dots, 4$ , el algoritmo MP calcularía las componentes de su respuesta impulsiva con amplitud  $\hat{h}_j^i$ , ubicadas en la posición  $l_j^i$ , de acuerdo con la expresión:

$$\hat{h}_j^i = \frac{c_{l_j^i}^i(m)^T r_j(m)}{\|c_{l_j^i}^i(m)\|^2} \quad (4.24)$$

2. El algoritmo estima en cada iteración  $j$  la componente de mayor amplitud del conjunto de canales:

$$a_j = \arg \max_i \hat{h}_j^i \quad \text{con } i = 1, \dots, 4 \quad (4.25)$$

almacenándola y desechándose las componentes de los restantes canales,

$$\hat{\mathbf{h}}^{a_j}(l_j^{a_j}) = \hat{h}_j^{a_j} \quad (4.26)$$

Con esta componente se calcula un nuevo residuo para la estimación de los siguientes cuatro coeficientes de las respuestas impulsivas a evaluar:

$$r_{j+1}(m) = r_j(m) - \frac{c_{l_j^{a_j}}^{a_j}(m)^T r_j(m) c_{l_j^{a_j}}^{a_j}(m)}{\|c_{l_j^{a_j}}^{a_j}(m)\|^2} \quad (4.27)$$

Este procesamiento continuará iterativamente hasta que se consiga un número mínimo de componentes de la respuesta impulsiva para cada canal o un número máximo de iteraciones. Este número de coeficientes será especificado por el usuario.

3. Una vez conseguido el número mínimo de componentes por canal ( $f$ ), se elegirá para cada canal en cuestión las componentes candidatas a ser el tiempo de vuelo de la línea de visión directa (LoS-ToF). Para ello, se establecerá una umbralización donde sólo se considerarán como candidatas válidas del canal ( $\mathbf{b}^i$ ) a aquellas componentes de la respuesta impulsiva que superen un cierto valor de amplitud, que vendrá establecido como una fracción ( $\tau$ ) del valor del componente de la respuesta impulsiva de mayor amplitud. Por tanto:

$$\mathbf{b}^i = l^i \setminus \hat{\mathbf{h}}^i(l^i) > \tau \max(\hat{\mathbf{h}}^i) \quad (4.28)$$

Una vez hecha esta selección  $\mathbf{b}^i$ , se elegirá como LoS-ToF del canal  $i$ -ésimo a aquel coeficiente que superando el umbral esté localizado en la posición  $l^i$  más pequeña del vector  $\mathbf{b}^i$ , es decir, que tenga un ToF menor.

$$\text{LoS-ToF}^i = \min(\mathbf{b}^i) \quad \text{con } i = 1, \dots, 4 \quad (4.29)$$

Tanto el porcentaje de umbralización, como el número de componentes de la respuesta impulsiva por canal, son dos parámetros de diseño que obviamente van a condicionar el rendimiento del algoritmo.

## 4.5. Compensación del Efecto Doppler

### 4.5.1. Descripción del Fenómeno

En esta última sección del capítulo se abordará el estudio del efecto causado por el movimiento del receptor respecto al conjunto de balizas emisoras. Esta circunstancia genera un desplazamiento Doppler en las señales recibidas, produciéndose un deterioro en la calidad de los picos de correlación de esta señales, lo que conlleva una mayor dificultad a la hora de ser detectadas.

La baja velocidad de propagación del sonido en el aire permite una alta resolución en el posicionamiento, sin embargo, también es la responsable de la alta sensibilidad que tienen las señales emitidas a sufrir efecto Doppler. Este efecto se traduce en un aparente cambio en la frecuencia de la señal emitida, de tal forma que si el receptor se aproxima a la fuente se percibirá una señal de mayor frecuencia en el receptor que la realmente emitida por el emisor. De igual forma, cuando el receptor se aleja del emisor, la señal recibida en él posee una frecuencia menor a la de la señal realmente emitida. Para justificar estas afirmaciones se supondrá que el receptor con vector de posición  $\vec{r}_r$  se mueve con una velocidad  $\vec{v}_r$  respecto a una fuente emisora  $b$  que se encuentra en reposo en la posición  $\vec{r}_b$ . Esta fuente emitirá un sonido con velocidad  $c$  a frecuencia  $f$  y longitud de onda  $\lambda$ . En la Figura 4.4 se puede observar una descripción de la situación.

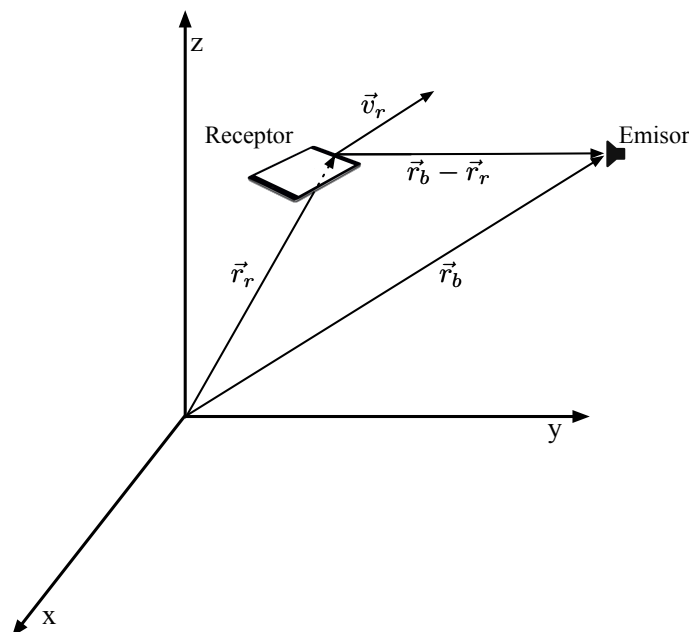


FIGURA 4.4: Representación vectorial del movimiento relativo entre emisor y receptor



Atendiendo a la Figura 4.4, la velocidad de la onda emitida  $c'$  respecto del receptor se podrá expresar como:

$$c' = c + \vec{v}_r \cdot \frac{\vec{r}_b - \vec{r}_r}{|\vec{r}_b - \vec{r}_r|} = c + \vec{v}_r \cdot \hat{u}_{rb} \quad (4.30)$$

donde  $\hat{u}_{rb}$  es el vector unitario en la dirección definida de emisor a receptor.

Si se asume que el medio de propagación es homogéneo, entonces la velocidad de propagación en él no cambia y por tanto tampoco lo hará su longitud de onda  $\lambda$ :

$$c = f \cdot \lambda \Rightarrow \lambda = \frac{c}{f} \quad (4.31)$$

Así, la frecuencia aparente captada en el receptor podrá ser expresada:

$$f' = \frac{c'}{\lambda} = \frac{c + \vec{v}_r \cdot \hat{u}_{rb}}{\lambda} = \frac{f \cdot (c + \vec{v}_r \cdot \hat{u}_{rb})}{c} \quad (4.32)$$

es:

$$f' = f \cdot \left[ 1 + \frac{\vec{v}_r}{c} \cdot \hat{u}_{rb} \right] \quad (4.33)$$

#### 4.5.2. Análisis del Fenómeno

El efecto Doppler ha sido ampliamente estudiado en los sistemas radar, donde sus consecuencias son sensiblemente menores a las que puede llegar a producir en un sistema sónar. Esto es debido a las diferencias existentes en la relación de velocidades emisor/receptor y a la velocidad de propagación de la señal en el medio para uno y otro sistema. Para poner de manifiesto esta mayor influencia, se podría tomar como ejemplo un sistema radar que intentase seguir a uno de los aviones más rápidos en la actualidad (NASA X-43). En este caso la proporción de velocidades, sería aproximadamente de  $(3,43 \times 10^3)/(3 \times 10^8) = 1,14 \times 10^{-5}$ , cociente sensiblemente menor al que se obtendría en un ALPS siguiendo a una persona caminando normalmente, que estaría en torno a los  $(1,8)/(343) = 5,25 \times 10^{-3}$ . Este ejemplo pone de relieve que el efecto Doppler es mucho más importante en el sistema sónar de lo que pudiera serlo en el sistema radar, y es por ello que debe ser considerado y estudiado de forma pormenorizada para extraer las posibles consecuencias que tanto en precisión como en fiabilidad puedan tener sobre el desempeño del sistema desarrollado en esta tesis.

Desde un punto de vista teórico, atendiendo a las características del sistema y de las señales emitidas, es posible realizar un estudio que permita una estimación de la velocidad máxima que puede alcanzar el receptor antes de que las señales recibidas se vean afectadas por un cambio en las condiciones del canal. Para poder cuantificar el valor de esta velocidad máxima, se hará uso de dos parámetros que describen la naturaleza cambiante del canal en el tiempo para una región determinada: la dispersión Doppler  $B_D$  y el tiempo de coherencia  $T_C$ .

La dispersión Doppler  $B_D$  es una medida del ensanchamiento espectral causado por la tasa de cambio temporal del canal acústico y se cuantifica como el rango de frecuencias donde el espectro Doppler recibido es distinto de cero. En el caso de emitir un tono sinusoidal puro de frecuencia  $f_c$ , el espectro Doppler de la señal recibida tendrá componentes que irán desde  $f_c - f_d$  hasta  $f_c + f_d$ . En el caso que nos ocupa, la variación del canal y el consiguiente ensanchamiento espectral  $f_d$  está provocado por el movimiento del receptor que puede ser obtenido desde la expresión 4.33 como:

$$f_d = f_c \cdot \left[ \frac{\vec{v}_r}{c} \cdot \hat{u}_{rb} \right] \quad (4.34)$$

El tiempo de coherencia del canal  $T_C$  es el equivalente de la dispersión Doppler en el dominio del tiempo, y puede ser expresado de forma inversamente proporcional al máximo valor en frecuencia del desplazamiento Doppler  $f_d$ , es decir:

$$T_C \propto \frac{1}{f_d} \quad (4.35)$$

Por otro lado, el tiempo de coherencia puede ser visto como una medida estadística del tiempo en el cual la respuesta impulsiva del canal se muestra prácticamente invariante, dicho de otro modo, es el tiempo durante el cual el canal tiene respuestas impulsivas altamente correlacionadas. Así, si la duración de la señal emitida es mayor que el tiempo de coherencia del canal, esto significaría que el canal habría cambiado durante la transmisión de la misma, y por tanto se produciría la distorsión de esta señal cuando es adquirida por el receptor.

El valor de  $T_C$  puede cuantificarse determinando el tiempo en el que la correlación de las respuestas impulsivas del canal se mantienen por encima de 0.5, viniendo expresado en la forma [Ste94]:

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (4.36)$$

donde  $f_d$  es, como ya se mencionó, el máximo desplazamiento Doppler obtenido en la expresión 4.34.

Por otro lado, la expresión 4.36 conocida como el modelo de Clarke puede resultar en ocasiones bastante restrictiva y es por ello que se opta por utilizar un criterio ampliamente aceptado en los sistemas modernos de comunicación digital que consiste en definir el tiempo de coherencia como la media geométrica de las expresiones 4.35 y 4.36, en ese caso:

$$T_C \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d} \quad (4.37)$$

En la expresión 4.37 el máximo desplazamiento Doppler  $f_d$  puede ser sustituido de acuerdo a la expresión 4.34 para obtener:

$$T_C \approx \frac{0,423}{f_c \cdot \left[ \frac{\vec{v}_r}{c} \cdot \hat{u}_{rb} \right]} = \frac{0,423 \cdot c}{f_c \cdot v_{rb}} \quad (4.38)$$

siendo  $v_{rb}$  la proyección del vector velocidad del receptor  $\vec{v}_r$  sobre la dirección receptor-emisor definida por el vector unitario  $\hat{u}_{rb}$ .

Si tenemos en cuenta que el valor de  $T_C$  para que la señal emitida no sufra distorsión debe ser al menos el tiempo de emisión, es decir  $N/f_c$ , donde  $N=63$  es el número de *bits* de la señal en banda base, se podrá calcular de forma aproximada la velocidad máxima del receptor como:

$$[v_{rb}]_{\text{máx}} \approx \frac{0,423 \cdot c}{N} = 2,3 \text{ m/s} \quad (4.39)$$

La expresión 4.39 establece la velocidad límite que puede tener el receptor para que el  $T_C$  sea igual al tiempo de emisión. Por lo tanto, esto implica que para velocidades superiores del receptor la señal recibida se verá afectada por las condiciones cambiantes del canal, siendo éstas las responsables de la atenuación y el deterioro de los picos de correlación.

Existen varios trabajos en los que sus autores demuestran que el efecto Doppler generado por el movimiento del receptor en un LPS puede deteriorar hasta tal punto las señales adquiridas que lleguen incluso a resultar irreconocibles [HHRH05, AH10]. En la Figura 4.5 se muestra una simulación sobre los efectos que el movimiento del receptor a diferentes velocidades tiene sobre la detección del pico de autocorrelación de las señales emitidas (códigos Kasami de 63 *bits*). Para ello se simuló el movimiento del receptor en el eje acústico del emisor y se evaluó la autocorrelación de la señal recibida. En la figura también se observa como la amplitud del pico de correlación a 2.5 m/s ha caído al 60 % respecto de su valor en reposo.

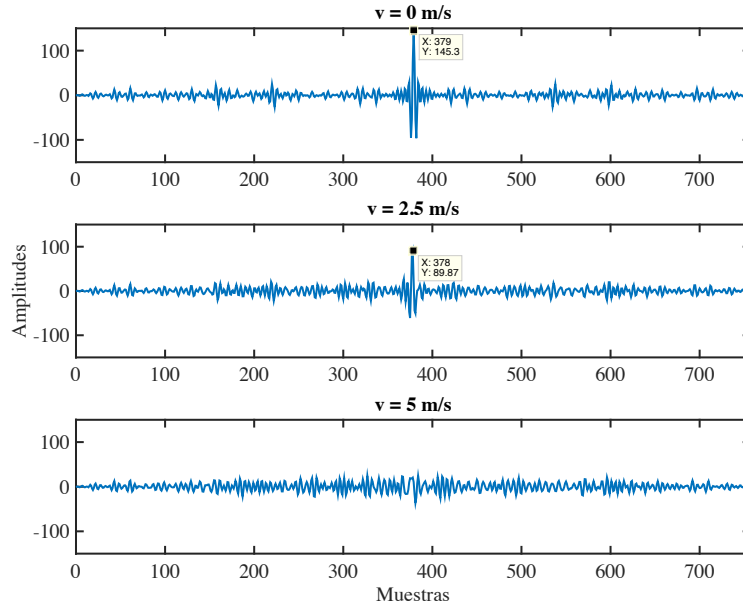


FIGURA 4.5: Deterioro del pico de autocorrelación con la velocidad del receptor.

En otro trabajo más reciente [PAA<sup>+</sup>11], se analizan los efectos que el desplazamiento Doppler produce sobre la autocorrelación (AC) y la correlación cruzada (CC) de señales codificadas. En este trabajo se utilizaron diversas familias de códigos binarios entre las que se encuentran los códigos Kasami utilizados en las emisiones del sistema de esta tesis. Para ilustrar las consecuencias que el efecto Doppler tiene sobre la detección de los picos de correlación de las señales recibidas cuando se somete al emisor a diferentes velocidades, los autores cuantifican la calidad de los picos detectados en la AC y en la CC para una familia de  $K$  códigos, mediante la definición de dos parámetros denominados *Bounds* ( $\Theta$ ) y definidos tal que:

$$\Theta_{AC} = \text{máx} \left\{ \frac{R_{r_i p_i}[k] \forall k \notin [-G \cdot M, G \cdot M], \forall i \in \{1, \dots, K\}}{\text{máx} R_{r_i p_i}} \right\} \quad (4.40)$$

$$\Theta_{CC} = \text{máx} \left\{ \frac{R_{r_i p_j}[k] \forall k}{\text{máx} R_{r_i p_i}}, \forall i, j \in \{1, \dots, K\}, i \neq j \right\} \quad (4.41)$$

siendo  $M$  el número de muestras del símbolo de modulación y  $R_{rp}$  la función de correlación aperiódica entre la señal recibida  $r[n]$  y el patrón registrado  $p[n]$ . Estos parámetros ( $\Theta_{AC}$  y  $\Theta_{CC}$ ), cuantifican en cada caso el máximo resultante para la proporción existente entre la amplitud del pico máximo de la AC del código  $i$ -ésimo ( $\text{máx} R_{r_i p_i}$ ) y el mayor pico fuera de una cierta ventana de exclusión centrada en el pico principal resultante bien de la AC del código  $i$ -ésimo o bien de la CC con el código  $j$ -ésimo según proceda. La anchura de esta ventana viene dada por un cierto factor de guarda  $G$  que se estima de tal forma que sea suficiente para abarcar los lóbulos laterales de la correlación.

Los resultados obtenidos en este trabajo pueden ser observados en la Figura 4.6.

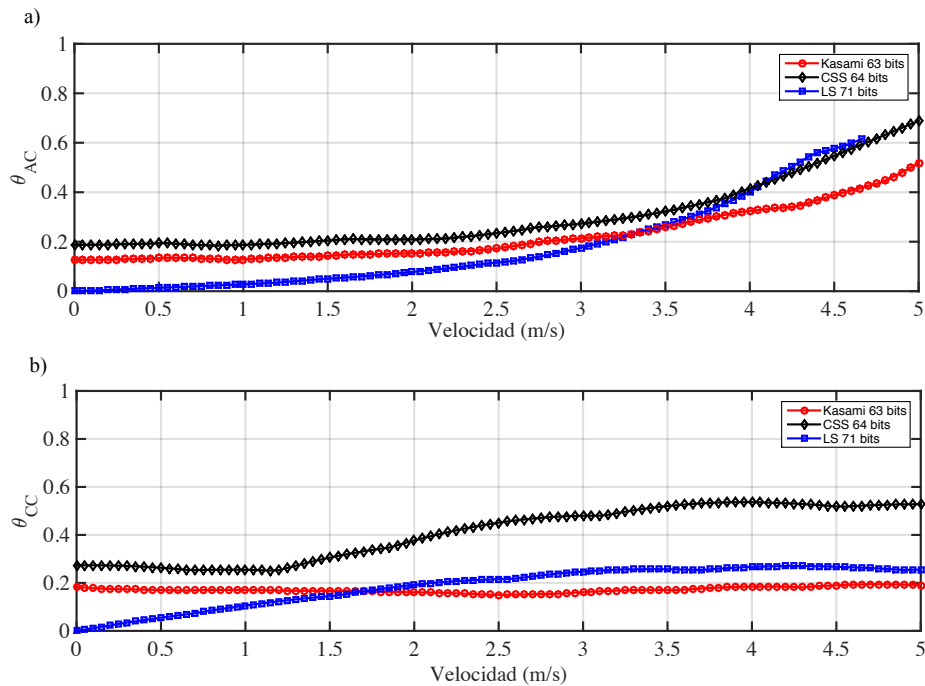


FIGURA 4.6: Figuras extraídas de [PAA<sup>+</sup>11] sobre la variación de: a)  $\Theta_{AC}$  y b)  $\Theta_{CC}$  con la velocidad, para diversas familias de códigos.

En este trabajo se utiliza tan sólo un emisor que se desplaza en línea recta a lo largo del eje acústico del receptor, siendo estas las condiciones óptimas para poder analizar el efecto Doppler que sufre la señal recibida. Bajo estas circunstancias en la Figura 4.6 a) y b) se muestran las variaciones del  $\Theta_{AC}$  y  $\Theta_{CC}$  respecto a la velocidad del emisor, obtenidas ambas mediante simulación con *Matlab*<sup>®</sup>. Como se muestra en ambas figuras, se somete al emisor a velocidades de hasta 5 m/s, velocidades que ni de lejos se podrían alcanzar por una persona en el interior de un ALPS. Para los códigos Kasami en particular, se observa que para la AC el valor del  $\Theta_{AC}$  aumenta con la velocidad, alcanzando un valor de 0.5 a la velocidad máxima, sin embargo, para el  $\Theta_{CC}$  su valor se mantiene prácticamente constante en 0.2 para todo el rango de velocidades.

A efectos prácticos, puede considerarse que un pico de correlación se detecta de forma clara siempre y cuando su *bound* ( $\Theta_{AC}$  o  $\Theta_{CC}$ ) sea inferior a 0.3, es decir, cuando la amplitud de los picos secundarios de la señal de AC o CC no superen el 30% del valor de la amplitud del pico principal. Asumiendo esta premisa, se puede inferir de la Figura 4.6 a) que para que la fiabilidad de los picos de AC obtenidos bajo estas condiciones ideales sea alta, el emisor no debería de superar en ningún caso los 3.5 m/s.

Para el sistema que nos ocupa compuesto por cuatro balizas emisoras fijas y un receptor móvil se ha procedido a realizar una simulación similar a la llevada a cabo en [PAA<sup>+</sup>11]. En este caso, se ha simulado la emisión simultánea de las cuatro balizas, teniéndose en cuenta la atenuación de la señal emitida con la distancia. Respecto a su ubicación, se han utilizado las coordenadas obtenidas en la sección 3.2.3 calculadas mediante AG. Posteriormente, se evaluó el *bound*  $\Theta$  de la correlación de la señal recibida respecto a los patrones emitidos para un rango de velocidades del receptor de 0 a 5 m/s en incrementos de 0.1 m/s, para las cuatro balizas emisoras. Como punto de evaluación de los resultados se tomó el centro del área de posicionamiento, obteniéndose los *bounds* de las correlaciones cuando el receptor pasaba por ahí a diferentes velocidades. Los resultados de este estudio se muestran en la Figura 4.7.

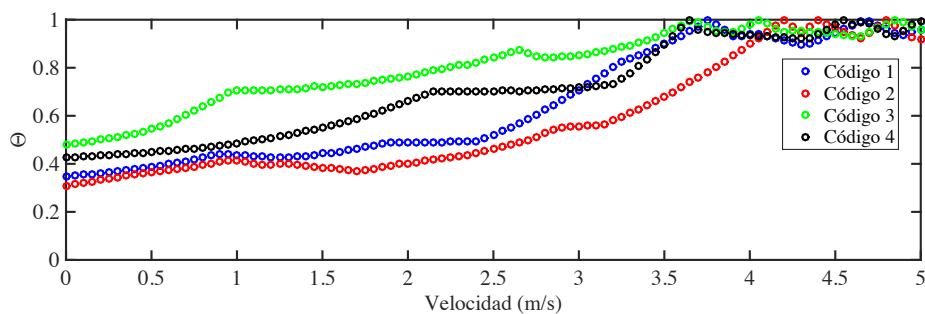


FIGURA 4.7: Variación de  $\Theta$  con la velocidad, para códigos Kasami de 63 *bits* en el sistema propuesto en esta tesis.

Como se puede observar en la Figura 4.7, nuevamente para velocidades superiores a los 3.5 m/s la totalidad de los códigos son indetectables. Sin embargo, en esta ocasión se parte de valores superiores de los *bounds* en reposo en comparación con los obtenidos en la Figura 4.6. Esto es debido esencialmente al MAI generado por la emisión simultánea de los cuatro códigos, pudiendo ocurrir que los códigos de las balizas que se encuentran más cercanas al punto de evaluación se reciban con mayor intensidad en el receptor que las emisiones provenientes de balizas más alejadas, provocando por tanto que el *bound* de las emisiones débiles sea más alto. Esto será debido a que las emisiones más potentes tienen una mayor influencia sobre la correlación cruzada, generándose picos secundarios de mayor amplitud. Por lo tanto, a tenor de los resultados obtenidos, se observa que el *bound* de las señales va a estar determinado tanto por la velocidad del receptor, como por el MAI en cada punto del área de posicionamiento. Esto significa que en aquellas zonas donde el MAI sea elevado, también lo será el *bound* de las señales débiles, y ello va a ocasionar que la fiabilidad del sistema sea muy sensible al movimiento dado que habrá poco margen para la detección clara del pico de correlación. Para resolver esta circunstancia se podría implementar un control de ganancia que regulase la potencia de la emisión de cada baliza en función de la

posición donde se encontrase el usuario en cada momento, sin embargo, esta solución sería incompatible con la implementación de un sistema multiusuario como el que se pretende desarrollar en esta tesis. Por lo tanto, dado que se descarta actuar sobre el sistema de emisión, la única opción posible para resolver el problema es desarrollar en el receptor un sistema capaz de compensar el efecto Doppler producido por el movimiento.

En el trabajo llevado a cabo por [AHM<sup>+</sup>13] se desarrolla un sistema capaz de compensar el desplazamiento Doppler causado por el movimiento del receptor en un sistema de posicionamiento ultrasónico mediante la utilización de un banco de filtros multitasa. En la Figura 4.8 puede verse un diagrama de bloques del receptor utilizado.

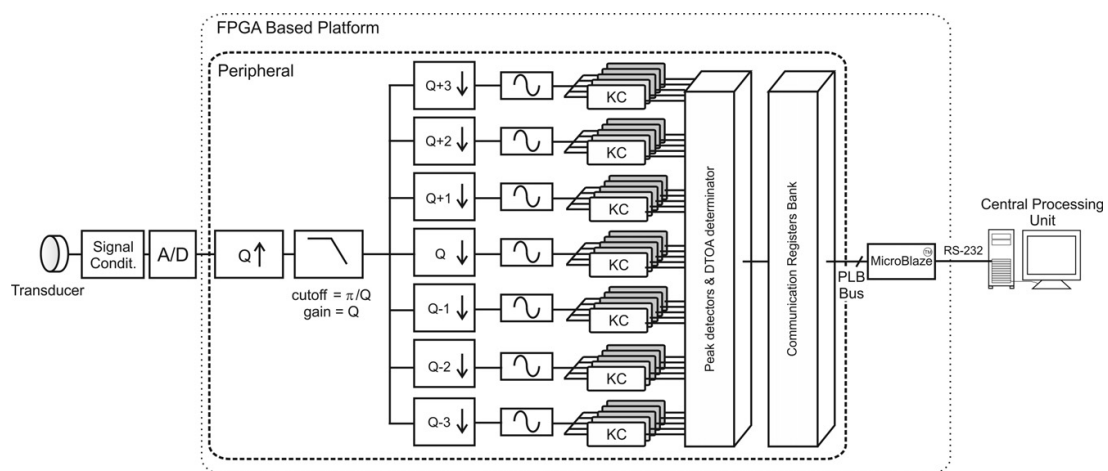


FIGURA 4.8: Diagrama del receptor tolerante al Doppler desarrollado en [AHM<sup>+</sup>13]

Como se observa en la Figura 4.8, la señal adquirida en el receptor es en primer lugar acondicionada y digitalizada convenientemente. Posteriormente una vez ésta llega a la FPGA es expandida en un cierto factor  $Q$  y sometida a un filtrado paso-baja, previo a su entrada en el banco de decimadores. Tras su salida del banco de decimadores la señal es sometida a una detector de picos para poder estimar los DToF que son enviados a una unidad externa de procesamiento.

El factor  $Q$  citado anteriormente va a venir expresado como el cociente  $f_s/f_c$ , es decir será la relación entre la frecuencia de adquisición  $f_s$  y la frecuencia de portadora  $f_c$  de la señal emitida. Este factor  $Q$  determina la expansión de la señal recibida, y por tanto va a determinar también la resolución de velocidad  $\Delta V_r$  que se podrá discernir en la compensación del Doppler. Así, que entre dos filtros multitasa consecutivos va existir un determinado incremento  $\Delta V_r$ , que para el caso del sistema desarrollado en [AHM<sup>+</sup>13] estaba estipulado en 0.67 m/s para un factor  $Q$  de 512.

El valor de  $\Delta V_r$  puede ser determinado partiendo de la expresión del periodo de la portadora desplazada:

$$T'_c(v_r) = T_c \cdot \frac{c}{c + v_r} \quad (4.42)$$

donde  $T_c$  es el periodo de la portadora no desplazada,  $c$  es la velocidad del sonido, y  $v_r$  es la velocidad radial del receptor.

La expresión anterior para el  $k$ -ésimo filtro acoplado, puede ser reescrita en la forma:

$$T'_c(v_{r_k}) = \left( Q + \frac{K+1}{2} - k \right) \cdot T_s \quad (4.43)$$

siendo  $T_s$  el período de muestreo,  $Q = f_s/f_c$  la proporción entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de portadora no desplazada,  $K$  es el número de filtros acoplados y  $v_{r_k}$  es la velocidad radial del receptor para el banco  $k$ .

Combinando las expresiones 4.42 y 4.43 y teniendo en cuenta que  $T_c = Q \cdot T_s$ :

$$Q \cdot T_s \cdot \frac{c}{c + v_{r_k}} = \left( Q + \frac{K+1}{2} - k \right) \cdot T_s \quad (4.44)$$

Si despejamos  $Q$ :

$$Q = \left( k + \frac{K+1}{2} - k \right) \cdot \frac{c + v_{r_k}}{v_{r_k}} \quad (4.45)$$

Asumiendo además que,  $|v_{r_k}| \ll c$  la expresión 4.45 puede ser simplificada en la forma:

$$Q \approx \left( k + \frac{K+1}{2} - k \right) \cdot \frac{c}{v_{r_k}} \quad (4.46)$$

O equivalentemente, se puede escribir para la velocidad radial:

$$v_{r_k} \approx \left( k + \frac{K+1}{2} - k \right) \cdot \frac{c}{Q} = \left( k + \frac{K+1}{2} - k \right) \cdot \Delta v_r \quad (4.47)$$

donde  $\Delta v_r = c/Q$  es la resolución Doppler, es decir, el incremento de velocidad radial del receptor existente entre dos filtros acoplados consecutivos.

Como se desprende de la expresión para  $\Delta v_r$ , este valor depende de la velocidad del sonido  $c$  y del factor  $Q$ , el cual a su vez es el cociente entre la frecuencia de adquisición  $f_s$  y la frecuencia de portadora  $f_c$ . Para el caso particular del estudio llevado a cabo en [AHM<sup>+</sup>13], se utilizó una FPGA cuya  $f_s$  era de 20 MHz, emitiéndose una señal modulada con  $f_c$  de 39.0625 kHz. El cociente entre ambas magnitudes posibilita un factor  $Q=512$ , que permite un  $\Delta v_r=0.67$  m/s.



Si tenemos en cuenta que en el sistema desarrollado en esta tesis se utilizan códigos Kasami de 63 *bits* modulados con una portadora  $f_c=16$  kHz y que el procesador del *iPad* posee una frecuencia de reloj  $f_{mclk}$  de 1 GHz esto significaría que estaríamos en condiciones de abordar un procesamiento en tiempo real de señales que poseyesen un factor  $Q$  máximo de:

$$Q_{\text{máx}} = \frac{f_{mclk}}{L \cdot f_c} = \frac{1 \cdot 10^9}{63 \cdot 16 \cdot 10^3} = 992 \quad (4.48)$$

que además de acuerdo con 4.47 permitiría una resolución Doppler de 0.346 m/s. Sin embargo, existe un factor limitante que imposibilita un buen rendimiento del *iPad* frente al efecto Doppler y es su baja frecuencia de muestreo  $f_s$  de 96 kHz. Teniendo en cuenta como se apuntó anteriormente que se utilizan señales moduladas con una  $f_c$  de 16 kHz, el máximo factor  $Q$  real que se podrá alcanzar vendrá dado según su definición como el cociente  $f_s/f_c$  que proporciona un factor  $Q=6$ . Este valor tan bajo de  $Q$  sólo va a permitir una resolución Doppler en la velocidad  $\Delta v_r=57.1$  m/s, dicha resolución resulta claramente insuficiente para las velocidades que se manejan en un LPS ultrasónico como el que se describe en este trabajo donde no se espera que el usuario supere los 5 m/s.

A tenor de estos resultados se concluye que el valor de la  $f_s=96$  kHz en el *iPad* es un factor determinante que limita la posibilidad de poder implementar un receptor tolerante al Doppler similar al diseñado en [AHM<sup>+</sup>13] en el sistema que se desarrolla en esta tesis. Dado que esta limitación tiene que ver intrínsecamente con el *hardware* del dispositivo, no existe margen de actuación que no pase por el cambio del dispositivo de adquisición. A pesar de ello, en el próximo capítulo destinado a la exposición de resultados se llevará a cabo una comparativa entre los resultados obtenidos por el *iPad* y los obtenidos por un sistema receptor con alta frecuencia de adquisición cuando ambos receptores son sometidos a un desplazamiento con velocidad de 2 m/s. En el análisis de estos resultados se pondrán de manifiesto las conclusiones extraídas en el estudio del problema que se ha llevado a cabo, poniendo además en evidencia la limitación existente en la fiabilidad del sistema en lo que al movimiento del receptor se refiere.



## Capítulo 5

# Resultados Experimentales

### 5.1. Introducción

En este capítulo se expondrán los resultados de las diversas pruebas experimentales llevadas a cabo para la evaluación del sistema propuesto en esta tesis. En ellas, se establecerá una comparativa del rendimiento del sistema con la utilización de los algoritmos de procesamiento descritos en el capítulo anterior, frente al obtenido sin la utilización de los mismos. Para evaluar estos rendimientos se analizarán los errores producidos en el posicionamiento respecto a un conjunto de posiciones de referencia previamente establecidas como *ground truth*. Estos valores de referencia permitirán por tanto establecer el número de *outliers* en cada experimento, entendiéndose por *outlier* toda aquella medida cuyo error supera un cierto valor máximo permitido.

Durante la adquisición de las señales emitidas se deberá tener en cuenta la fenomenología propia de este tipo de sistemas, considerando así efectos tales como el multicamino en aquellas zonas próximas a paredes y esquinas o en presencia de reflectores. También se deberá tener presente el fenómeno de interferencia por acceso múltiple (MAI), bien cuando se manifiesta como efecto *Near-Far* en aquellas situaciones donde el receptor se encuentra próximo a alguna de las balizas emisoras, o bien cuando el MAI se produce porque dicho receptor se ubica en posiciones donde el usuario se encuentra tan escorado respecto al eje acústico de algunas de las balizas, que produce que su señal se reciba débilmente debido a la atenuación sufrida por el patrón de directividad del emisor. Por otro lado, también se considerará el fenómeno de la dilución geométrica de la precisión (GDOP) debido a la distribución espacial de las balizas que será relevante en determinadas zonas. Todos los factores citados anteriormente influirán en los resultados obtenidos, y serán estudiados y corregidos en la medida de lo posible.

## 5.2. Entorno de Localización y Procedimiento de Medida

La sala donde se llevaron a cabo las pruebas experimentales es un recinto cerrado, cuyas dimensiones ya fueron especificadas en la Figura 3.2. Esta habitación está compuesta por: cuatro paredes de paneles de yeso prensado (pladur), una ventana de vidrio, una puerta de madera, un suelo de tarima flotante y un falso techo de placas de escayola. Todos estos materiales, según se ha podido constatar en el Catálogo de Elementos Constructivos del Código Técnico de la Edificación [cte15] poseen un bajo coeficiente de absorción acústica (sólo se ofrecen datos hasta una frecuencia de emisión máxima de 4 kHz), no superando en ningún caso este valor el 10%. Por ello, en el entorno donde se van a realizar las pruebas experimentales tendrán especial influencia los ecos producidos por las paredes, el suelo y en menor medida el techo. En la Figura 5.1 se puede observar una fotografía del entorno donde se realizaron las pruebas experimentales y la ubicación de las balizas.



FIGURA 5.1: Fotografía de la sala detallándose la ubicación de las balizas.

Como zona de posicionamiento se eligió una superficie cuadrada de 3 m de lado situada a una altura  $z=1.1$  m. Se creó en ella una cuadrícula de puntos con una resolución de 50 cm, estableciéndose así un conjunto de  $7 \times 7 = 49$  puntos de test sobre los que se evaluó el comportamiento del sistema. La ubicación de estos puntos se midió con el telémetro láser y se nombraron sistemáticamente en la forma  $p_{i,j}$  atendiendo a su fila  $i$  y a su columna  $j$  dentro de la cuadrícula. Por otro lado, la altura de 1.1 m a la que se coloca el receptor permaneció constante utilizándose para ello un soporte de fijación que permite el anclaje del *iPad* sobre un trípode regulable.

En la Figura 5.2 se detalla explícitamente la ubicación de cada uno de los puntos de test, así como sus coordenadas respecto al sistema de referencia.

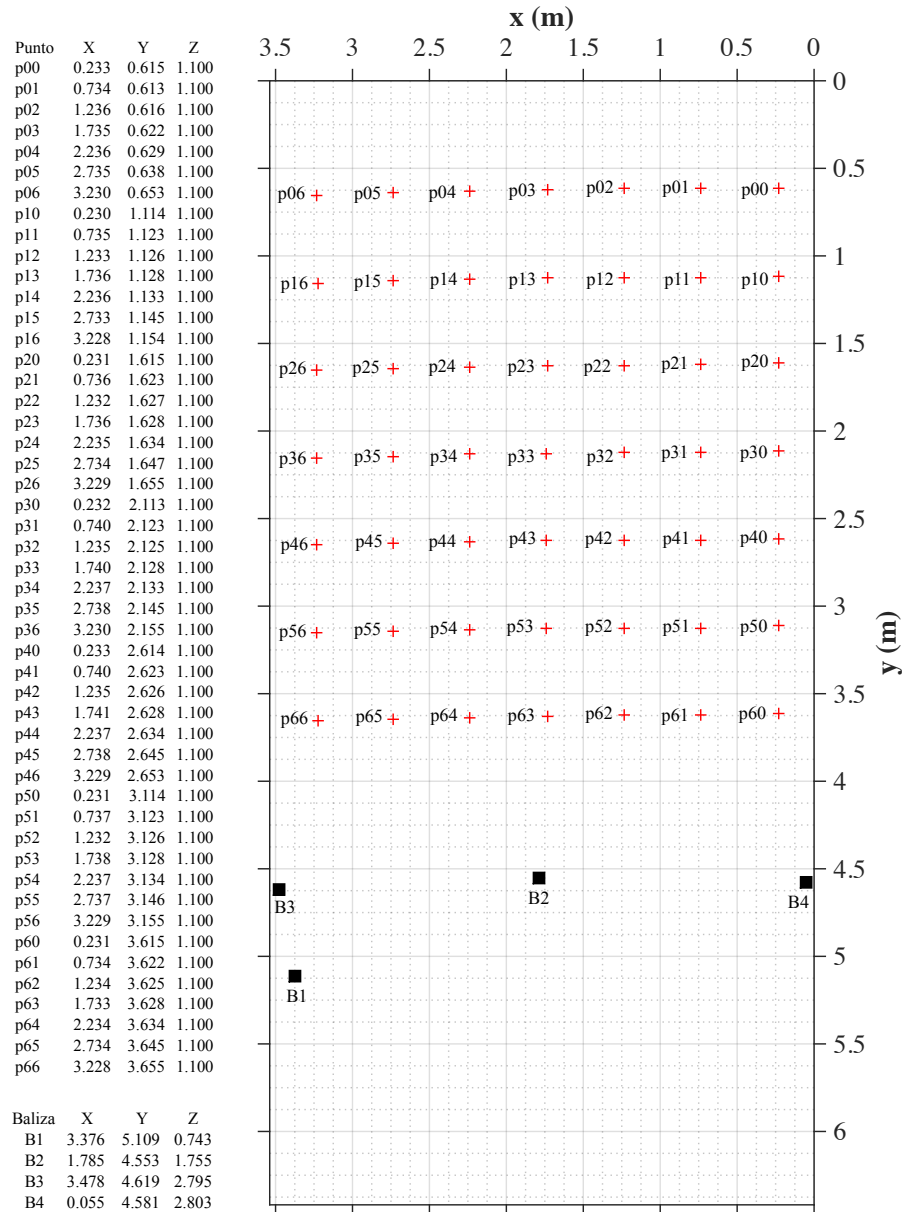


FIGURA 5.2: Ubicación de las balizas y los puntos de test.

Como puede observarse en la Figura 5.2, se ha determinado un área de posicionamiento cuyo perímetro se encuentra próximo tanto a las paredes como a la distribución de balizas emisoras. Esta proximidad, generará problemas de multicamino y de efecto cerca-lejos respectivamente, obligando con ello a la utilización de los algoritmos de procesamiento desarrollados en el capítulo anterior para su compensación.

Por otro lado, también se han tenido en cuenta los posibles efectos que los ecos provenientes de la presencia del usuario detrás del *iPad* podrían tener sobre la señal adquirida. Para verificar la existencia de estos posibles efectos se realizó una prueba adquiriendo un conjunto de 100 medidas en la zona central del área de posicionamiento (p33), con y sin la presencia del usuario. La presencia de este usuario ha sido evitada modificando la aplicación del *iPad* para que el proceso de inicio de la misma se retarde 5 segundos, tiempo suficiente para que el usuario abandone la sala hasta que la adquisición se haya completado.

La ubicación del *iPad* en cada uno de los puntos de test se llevó a cabo con la ayuda de un trípode regulable. Después de fijar el *iPad* en el trípode se reguló su altura de tal forma que el micrófono del dispositivo se encontrase a una altura de 1.1 m sobre el suelo. Posteriormente, una vez fijada la altura, se procedió a establecer las coordenadas  $x$  e  $y$  del punto de test, utilizando para ello una plomada con el objetivo de buscar la perpendicular entre el punto donde se encontraba el micrófono del *iPad* y el punto de test marcado en el suelo. Por último, se procedió a anotar la temperatura del entorno como paso previo a la adquisición de las medidas.

En la Figura 5.3 se pueden observar tanto a) el *iPad* en el trípode con la plomada sobre el punto de test, como b) el termo-higrómetro utilizado para la medición de la temperatura de la sala.

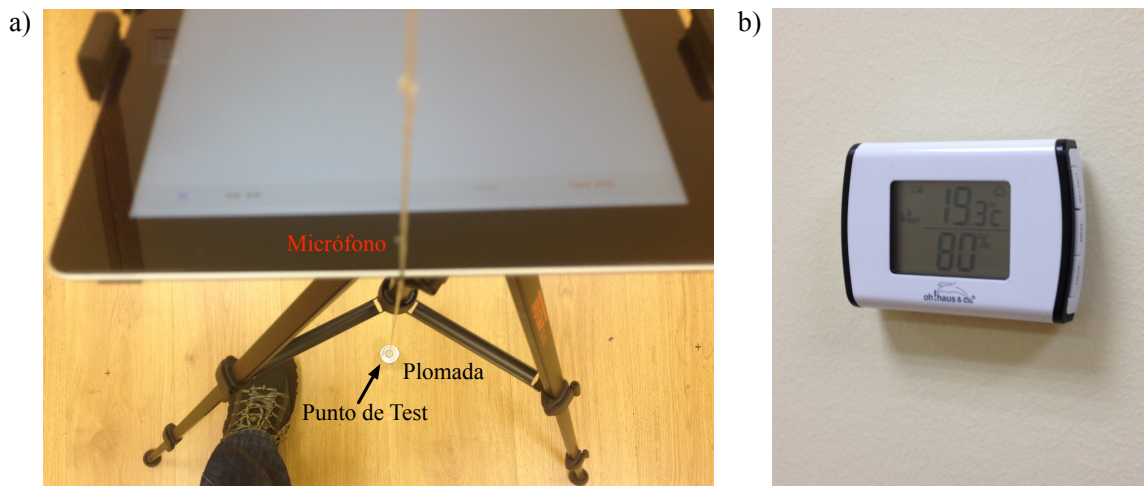


FIGURA 5.3: a) *iPad* sobre el trípode en el punto de test y b) termo-higrómetro.

### 5.2.1. Metodología

En cada uno de los puntos de test, se llevarán a cabo la adquisición y el procesamiento de 100 emisiones provenientes del conjunto de balizas. Una vez adquiridas estas emisiones serán almacenadas en el *iPad* junto con la temperatura, la frecuencia de portadora y la frecuencia de adquisición en un fichero de texto nombrado de forma que permita identificar el punto de test elegido y el procesamiento realizado. Posteriormente, estos datos serán enviados al ordenador donde se procesarán nuevamente, esta vez mediante *Matlab*, para poder obtener así información detallada que permita el análisis de los resultados obtenidos: TOFs, número de *outliers*, errores medios, desviaciones típicas, curvas ECDF, etc.

Aplicando esta metodología se han llevado a cabo dos conjuntos de medidas sobre los 49 puntos de test. En una primera tanda de medidas se han utilizado los patrones descritos en la sección 3.2.4 sin la adición de ruido alguno. Posteriormente en una nueva tanda de medidas se utilizaron esos mismos patrones de emisión pero añadiéndoles a los códigos modulados diferentes niveles de ruido blanco gaussiano, de tal forma, que se generen emisiones con SNRs de 12, 9, 6, 3 y 0 dB respectivamente. Estos conjuntos de datos han sido procesados posteriormente obteniéndose los ToFs mediante: correlación simple, aplicando el algoritmo de compensación de MAI y a través del algoritmo de cancelación de multicamino. Los resultados obtenidos en cada uno de los casos son expuestos y analizados convenientemente en las siguientes secciones.

Por último se ha analizado la tolerancia del sistema al efecto Doppler. Para tal propósito se ha ubicado el *iPad* sobre un actuador eléctrico tipo *slider* [smc15] que permite el control de la posición y de la velocidad de un soporte móvil sobre el que se ha colocado el dispositivo receptor. Una vez ubicado el *iPad* en el *slider* y encendido el módulo emisor, se activa la aplicación de posicionamiento en el *iPad* y se inicia su desplazamiento mediante el actuador controlándose en cada momento tanto su posición, como su velocidad y aceleración. Este mismo procedimiento se ha llevado a cabo también sustituyendo el *iPad* por un micrófono ultrasónico conectado a un tarjeta de adquisición que permita el muestreo de la señal a alta frecuencia. Esta señal muestreada a alta frecuencia ha sido procesada en *Matlab* de acuerdo al procedimiento descrito en [AHM<sup>+</sup>13] para mitigar el efecto Doppler generado por el movimiento del receptor. Con ello, se pondrán de manifiesto las limitaciones *hardware* que presenta el *iPad* para resolver este efecto y se mostrará la forma efectiva de resolverlo si lo hubiese permitido el *hardware* del dispositivo.

### 5.2.2. Efecto de la Presencia del Usuario

En primer lugar se ha constatado si la presencia del usuario tras el *iPad* tiene algún efecto sobre la recepción de la señal, llevando para ello a cabo dos conjuntos de adquisiciones de 100 señales cada uno en el punto p33. En el primer conjunto de adquisiciones el usuario se ha situado detrás del *iPad* como ocurriría si éste lo estuviese sosteniendo en su mano. Tras procesar los datos, se obtuvieron los resultados que se muestran en la Figura 5.4.

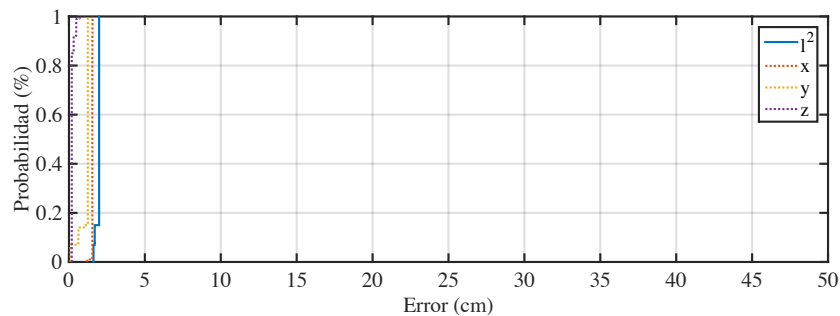


FIGURA 5.4: Resultados con la presencia del usuario.

En la figura se muestra en línea punteada roja, amarilla y violeta los errores cometidos en el posicionamiento para las coordenadas  $x$ ,  $y$ ,  $z$  respectivamente, así como la norma euclídea  $l^2$  correspondiente al error total representada mediante una línea sólida azul.

Por otro lado, se ha realizado un segundo conjunto de medidas manteniendo el *iPad* en la misma posición, pero modificándose la aplicación para que el proceso de inicio en la adquisición de los datos se retarde 5 segundos, tiempo suficiente para que el usuario abandone la sala. Tras la adquisición de este nuevo conjunto de datos, se han procesado igualmente obteniéndose los resultados que se muestran en la Figura 5.5.

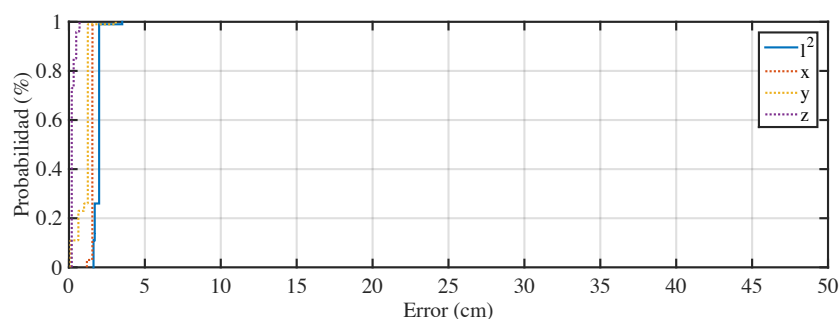


FIGURA 5.5: Resultados sin la presencia del usuario.

Como se observa en ambas figuras los resultados son prácticamente idénticos, por lo tanto se puede afirmar que la presencia del usuario no genera efectos los suficientemente importantes como para ser tenidos en cuenta. No obstante, como el usuario en el uso normal del dispositivo es indispensable, las restantes pruebas que se llevarán a cabo se harán siempre con la presencia del mismo.



### 5.3. Resultados Aplicando Correlación Simple

En esta sección se llevará a cabo el estudio de los datos obtenidos mediante la metodología descrita en la sección anterior para el conjunto de los 49 puntos de test. A partir de estos datos se obtendrán los ToFs que darán lugar a la estimación de la posición del usuario únicamente mediante la correlación de las señales adquiridas con los patrones de emisión descritos en la sección 3.2.4. En la Figura 5.6 se representa un diagrama de barras tridimensional con los resultados obtenidos sobre los 49 puntos de test.

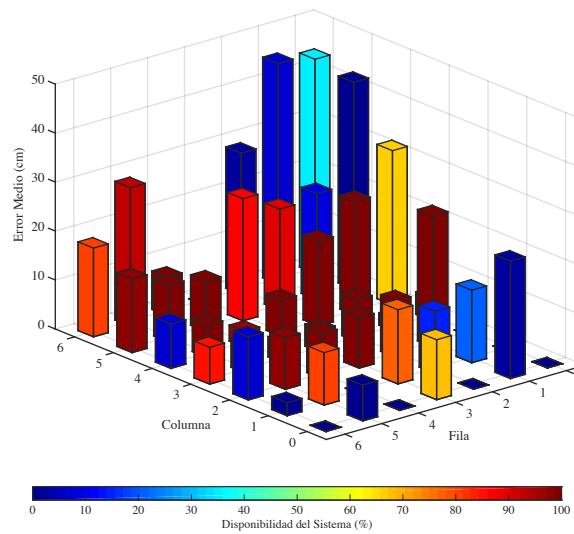


FIGURA 5.6: Resultados obtenidos aplicando correlación simple.

En esta figura, se representa el área de posicionamiento descrito en la Figura 5.2, donde cada una de las barras corresponde a un punto de test. La altura de cada barra indica el error medio cometido en la estimación de la posición del usuario, calculado como la distancia euclídea entre el punto estimado y el punto de test medido con el telémetro láser. Por otro lado, el color de cada una de las barras se corresponde con la Disponibilidad del Sistema (DS) en cada punto, es decir, el porcentaje de medidas obtenidas con un error medio por debajo del umbral de *outliers*, que se ha establecido en 50 cm.

Al final de esta sección se puede consultar la Tabla 5.1 donde se ofrece una versión ampliada de estos datos expresados de forma cuantitativa. En ella, además de la información representada en la Figura 5.6, se añade la correspondiente al error mínimo, error máximo y la desviación estándar (SD) obtenidos en cada uno de los puntos de test.

### 5.3.1. Análisis de los Resultados

Para el análisis de los resultados mostrados en la Figura 5.6 se ha de tener en cuenta que al no utilizarse ningún procesamiento adicional de la señal recibida, la estimación de los ToF podrá estar afectada en mayor o menor medida por diversos factores que ya se han venido mencionando a lo largo de esta tesis, como el multicamino, la interferencia por acceso múltiple, la dilución geométrica de la precisión y la falta de cobertura. Por lo tanto, la bondad o no de los resultados obtenidos podrá ser explicada en base al grado de afectación de la señal recibida por uno o varios de estos factores.

El multicamino en particular, debido a las características acústicas de la sala, tendrá un papel relevante en aquellas zonas próximas a las paredes y esquinas. Un ejemplo de ello puede constatarse en la Figura 5.6 para los puntos pertenecientes a la columna 0 ( $p_{i0}$ ) que se caracterizan por encontrarse muy próximos a una de las paredes. En estos puntos se puede ver como la disponibilidad del sistema es muy baja o incluso nula debido a las divergencias que se producen en el algoritmo de posicionamiento a causa de los ToFs erróneos generados por el multicamino. El único de los puntos en esta columna en el que se obtienen unos resultados aceptables es el p30, con una DS del 68 % y un error medio de 12.2 cm.

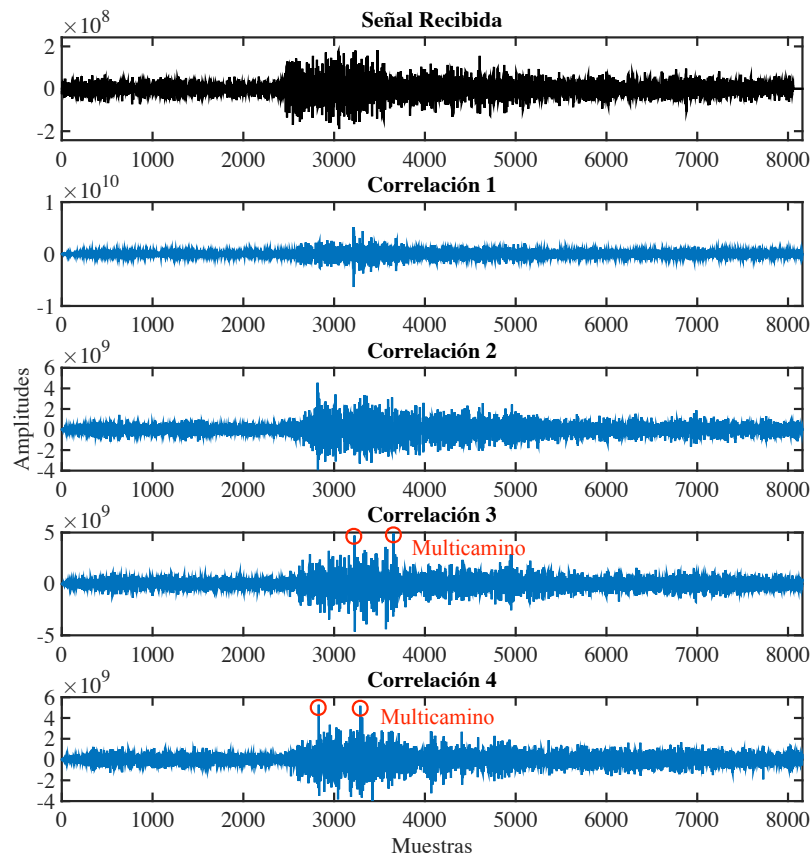


FIGURA 5.7: Señal recibida y correlaciones obtenidas en el p30.

En la Figura 5.7 se muestra (en negro) la señal adquirida en el p30, así como las correlaciones respecto a cada uno de los patrones emitidos (en azul). En ella se puede observar claramente como las emisiones correspondientes a las balizas 3 y 4 están afectadas por multicamino. Este punto está afectado por multicamino al igual que el resto de puntos de la columna 0, pero sin embargo posee una mejor posición en términos de cobertura que posibilita que la amplitud de sus picos de correlación tenga una mejor calidad y puedan ser elegidos los ToFs correctos.

Por otro lado, en la Figura 5.6 también se pone de manifiesto que aquellos puntos de test que se encuentran en las columnas más centradas (2, 3 y 4) y en posiciones no demasiado alejadas de las balizas emisoras poseen errores en el posicionamiento relativamente bajos, por debajo de los 10 cm. Desde el punto de vista de la disponibilidad del sistema en estos puntos se puede ver como por lo general predominan los tonos rojos indicando valores por encima del 90 %. No ocurre así sin embargo en p62 y p64, donde ambas DS son solamente del 7% debido a que el ángulo entre la señal emitida por las balizas 1, 3 y 4 con el eje acústico del micrófono del *iPad* está próximo a los 80°. Para estos ángulos tan acentuados se produce una atenuación muy significativa de la señal emitida debido al patrón de directividad de las balizas emisoras para los 16 kHz de la frecuencia de portadora (Figura 3.12). Esta circunstancia hace que pequeños cambios en la orientación del *iPad* tengan gran incidencia en la amplitud de las señales recibidas de alguna de estas balizas. Por consiguiente, la fila 6 sin la aplicación de ningún algoritmo que compense la posible desproporción entre las amplitudes de las señales recibidas será una zona donde la DS dependerá de que se consiga una orientación óptima del dispositivo que permita la recepción de las cuatro señales emitidas en el *iPad* con una buena proporción de amplitudes entre ellas. Este fenómeno por tanto, no es más que un efecto NF producido por el patrón de directividad de las balizas emisoras. A modo de ejemplo, en la Figura 5.8 se muestra la señal adquirida en el p64 donde se puede constatar claramente la pérdida del pico correlación de la señal proveniente de la baliza 4 debido a este fenómeno.

En la Figura 5.8 se observa cómo los picos de correlación de las balizas 1 y 2 cuyos ángulos de emisión con el *iPad* son menores poseen picos de correlación más amplios y limpios que aquellos provenientes de las balizas 3 y 4 con ángulos más pronunciados. Esta desproporción entre las amplitudes de los picos de correlación también se ve acentuada en este caso particular por la diferencia existente en las distancias entre las balizas emisoras y el *iPad*. Mientras que la baliza 2 y en menor medida la baliza 1, se encuentran bastante próximas al p64, las balizas 3 y 4 están más alejadas, siendo ésta última la que se encuentra a una mayor distancia del dispositivo receptor. Se puede inferir por la forma de la señal de correlación de la baliza 4 y conocida la proximidad de la baliza 2 al punto p64, que la señal proveniente de esta baliza es la que genera la interferencia por acceso múltiple que impide la correcta detección del pico de correlación de la baliza 4 (se demostrará en 5.4 ).

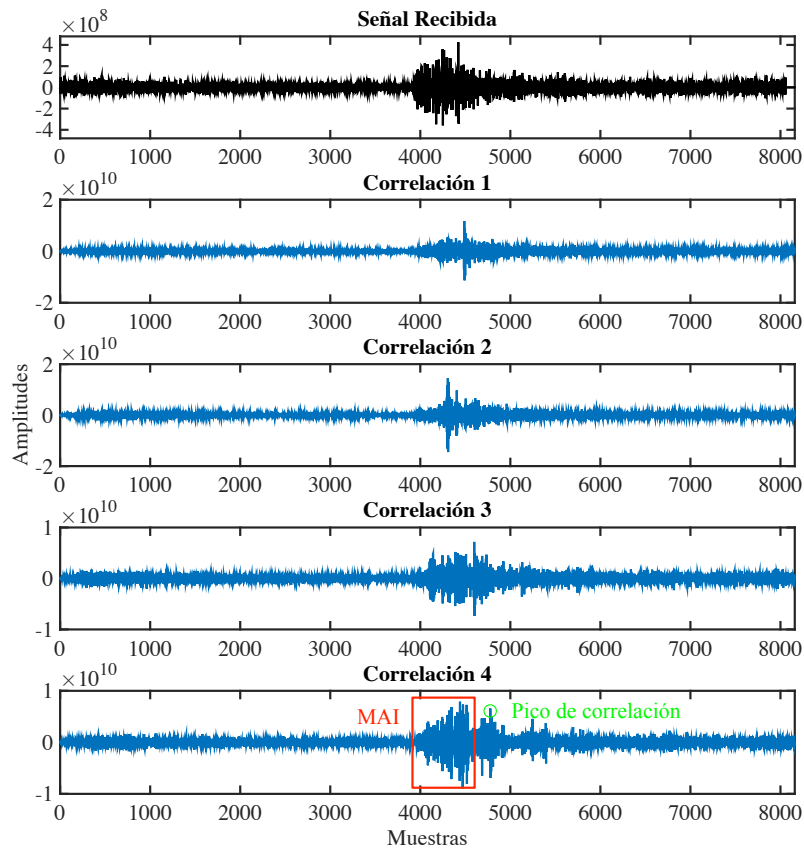


FIGURA 5.8: Señal recibida y correlaciones obtenidas en el p64.

Volviendo a la Figura 5.6, también se observa que los puntos de test de la columna 3 debido a sus condiciones de cobertura óptimas obtienen errores medios por debajo de los 7.5 cm y DS que rondan el 100 %. En la figura 5.9 se muestra la gráfica CDF obtenida en p13 donde se obtuvo una DS del 99 % y un error medio de 2.5 cm.

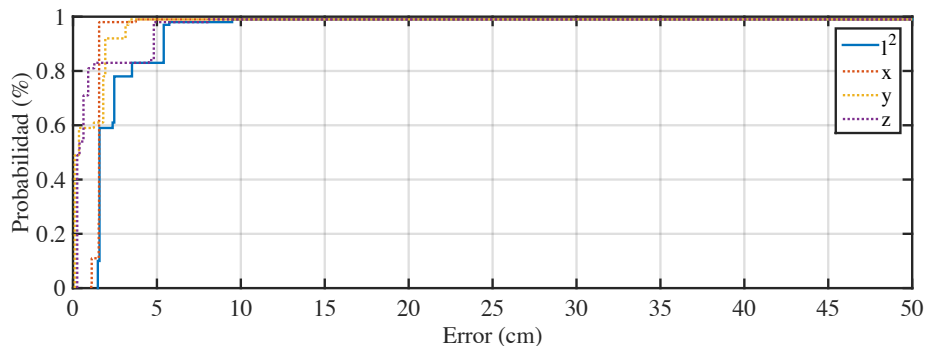


FIGURA 5.9: Gráfica ECDF obtenida en el p13.

Sin embargo, no se obtienen tan buenas precisiones con aquellos puntos de test que se encuentran alejados en la columna 6 cuya localización hace que las señales provenientes de la balizas lleguen afectadas por la atenuación de la señal con la distancia y por el multicamino

generado en el rincón de la habitación. En estos puntos los errores son superiores a los 30 cm y la DS baja del 35 %, así es el caso por ejemplo del p06 que posee un error medio de 43.7 cm y una DS del 35 %. En la Figura 5.10 se muestra una de las señales recibidas en ese punto junto con las cuatro correlaciones respecto a los patrones emitidos, observándose el multicamino que aparece en la baliza 4 a consecuencia de la proximidad del receptor con uno de los rincones de la habitación.

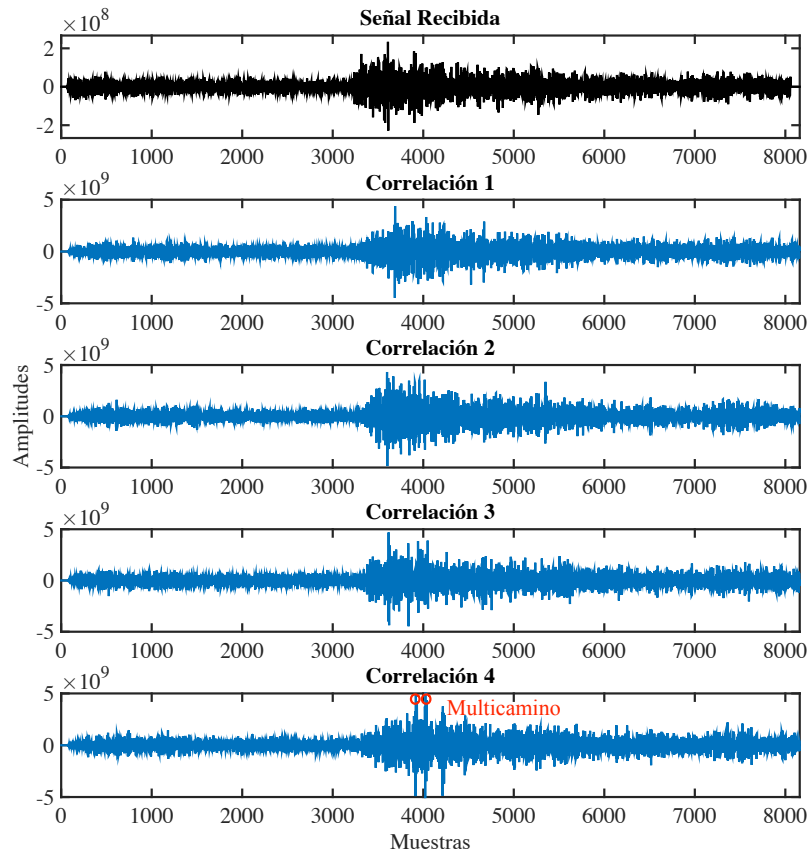


FIGURA 5.10: Señal recibida y correlaciones obtenidas en el p06.

Por otro lado, también cabe esperar que los errores medios cometidos aumenten a medida que nos alejamos de las balizas emisoras debido al incremento del GDOP de acuerdo a lo establecido en la Figura 3.4. Sin embargo, dado que en la estimación del error medio contribuyen diversos factores como el MAI y el multicamino, no será posible encontrar un conjunto de puntos de test en el que podamos afirmar que el empeoramiento de la precisión se debe exclusivamente al incremento del GDOP. Por lo tanto, hemos de asumir el GDOP como una fuente más de error que va a contribuir en mayor medida cuanto más alejado esté el receptor de las balizas emisoras y que no será posible mitigar dado que es inherente a la geometría de la distribución de balizas, que fue por otra parte escogida para minimizar este efecto (Sección 3.2.3).

P. Test	DS (%)	Err. Mín. (cm)	Err. Máx. (cm)	Err. Med. (cm)	SD (cm)
p00	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p01	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p02	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p03	97	3.0	13.3	4.6	1.7
p04	67	17.3	46.8	31.5	7.1
p05	1	42.2	42.2	42.2	0.0
p06	35	28.3	46.9	43.7	5.8
p10	3	23.8	24.4	24.0	0.4
p11	21	14.0	15.4	14.8	0.6
p12	100	20.1	29.1	26.8	1.2
p13	99	1.5	9.5	2.5	1.5
p14	99	16.1	35.0	23.3	7.7
p15	9	10.1	25.6	21.6	6.6
p16	7	20.8	49.0	45.0	10.7
p20	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p21	15	11.8	13.0	12.7	0.6
p22	100	10.8	12.7	11.6	0.3
p23	99	7.2	9.2	8.6	0.8
p24	100	16.5	30.7	17.4	2.1
p25	90	2.1	41.9	20.6	14.3
p26	3	24.5	37.6	28.9	7.5
p30	68	8.8	18.4	12.2	4.1
p31	78	6.5	49.7	15.1	6.7
p32	99	9.8	10.6	10.3	0.3
p33	99	3.9	5.6	4.5	0.3
p34	99	2.2	13.2	7.5	2.4
p35	87	8.6	42.3	24.9	9.1
p36	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p40	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p41	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p42	99	8.7	10.0	9.2	0.3
p43	100	3.1	8.1	4.1	0.9
p44	96	2.0	8.5	3.2	1.5
p45	100	4.9	13.5	10.3	1.8
p46	100	1.4	19.1	7.8	1.5
p50	1	7.3	7.3	7.3	0.0
p51	81	9.5	12.1	10.7	0.5
p52	98	9.5	11.1	10.5	0.3
p53	99	5.4	6.5	6.0	0.2
p54	100	6.3	6.9	6.6	0.1
p55	99	10.7	12.4	11.5	0.4
p56	93	25.9	31.0	28.3	0.9
p60	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p61	1	2.7	2.7	2.7	0.0
p62	7	11.5	17.7	12.9	2.3
p63	85	6.1	10.7	7.5	1.3
p64	7	8.5	9.2	9.1	0.3
p65	97	14.0	17.0	15.0	0.6
p66	80	4.0	23.9	18.1	6.2

TABLA 5.1: Resultados obtenidos aplicando correlación simple.

### 5.3.2. Tolerancia al Ruido

En esta sección se procede a realizar un estudio de la tolerancia del sistema cuando la señal emitida es sometida a diferentes niveles de ruido. Para ello, se ha contaminado la señal emitida con ruido blanco gaussiano hasta conseguir señales con SNRs de 12, 9, 6, 3 y 0 dB. En la Figura 5.11 se muestran estas señales para el código emitido por la baliza 1. Téngase en cuenta que estas señales son emitidas por la FPGA y por ello están muestreadas a una frecuencia de 400 kHz y normalizada su amplitud entre 0 y 4095.

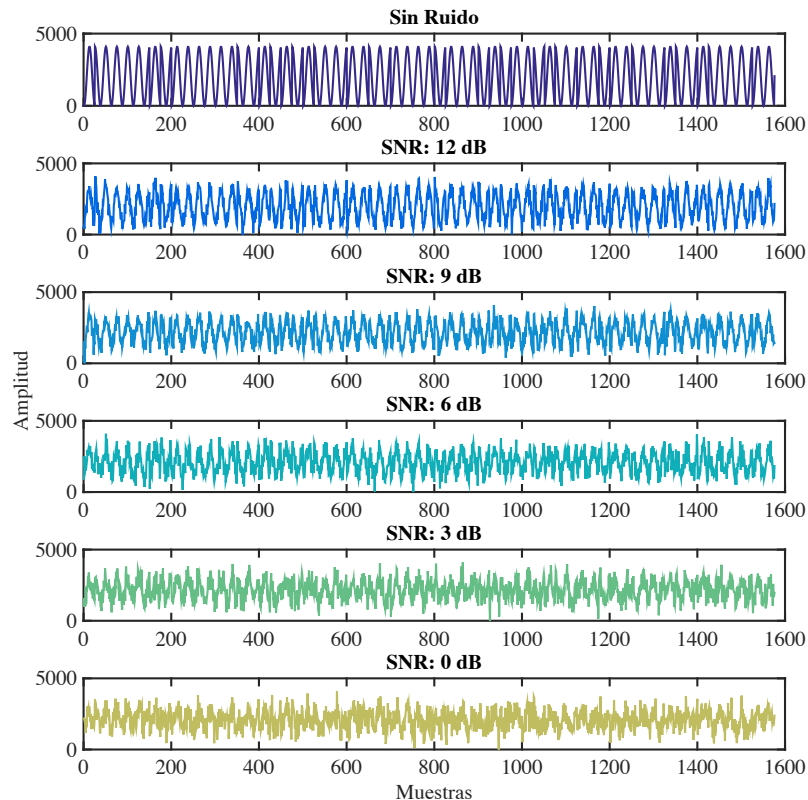


FIGURA 5.11: Señal emitida por la FPGA con diferentes SNR.

El SNR de cada una de las señales (sin añadir ruido en el emisor) cuando llegan al receptor son el fruto de la atenuación sufrida por la distancia recorrida y de la adicción del ruido ambiente. Estos dos factores harán que cuando las señales sean adquiridas por el *iPad* cada una de ellas tenga un SNR determinado fruto de la suma de estas dos circunstancias. Si suponemos que el ruido ambiente es el mismo para las señales emitidas por las cuatro balizas, el factor que determinará el mayor o menor SNR de la señal emitida en el receptor será la distancia recorrida. Esto implica que aquellas balizas que se encuentren más alejadas del receptor tendrán un SNR menor que aquellas que estén más próximas. Por lo tanto, si quisiésemos asegurar que todas las señales emitidas al llegar al receptor tengan un SNR igual, estaríamos obligados a modificar la potencia las señales emitidas de tal forma que compensasen la atenuación sufrida por la distancia, y este proceso debería ser repetido

para cada uno de los 49 puntos de test que hemos tomado. Este planteamiento obligaría al diseño de un sistema adaptativo que regulase la potencia de las señales emitidas en función de la posición de un único usuario. Dado que este no es el objetivo que se persigue en el trabajo desarrollado en esta tesis, hemos de asumir que las emisiones van a permanecer a amplitud constante y por tanto que se penalizará con un SNR más bajo a las balizas más alejadas. Siendo así, existirá un SNR específico para cada punto de test dependiendo de su localización y del ruido ambiente.

Por otro lado, el hecho de colocar una baliza emisora de ruido en algún lugar de la sala tampoco resulta una solución equitativa dado que perjudicaría en mayor medida a aquellas balizas que se encontrasen más cercanas a ella. Por último, también cabe la posibilidad de adjuntar a cada baliza emisora otra emitiendo ruido, pero los efectos que esto tendría serían muy similares a los obtenidos añadiendo ruido a los patrones de cada una de las señales emitidas. Por ello, se decidió que la mejor opción para conocer la tolerancia del sistema cuando se realiza la adicción progresiva de ruido era la de contaminar las señales de partida en la FPGA. Con este planteamiento se ha de tener en cuenta que la señal adquirida en el *iPad* tendrá un SNR aún menor que el estipulado en las señales emitidas y que se verán especialmente perjudicadas aquellas señales provenientes de las balizas más alejadas del receptor en cada momento.

La adquisición de las señales en cada punto de test para los diferentes SNR se llevará a cabo si mover el *iPad* entre las emisiones, es decir, se emitirá en primer lugar la señal con SNR de 12 dB, y se guardarán las señales adquiridas en el *iPad*, posteriormente se cambiará la emisión a la señal con SNR de 9 dB y se almacenarán también las señales recibidas y así sucesivamente para todos los valores de SNR estipulados. Esta operación se repetirá para cada uno de los 49 puntos de test elegidos, obteniéndose un total de 245 adquisiciones. Se buscó además que las condiciones de ruido ambiente en las que se adquirieran las señales fueran las mejores posibles, influyendo solamente el ruido de fondo causado por elementos indispensables como la fuente de alimentación o el ordenador.

En la Figura 5.12 se pueden observar cinco gráficas de barras que se corresponden con los resultados obtenidos para la emisión de una señal con un SNR distinto. Nuevamente, en cada una de estas gráficas la altura y el color de las barras representan el error medio cometido en la estimación de la posición y la DS respectivamente.

Al final de esta sección también se muestra la Tabla 5.2 en la que se pueden consultar los errores medios y la DS para cada uno de los SNR de las señales emitidas.



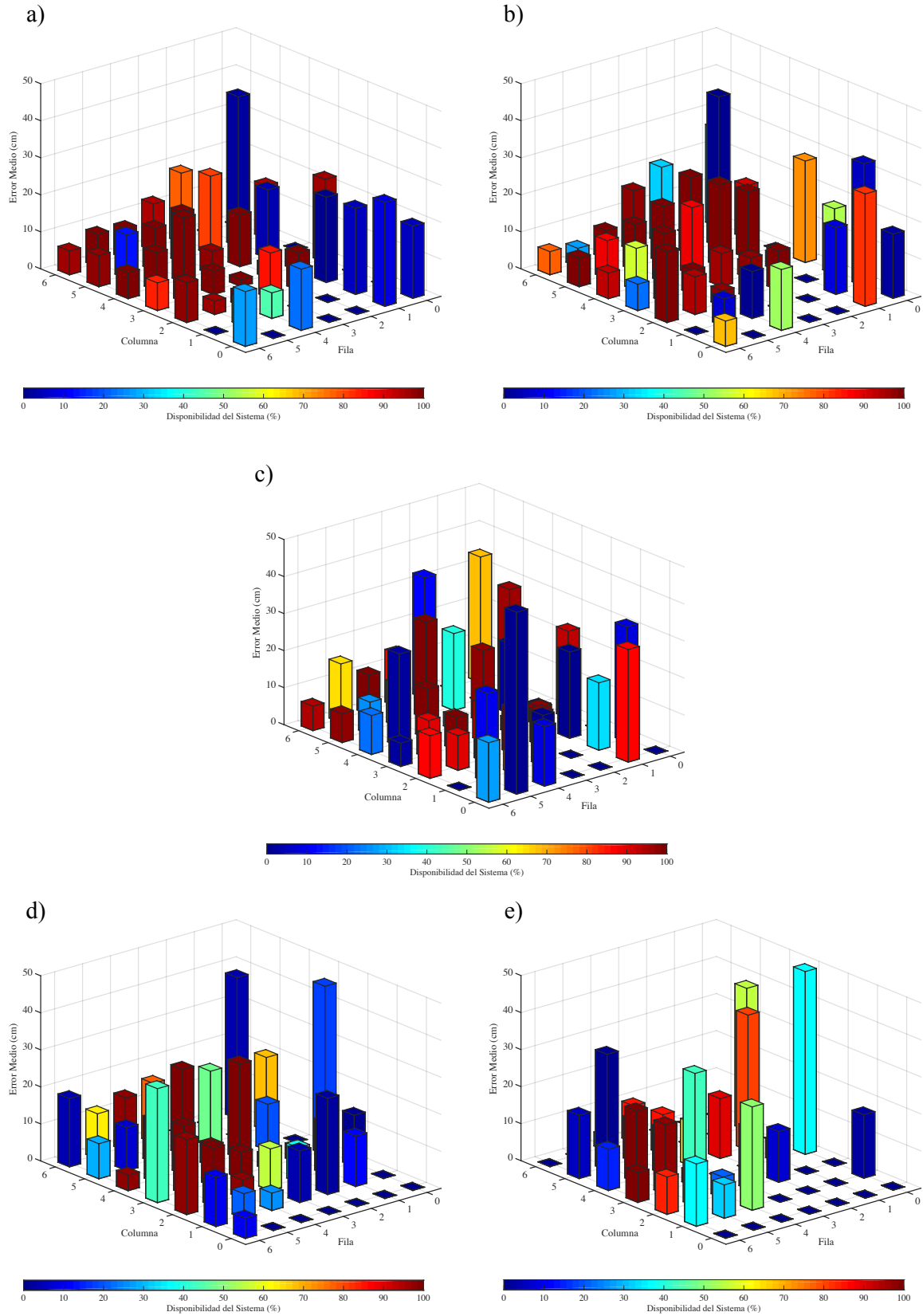


FIGURA 5.12: Resultados obtenidos aplicando correlación simple a las señales emitidas con SNR de: a) 12 dB, b) 9 dB, c) 6 dB, d) 3 dB y e) 0 dB.

En la Figura 5.12 se puede ver como en general, para todos los puntos de test, a medida que disminuye el SNR de las señales emitidas aumenta el error medio cometido en la estimación de la posición y disminuye la disponibilidad del sistema. En particular, en la Figura 5.12 a) se observa que en aquellas zonas que poseen buenas condiciones de cobertura como son los puntos de test pertenecientes a las columnas 2, 3 y 4 cercanos a las balizas, los errores son siempre inferiores a los 15 cm y las disponibilidades del sistema rondan el 100 %. Estos buenos resultados empeoran a medida que disminuye el SNR, de esta forma, se puede ver como en la Figura 5.12 b) los errores en estos puntos de test han crecido y las DS han disminuido.

Por otro lado, como era de esperar, también se observa un empeoramiento de los resultados obtenidos en aquellas zonas donde ya se obtuvieron malos resultados anteriormente. Así ocurre por ejemplo en los puntos de test pertenecientes a las columnas 0 y 1 que han ofrecido malos resultados desde el principio debidos al multicamino. Como se puede ver en la evolución de las Figuras 5.12 c), d) y e) y en la Tabla 5.2 para estos puntos los errores medios crecen (hasta divergir en NaN) y la DS cae (hasta el 0 %) a medida que el SNR de las señales emitidas disminuye.

Por lo tanto, a tenor de los resultados obtenidos se puede afirmar que el sistema presenta una tolerancia al ruido muy limitada si no se lleva a cabo ningún procesamiento de la señal recibida. Los resultados se mantienen en niveles aceptables hasta un SNR de 6 dB, a partir del cual, las zonas con baja cobertura o afectadas por multicamino se ven especialmente castigadas. Si bien es cierto que con el sistema en esas condiciones tan sólo es posible posicionar en un área que se reduce a un entorno muy limitado próximo a las balizas y exento de multicamino, también es justo decir que la prueba a la que el sistema ha sido sometido en esas condiciones es muy exigente desde el punto de vista del deterioro de la señal emitida, llevándose al sistema al límite en muchas ocasiones. Así sería el caso de aquellas emisiones con SNRs por debajo de 3 dB en las que la atenuación con la distancia y la adicción de ruido ambiente, hacen que se alcancen SNRs negativos en las señales adquiridas por el receptor en determinados puntos de test.

En las siguientes secciones se analizará nuevamente este conjunto de datos pero procesados mediante los algoritmos de compensación de MAI y cancelación de multicamino desarrollados en el capítulo anterior. A partir de los resultados obtenidos se llevará a cabo un análisis comparativo que permitirá establecer si mediante la aplicación de estos algoritmos existen márgenes de mejora respecto a los resultados que han sido obtenidos en esta sección.

SNR	12 dB	9 dB	6 dB	3 dB	0 dB	12 dB	9 dB	6 dB	3 dB	0 dB
P. Test	Disponibilidad del Sistema (%)					Error Medio (cm)				
p00	6	3	0	0	0	19.5	17.3	NaN	NaN	NaN
p01	0	6	8	0	2	NaN	33.1	31.1	NaN	17.1
p02	0	54	0	1	0	NaN	17.7	NaN	13.8	NaN
p03	96	73	93	18	36	22.4	27.4	23.5	45.5	49.4
p04	0	0	0	0	0	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN
p05	94	91	96	68	55	14.3	14.3	28.3	19.8	38.4
p06	0	31	68	4	0	NaN	26.3	33.9	38.1	NaN
p10	9	82	86	0	0	28.0	30.3	30.4	NaN	NaN
p11	6	8	34	11	0	23.2	18.0	18.2	13.6	NaN
p12	1	0	1	4	0	23.0	NaN	23.3	14.0	NaN
p13	99	99	98	94	3	4.5	4.1	5.1	4.0	5.2
p14	4	99	2	20	80	18.5	18.0	19.0	12.5	36.5
p15	3	1	0	0	0	40.4	40.4	NaN	NaN	NaN
p16	0	0	0	0	0	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN
p20	0	0	0	0	0	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN
p21	0	0	0	3	0	NaN	NaN	NaN	25.9	NaN
p22	100	100	97	38	7	10.1	10.6	9.1	9.4	13.7
p23	93	87	99	99	0	3.6	4.0	3.8	3.9	NaN
p24	99	100	98	100	90	13.9	22.1	19.3	25.6	16.1
p25	81	99	40	47	0	21.2	20.9	20.8	20.4	NaN
p26	78	32	12	0	0	18.8	20.4	32.6	NaN	NaN
p30	0	0	0	0	0	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN
p31	0	0	1	4	0	NaN	NaN	13.7	13.9	NaN
p32	85	97	99	56	21	12.3	10.9	12.2	11.2	16.7
p33	100	96	95	100	0	1.9	8.9	10.0	7.1	NaN
p34	97	88	81	98	64	6.2	18.1	3.7	5.7	11.7
p35	100	100	100	100	85	13.6	15.2	26.0	23.1	10.7
p36	95	97	85	77	85	12.6	16.2	14.2	16.0	9.9
p30	22	52	8	0	0	16.5	16.4	16.1	NaN	NaN
p41	44	1	73	26	50	6.9	12.7	5.5	4.7	27.9
p42	99	98	98	98	21	3.6	4.2	4.9	5.0	5.7
p43	100	100	100	99	99	6.3	6.5	8.8	10.4	3.7
p44	100	100	100	100	97	17.5	13.2	NaN	13.2	12.1
p45	100	99	77	99	97	11.4	12.4	31.1	11.4	11.3
p46	100	99	100	98	42	8.2	7.6	NaN	14.3	3.7
p50	0	0	1	0	0	NaN	NaN	23.5	NaN	NaN
p51	44	7	10	21	32	7.4	7.4	NaN	6.7	9.0
p52	96	94	90	100	43	3.6	10.2	28.3	6.3	35.9
p53	100	100	90	97	98	5.5	7.7	33.9	9.6	18.8
p54	100	57	3	100	99	10.3	11.4	30.4	16.5	19.3
p55	13	88	25	7	1	11.8	10.3	18.2	11.7	31.4
p56	100	28	65	64	0	8.8	5.0	23.3	12.2	NaN
p60	28	68	27	10	0	14.8	6.8	5.1	5.5	NaN
p61	0	0	0	10	37	NaN	NaN	19.0	13.3	16.8
p62	98	99	87	98	83	10.8	19.2	NaN	20.2	10.1
p63	83	22	2	43	99	7.5	7.1	NaN	30.8	8.1
p64	100	93	22	98	15	7.0	6.9	NaN	4.2	11.1
p65	97	100	98	29	5	8.4	7.8	NaN	9.5	17.1
p66	96	78	94	4	0	6.4	6.2	9.1	18.4	NaN

Tabla 5.2: Resultados a distintos SNR con correlación simple.

## 5.4. Resultados Aplicando Compensación de MAI

En esta sección se llevará a cabo el procesamiento de los datos obtenidos en los 49 puntos de test mediante el algoritmo de compensación de MAI desarrollado en la sección 4.3. El algoritmo fue configurado para extraer 5 *fingers* de cada señal emitida en cada iteración, permitiéndose un máximo de 10 iteraciones. Por otro lado, los tiempos  $T_a$  y  $T_b$  que definen la ventana para descartar aquellos *fingers* que queden fuera de ella por estar demasiado alejados del *finger* óptimo, fueron elegidos en base a criterios heurísticos, obteniéndose los mejores resultados con  $T_a=0.375$  ms y  $T_b=0.125$  ms. Además, también se llevo a cabo una estimación del tiempo de ejecución promedio del algoritmo en el *iPad*, repitiéndose la medida para un total de 100 ejecuciones. En la estimación de este tiempo se tiene en cuenta únicamente la ejecución del algoritmo obviando otros procesamientos previos o posteriores de la señal. Por otro lado, en la estimación del tiempo se supuso el caso más desfavorable en el que el algoritmo agota el máximo de las 10 iteraciones permitidas. El resultado que finalmente arrojaron estas mediciones ofreció un promedio de 0.223 segundos en la ejecución del algoritmo.

Al igual que en la sección anterior en primer lugar se procesarán los datos sin la adición de ruido alguno en las señales emitidas, para posteriormente realizar un estudio sobre los efectos que este fenómeno tiene sobre los resultados cuando los datos son procesados mediante el algoritmo de compensación de MAI. En la Figura 5.13 se muestra el diagrama de barras tridimensional en el que se representan los errores medios y la disponibilidad del sistema sobre el conjunto de puntos de test, cuando se aplica dicho algoritmo.

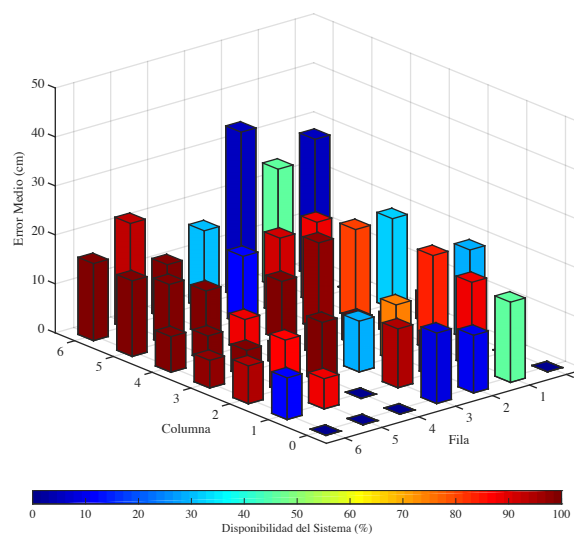


FIGURA 5.13: Resultados obtenidos con el algoritmo de compensación de MAI.

En términos generales, se aprecia que los resultados han mejorado tanto en los valores de los errores medios cometidos como en la disponibilidad del sistema respecto a aquellos que se obtuvieron sin realizar procesamiento alguno y que fueron representados en la Figura 5.6. Resultan de especial interés los resultados obtenidos en los puntos de test p62 y p64, en los que el sistema tenía anteriormente una disponibilidad muy baja del 7% y errores medios de 12.9 y 9.1 cm respectivamente a consecuencia del MAI (Figura 5.8). Tras la aplicación del algoritmo de compensación de MAI se han conseguido restablecer la DS en esos puntos al 94% y al 100% así como reducir los errores medios cometidos a 7.7 cm y 7.3 cm en cada caso. Esto es un indicativo de que el algoritmo de compensación de MAI ofrece un buen rendimiento para resolver aquellas circunstancias para las que fue diseñado, es decir, aquellas en las que los errores en la estimación del usuario y la baja disponibilidad del sistema provengan de la interferencia por acceso múltiple de las señales recibidas como es el caso de los puntos de test que se citan.

A modo de ejemplo, en las Figuras 5.14 a) y b) se muestran las curvas CDF del error en cada coordenada y del error total obtenido para el punto p64 antes y después de aplicar el algoritmo de compensación de MAI.

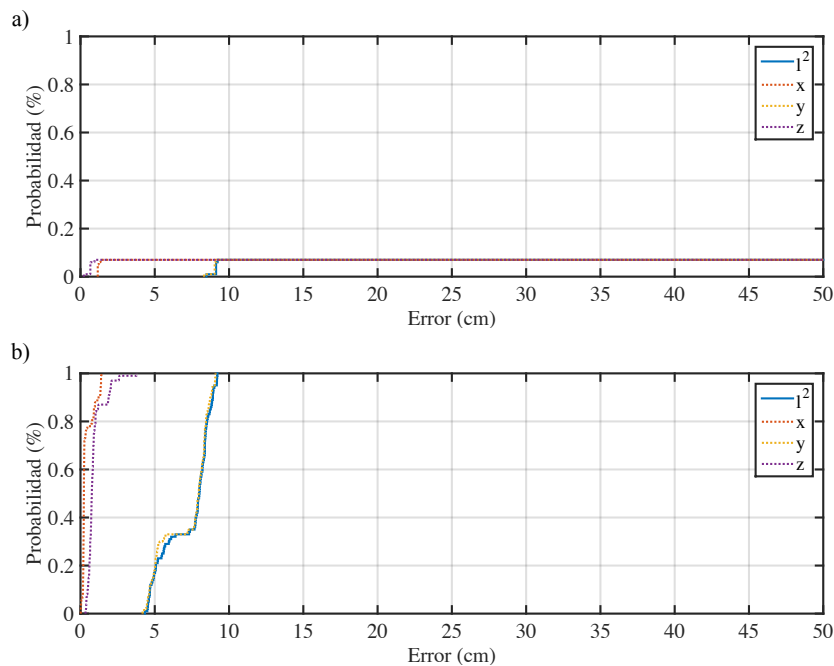


FIGURA 5.14: Curvas ECDF en p64 antes a) y después b) de la compensación de MAI.

En esta figura se aprecia como la aplicación del algoritmo de compensación de MAI posibilita la recuperación total de la disponibilidad del sistema al mismo tiempo que se reduce el error máximo por debajo de los 10 cm.

Volviendo a la Figura 5.13 se observa que la mejora en los resultados se extiende a todos aquellos puntos con buenas condiciones de cobertura que no se encuentran afectados por multicamino. Así ocurre en los puntos de test pertenecientes a las columnas 2, 3 y 4, donde los resultados mejoran respecto a los representados en la Figura 5.6.

Por otro lado, comparando las Figuras 5.6 y 5.13 se pone de manifiesto que los resultados obtenidos en los puntos de test que están afectados por multicamino, como ocurre en los pertenecientes a la columna 0, no mejoran tras ser procesados mediante el algoritmo de compensación de MAI. Este hecho, según se ha podido constatar tras analizar las señales procesadas, se debe fundamentalmente al criterio de selección elegido para la determinación del *finger* óptimo de las señales durante el procesamiento. Este criterio, que por otro lado ha sido el que mejores resultados ha dado en la compensación de MAI, establece como *finger* óptimo aquel que maximiza la función de similaridad dada por la expresión 4.10. La aplicación de este criterio en aquellos casos en los que las señales recibidas están sometidas a un multicamino severo que contamina en gran medida la señal proveniente del camino directo (que además puede estar afectada por MAI), hace que se elija como *finger* óptimo un *finger* que en realidad pertenece a un eco. Este error genera una estimación del ToF incorrecta que posteriormente se traduce en divergencias o grandes errores del algoritmo de posicionamiento.

El motivo por el que esto ocurre tiene que ver fundamentalmente con la naturaleza de la interferencia por multicamino en la que dos o más señales iguales se solapan deteriorándose su ortogonalidad. Este deterioro genera que el número de *bits* decodificados correctamente para la señal proveniente de la LoS sea lo suficientemente bajo como para que cuando la función de similaridad evalúe las señales recibidas, prefiera una proveniente de un eco con un *finger* de menor amplitud que sin embargo poseerá un mayor número de *bits* decodificados correctamente.

Este problema no estará presente en el caso en el que las señales están afectadas solamente por MAI dado que la ortogonalidad entre las señales recibidas no se ve comprometida. En este caso el problema viene determinado por una excesiva diferencia entre las amplitudes de las distintas señales recibidas y por ello, los diversos *fingers* obtenidos en cada señal son solamente debidos al MAI. Bajo estas condiciones, como se ha demostrado, el criterio de selección basado en la función de similaridad dado por la expresión 4.10 ha funcionado con buen rendimiento.

P. Test	DS (%)	Err. Mín. (cm)	Err. Máx. (cm)	Err. Med. (cm)	SD (cm)
p00	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p01	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p02	29	15.2	32.9	18.4	5.4
p03	94	2.3	11.7	5.7	2.7
p04	32	13.5	39.3	18.4	8.5
p05	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p06	6	24.6	36.8	28.1	4.8
p10	46	9.2	30.8	16.4	5.1
p11	88	15.2	20.1	17.2	1.7
p12	83	15.2	25.3	19.4	2.3
p13	99	3.2	7.3	3.5	0.7
p14	80	12.0	23.9	18.3	3.8
p15	89	3.7	38.7	16.6	7.5
p16	46	16.8	45.9	24.2	10.3
p20	10	9.3	14.9	11.8	2.3
p21	5	7.8	8.5	8.3	0.3
p22	74	7.6	19.6	11.5	4.1
p23	99	2.3	20.1	5.4	3.2
p24	98	14.3	24.5	17.8	3.0
p25	92	4.0	48.6	15.5	13.2
p26	6	27.4	39.4	33.9	3.8
p30	9	9.7	19.2	14.4	3.3
p31	94	8.3	18.9	12.0	2.3
p32	29	10.1	12.0	10.4	0.3
p33	95	4.2	9.7	5.4	1.7
p34	99	6.4	29.5	12.0	4.3
p35	11	6.3	22.1	13.9	3.9
p36	31	9.5	28.1	15.9	4.6
p40	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p41	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p42	100	6.2	14.2	12.3	1.6
p43	100	2.4	7.9	4.1	1.7
p44	88	1.9	11.6	6.4	2.9
p45	100	6.2	19.0	9.0	2.3
p46	100	5.5	19.2	11.2	2.9
p50	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p51	89	2.3	12.2	6.2	3.6
p52	86	1.2	30.2	10.8	2.4
p53	99	3.3	8.4	5.5	1.3
p54	100	1.9	9.9	5.2	1.7
p55	99	5.4	20.4	12.5	3.5
p56	93	12.2	29.5	21.8	6.3
p60	0	NaN	NaN	NaN	NaN
p61	11	5.2	12.3	8.5	1.8
p62	94	4.0	35.8	7.7	4.2
p63	98	2.9	11.9	5.6	2.3
p64	100	4.3	9.2	7.3	1.6
p65	100	5.3	18.6	15.4	1.8
p66	99	2.6	27.0	15.7	8.7

TABLA 5.3: Resultados obtenidos con el algoritmo de compensación de MAI.

### 5.4.1. Tolerancia al Ruido

Al igual que en la Sección 5.3.2 se procede a realizar un estudio de la tolerancia del sistema a la adicción de ruido en las señales emitidas. Para ello, se ha utilizado el mismo conjunto de datos tomados con anterioridad, aunque en esta ocasión fueron procesados mediante el algoritmo de compensación de MAI.

Los resultados obtenidos se muestran en las cinco gráficas de la Figura 5.15, donde nuevamente se representa en un gráfico tridimensional de barras el error medio cometido en la estimación de la posición y la disponibilidad del sistema en cada punto de test para cada uno de los SNR elegidos. Por otro lado, al final de la sección también se adjunta la Tabla 5.4 en la que se puede consultar de forma cuantitativa estos datos y se puede ver su evolución de una forma clara para los diferentes SNR.

En la Figura 5.15 se observa como la zona donde predominan los buenos resultados (puntos de test con barras cortas en color rojo) se mantiene con pocos cambios hasta un SNR de 3 dB. Esta zona se corresponde con aquellas localizaciones en las que el sistema posee una buena cobertura y la señal recibida no está afectada por multicamino. Por lo tanto, se constata que bajo estas circunstancias el algoritmo se muestra efectivo en la compensación de la interferencia por acceso múltiple pese a la adicción de ruido a la señal emitida. Sin embargo, también es cierto que en esta misma zona para un SNR por debajo de 3 dB se observa que aunque los errores medios se mantienen, la DS empieza a caer y esto hace que se limite la zona de posicionamiento óptima a un área restringida a una decena de puntos de test.

Por otro lado, también se pone de manifiesto que en las zonas pertenecientes a las columnas 0 y 1, que son las más afectadas por multicamino, los resultados empeoran con la adicción de ruido. Esto indica nuevamente que en presencia de multicamino el algoritmo de compensación de MAI no resulta efectivo por los motivos ya argumentados, obteniéndose unos resultados en las zonas afectadas por multicamino prácticamente idénticos a los obtenidos en la Sección 5.3.2 en los que no se aplicaba ningún algoritmo de procesamiento a la señal recibida.

Por consiguiente, a tenor de los resultados obtenidos, se puede afirmar que el algoritmo de compensación de MAI ofrece buenos resultados en las zonas afectadas únicamente por MAI mostrándose robusto a la adicción de ruido en la señal hasta un SNR de 3 dB. Por otro lado también se constata que cuando la señal recibida está afectada por multicamino el algoritmo no aporta ninguna mejora significativa, aunque tampoco empeora los resultados.



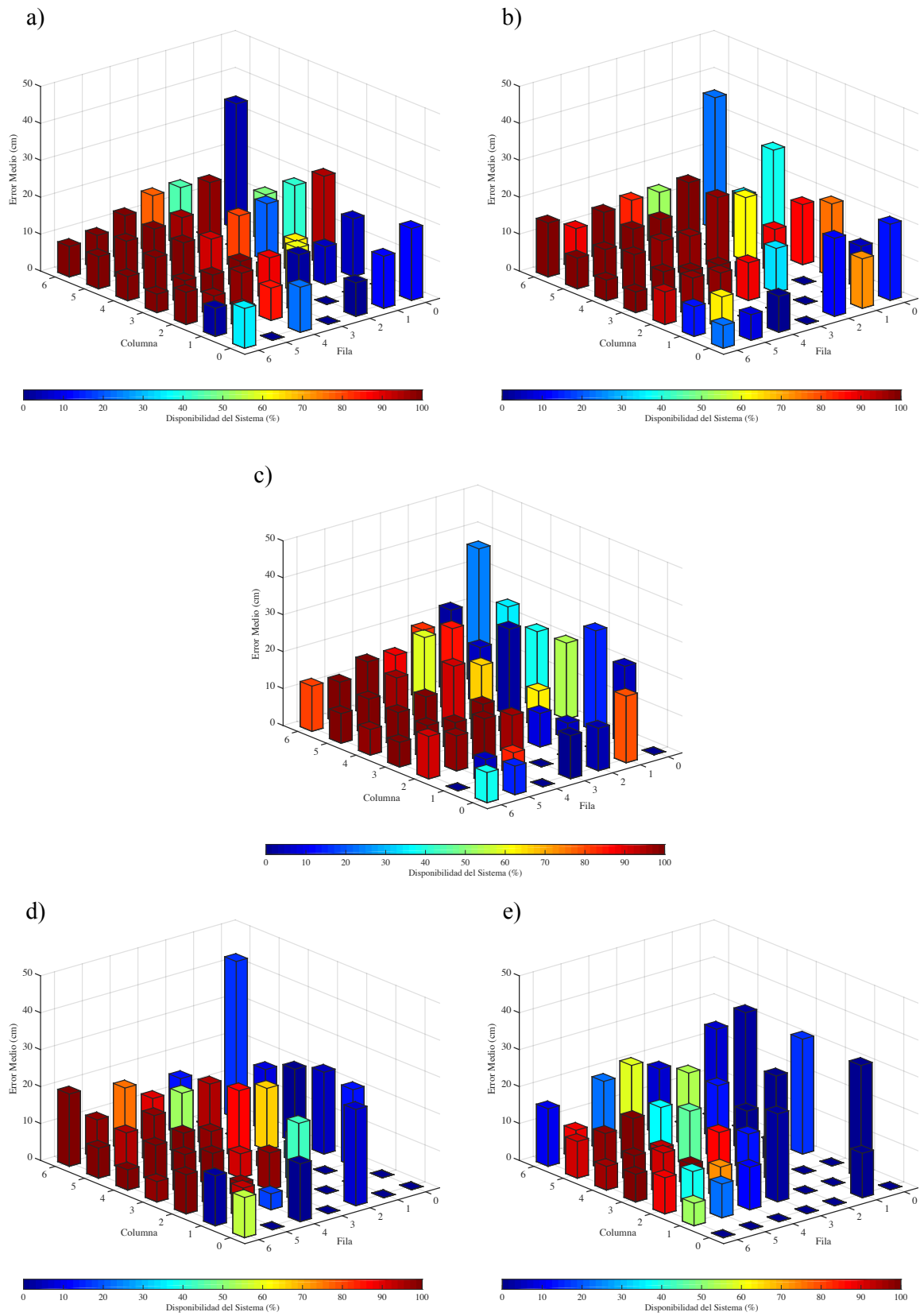


FIGURA 5.15: Resultados obtenidos con el algoritmo de compensación de MAI para señales emitidas con SNR de: a) 12 dB, b) 9 dB, c) 6 dB, d) 3 dB y e) 0 dB.

SNR	12 dB	9 dB	6 dB	3 dB	0 dB	12 dB	9 dB	6 dB	3 dB	0 dB
P. Test	Disponibilidad del Sistema (%)					Error Medio (cm)				
p00	12	13	0	0	0	19.4	20.6	NaN	NaN	NaN
p01	0	5	6	0	1	NaN	11.4	20.7	NaN	30.4
p02	5	75	15	13	0	15.6	19.7	27.1	20.7	NaN
p03	94	87	54	5	17	23.9	16.3	20.6	22.1	31.1
p04	41	39	39	1	0	18.2	27.8	20.4	19.8	NaN
p05	49	35	35	8	0	12.5	12.2	23.9	16.4	NaN
p06	4	22	24	17	0	33.9	35.5	36.4	42.5	NaN
p10	12	72	79	0	1	14.1	13.4	18.0	NaN	12.0
p11	0	0	0	0	0	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN
p12	6	0	5	0	0	10.2	NaN	4.2	NaN	NaN
p13	63	88	63	33	7	8.5	11.7	9.8	4.5	5.6
p14	21	62	2	67	2	15.4	17.1	23.3	16.7	37.2
p15	0	0	6	0	7	NaN	NaN	15.1	NaN	29.5
p16	0	0	2	0	0	NaN	NaN	22.0	NaN	NaN
p20	1	11	4	7	0	9.1	21.1	11.5	26.1	NaN
p21	0	0	0	0	0	NaN	NaN	NaN	NaN	NaN
p22	60	34	9	24	1	12.0	11.9	9.1	12.4	28.7
p23	68	18	98	84	1	3.7	3.8	3.8	3.7	15.9
p24	81	98	67	86	13	14.3	19.3	15.6	18.2	19.6
p25	98	99	85	94	54	20.1	20.1	22.4	16.8	19.8
p26	44	53	82	14	7	15.5	14.2	18.7	15.1	17.7
p30	0	0	1	0	0	NaN	NaN	11.7	NaN	NaN
p31	2	0	0	43	3	15.6	NaN	NaN	21.2	23.8
p32	89	88	96	97	13	11.6	10.2	10.7	10.0	15.1
p33	100	100	100	92	86	7.4	6.3	10.5	6.5	12.3
p34	91	97	92	97	46	10.2	10.9	17.6	9.4	14.9
p35	96	100	59	52	36	12.8	12.2	22.1	16.5	12.6
p36	77	83	89	90	58	15.5	14.2	14.1	11.9	20.8
p30	22	1	0	1	0	12.2	9.7	NaN	15.7	NaN
p41	85	0	83	18	12	8.8	NaN	6.0	4.3	11.5
p42	97	98	99	98	73	9.6	9.6	12.0	4.0	8.3
p43	100	99	100	99	100	5.8	7.0	7.7	8.8	5.8
p44	99	97	100	99	93	11.3	11.8	11.4	11.1	7.0
p45	100	99	96	97	100	11.9	11.8	13.4	12.6	11.8
p46	100	99	100	75	23	12.2	13.1	14.5	16.9	18.7
p50	0	8	15	0	0	NaN	6.9	7.7	NaN	NaN
p51	93	64	6	93	22	5.8	8.5	6.3	8.0	9.1
p52	98	97	98	100	38	5.5	10.4	9.5	5.2	9.3
p53	100	100	100	99	92	6.5	8.9	9.0	10.7	11.1
p54	100	100	99	100	99	9.5	10.3	9.4	9.9	7.1
p55	99	100	100	95	97	10.7	8.4	9.8	10.1	9.9
p56	100	88	99	98	89	9.1	10.9	11.1	10.4	7.6
p60	35	22	39	56	0	10.8	6.2	8.2	10.9	NaN
p61	3	13	0	2	52	7.6	8.0	NaN	13.5	6.1
p62	99	93	92	99	89	8.7	8.8	11.5	10.6	9.8
p63	100	99	100	98	99	5.0	5.6	6.7	5.5	7.5
p64	100	99	98	100	96	6.5	5.6	6.9	5.5	6.4
p65	100	100	99	100	92	8.7	8.3	8.0	8.1	9.9
p66	100	100	81	99	10	8.2	14.6	12.2	19.6	15.6

TABLA 5.4: Resultados a distintos SNR con el algoritmo de compensación de MAI.

## 5.5. Resultados Aplicando Cancelación del Multicamino

En esta sección se realiza de nuevo el procesamiento de los datos adquiridos esta vez mediante el algoritmo de cancelación de multicamino. En primer lugar se ha llevado a cabo un proceso de optimización de los parámetros de configuración del algoritmo MP. Tras él, se ha optado por tomar un máximo de 5 componentes de la respuesta impulsiva de cada canal y realizar un máximo de 32 iteraciones del algoritmo. Como componente de la respuesta impulsiva del canal correspondiente a la LoS se ha elegido la primera en orden de llegada que supere un umbral estipulado en el 60% de la amplitud de la componente de la respuesta impulsiva del canal de mayor amplitud. Posteriormente se ha realizado un test de medida del tiempo de procesamiento que el *iPad* invierte en ejecutar únicamente el algoritmo MP para el caso más desfavorable, es decir, para aquel en el que el algoritmo se ve obligado a llegar hasta las 32 iteraciones. Tras un total de 100 ejecuciones del algoritmo se calculó un tiempo promedio de ejecución de 0.673 segundos.

Dado que las características acústicas del entorno donde se realizaron las pruebas experimentales propician la generación de multicamino, tendrán especial relevancia los resultados que se obtengan tras la aplicación del algoritmo *Matching Pursuit*. Hasta ahora, los resultados obtenidos en las secciones anteriores han estado afectados por multicamino y sus efectos nocivos no han podido ser mitigados. Esta circunstancia ha mermado la calidad de los resultados hasta tal punto que ha habido determinadas zonas próximas a las paredes donde ni siquiera el sistema ha sido capaz de posicionarse. En la Figura 5.16 se muestran los resultados obtenidos tras procesar con el algoritmo MP los datos correspondientes a las señales emitidas sin la adición de ruido en los 49 puntos de test elegidos.

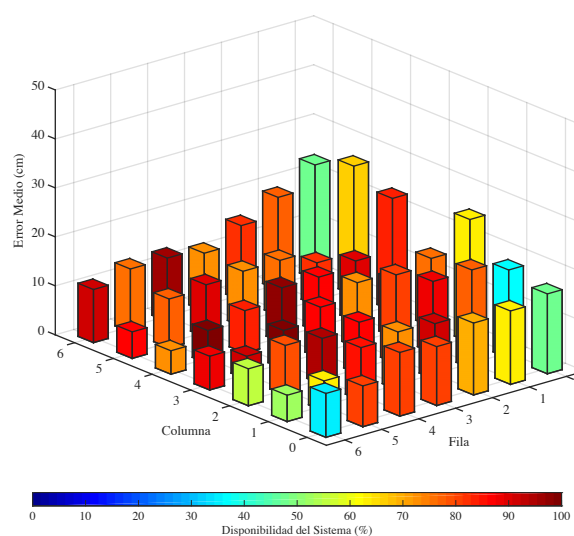


FIGURA 5.16: Resultados obtenidos con el algoritmo de cancelación del multicamino

Como se puede observar a simple vista, los resultados obtenidos han mejorado sensiblemente respecto a los que se obtuvieron con el mismo conjunto de datos en secciones anteriores. En esta ocasión el sistema es capaz de posicionar en mayor o menor medida en todos los puntos del área de posicionamiento, observándose además como han bajado los errores medios cometidos en cada uno de ellos. En concreto, se puede destacar como resultado más notable que en aquellos puntos de test pertenecientes a las columnas 0 y 1 donde anteriormente era imposible posicionar, ahora sí se consigue hacerlo. En estos puntos se obtienen errores siempre por debajo de los 18 cm y disponibilidades del sistema siempre superiores al 35 %.

Por otro lado, se puede ver como a excepción de algunos puntos alejados de las balizas y próximos a las esquinas como son el p02, p04, p05, p06 y p11, el resto tienen todos errores medios por debajo de los 20 cm. Además, exceptuando los puntos p00, p01, p06 y p60 cuyas posiciones están muy escoradas lateralmente, circunstancia que provoca que el patrón de directividad de las balizas genere un efecto NF severo en el receptor, el resto de puntos de test tienen siempre disponibilidades por encima del 53 %. En esta ocasión, al igual que ocurría en los casos anteriores, las mayores disponibilidades del sistema y los menores errores en el posicionamiento se obtienen en las columnas con mejores condiciones de cobertura, es decir en las centrales 2, 3 y 4, siendo la columna 3 la que mejores resultados globales ofrece, alcanzándose el error medio mínimo para todo el área de posicionamiento en el p53 con un valor de 4.7 cm.

También se observa que en aquellas zonas alejadas de las balizas, como son los puntos de test pertenecientes a la fila 0, los errores se mantienen en valores moderados siempre por debajo de los 26.3 cm que se obtienen como máximo en el p05. Además, se debe tener en cuenta que a medida que el punto de test se aleja de las balizas emisoras, la contribución que el GDOP tiene sobre los errores obtenidos se van haciendo más acentuada. Lamentablemente, resulta imposible cuantificar que proporción del error pertenece a la contribución del GDOP y cual al resto de fenómenos que acontecen en la señal recibida. En esta fila 0, la DS también se ve mermada a causa de los problemas citados anteriormente, por ello, se obtiene un valor mínimo del 36 %, valor muy próximo al mínimo absoluto obtenido para el conjunto del área de posicionamiento que es del 35 % para el p60.

Por consiguiente, se puede afirmar a tenor de los resultados obtenidos que el algoritmo *Matching Pursuit* resuelve de manera eficiente los problemas generados por el multicamino en zonas donde debido a las malas condiciones acústicas de la sala resulta imposible resolver el posicionamiento mediante otros métodos.

P. Test	DS (%)	Err. Mín. (cm)	Err. Máx. (cm)	Err. Med. (cm)	SD (cm)
p00	47	6.0	35.0	16.3	6.3
p01	36	13.2	42.0	18.0	6.1
p02	64	13.1	48.1	25.1	8.7
p03	76	10.3	22.6	13.9	2.6
p04	83	13.6	48.8	22.9	7.5
p05	67	12.8	39.4	26.3	3.8
p06	48	18.9	36.0	23.3	4.8
p10	63	11.2	23.0	15.0	2.0
p11	78	14.4	28.5	20.1	4.6
p12	88	10.6	25.8	14.6	3.0
p13	94	5.1	18.4	11.6	2.8
p14	90	10.0	17.8	12.3	1.6
p15	82	5.4	25.2	8.7	4.1
p16	78	15.2	38.4	18.8	2.9
p20	69	10.5	18.9	14.7	2.1
p21	91	8.6	18.9	11.3	1.5
p22	81	7.6	45.1	18.1	5.7
p23	72	6.6	18.7	13.3	2.5
p24	86	6.8	46.5	11.2	4.7
p25	75	8.8	29.4	11.4	3.6
p26	82	11.2	22.7	15.2	2.6
p30	80	9.3	40.5	12.0	3.8
p31	73	7.9	29.7	11.8	4.4
p32	86	8.3	18.6	10.6	2.0
p33	86	6.8	14.7	10.4	1.8
p34	97	8.7	13.9	11.2	1.3
p35	73	8.1	20.4	11.3	2.4
p36	73	6.8	15.6	11.8	1.8
p40	81	10.3	18.6	13.0	2.2
p41	85	6.9	33.2	10.8	3.9
p42	94	6.8	12.7	9.4	1.2
p43	100	4.5	12.1	7.8	1.5
p44	84	7.2	19.3	8.7	2.0
p45	90	5.5	21.5	10.7	3.1
p46	96	7.2	22.6	12.9	4.1
p50	81	6.4	24.8	8.3	2.9
p51	63	3.4	7.7	6.1	1.6
p52	79	3.6	49.5	10.2	8.0
p53	92	2.3	7.6	4.7	0.7
p54	100	4.5	8.3	6.7	1.0
p55	77	6.8	17.3	10.0	2.4
p56	75	5.5	20.6	12.9	3.4
p60	35	5.7	12.5	9.0	2.0
p61	53	2.3	9.5	5.4	1.6
p62	56	4.8	14.8	7.5	2.0
p63	88	2.2	9.9	6.9	1.3
p64	73	3.2	6.9	4.8	1.3
p65	86	2.6	17.4	5.4	3.0
p66	92	4.6	21.5	10.9	4.8

TABLA 5.5: Resultados obtenidos con el algoritmo cancelación del multicamino

### 5.5.1. Tolerancia al Ruido

En esta sección se analizan los resultados obtenidos mediante el algoritmo *Matching Pursuit* cuando la señal emitida está contaminada con ruido. Estos resultados volverán a ser representados de forma análoga a como se hizo en secciones anteriores, utilizando 5 gráficas de barras tridimensionales que se muestran en la Figura 5.17. De nuevo en cada gráfica se representan los errores medios y las DS en cada punto de test para cada uno de los SNRs de la señal emitida.

Como se desprende de la visión conjunta de las cinco gráficas, el ruido tiene efectos nocivos evidentes sobre los resultados obtenidos. En general se aprecia claramente que a medida que el SNR es menor, los errores medios crecen y la disponibilidad del sistema baja. Se observa que los resultados obtenidos con un SNR de 12 dB son bastante similares a los obtenidos en ausencia de ruido mostrados en la Figura 5.16. Sin embargo, ya en la gráfica de 9 dB se pueden apreciar los primeros efectos que el ruido tiene sobre la disponibilidad del sistema en las columnas 0 y 1, donde varias barras que anteriormente tenían colores rojizos ahora han cambiado a tonos verdes y amarillos que evidencian una pérdida de DS. Este empeoramiento se hace más acentuado a partir de la emisión de señales con SNR por debajo de 6 dB, donde se ve que determinados puntos afectados de multicamino como el p00, p50 y p12, en los que anteriormente era todavía posible posicionar con buena DS, este valor baja del 10 %. A medida que el SNR es menor, es decir para 3 dB y 0 dB, también se observa que la caída en la DS se hace más pronunciada. De esta forma se puede ver como para 0 dB se produce el descenso más drástico en la DS y se incrementa de forma notable el número de barras de color azul oscuro que se observan en la Figura 5.17 e).

Estos resultados ponen de manifiesto la baja tolerancia del algoritmo *Matching Pursuit* al ruido en la señal emitida. Esta sensibilidad al ruido tiene que ver fundamentalmente con el umbral elegido para la determinación de la componente de la respuesta impulsiva del canal que se corresponde con la señal proveniente de la LoS. Este umbral ha sido fijado en un 60 % de la amplitud máxima de las componentes de cada canal y con él ha sido con el que mejores resultados se han obtenido en la resolución del multicamino. El hecho de subir este umbral mejoraría la resistencia del algoritmo a la adicción de ruido en la señal, sin embargo le restaría efectividad a la hora de elegir la componente de la respuesta impulsiva del canal correcta, tal es así, que en el caso extremo en el que el umbral fuese del 100 % el algoritmo arrojaría los mismos resultados que se obtendrían sin aplicar procesamiento alguno, es decir obtendríamos los resultados de la Figura 5.12.

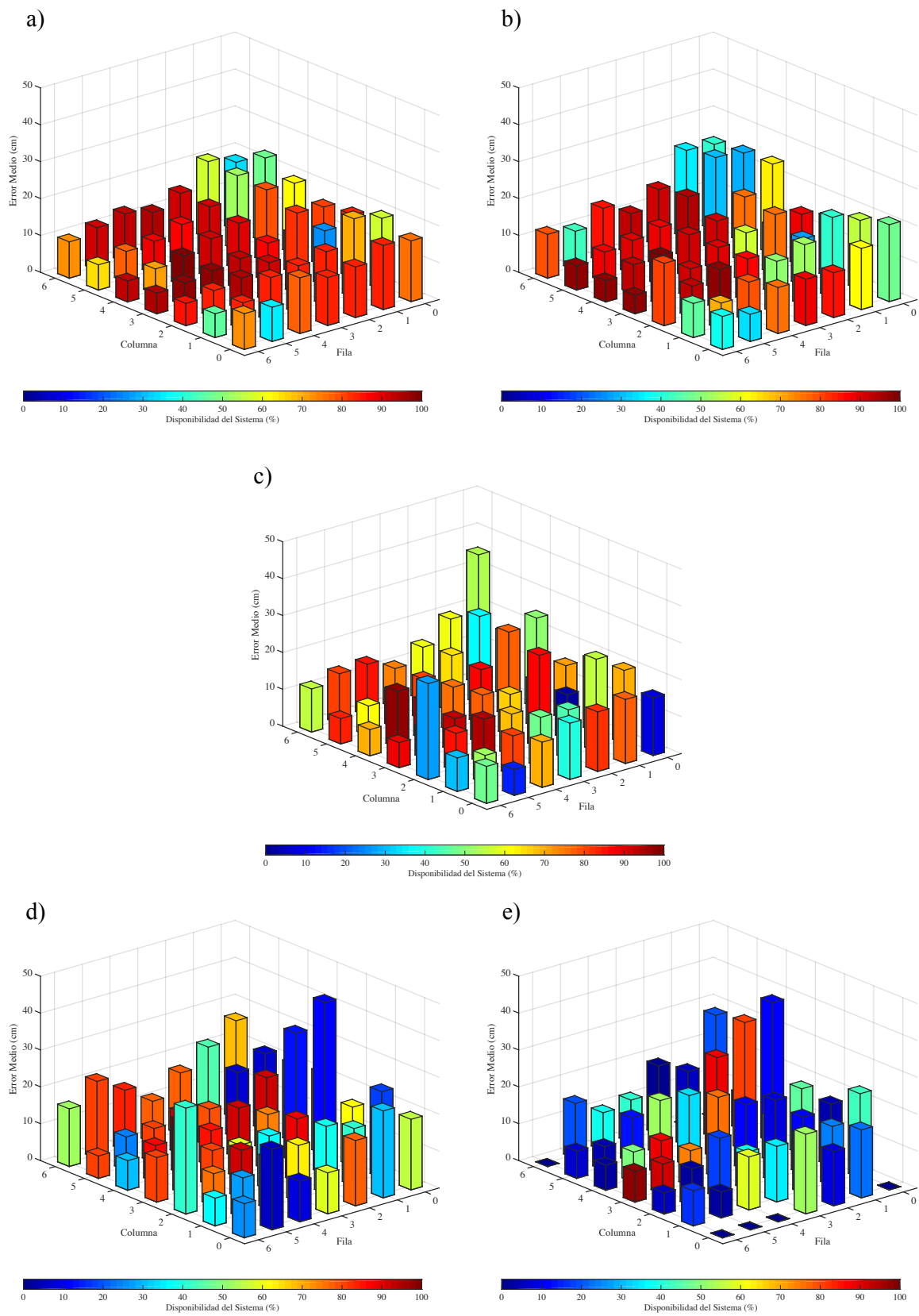


FIGURA 5.17: Resultados obtenidos con el algoritmo cancelación del multicamino para señales emitidas con SNR de: a) 12 dB, b) 9 dB, c) 6 dB, d) 3 dB y e) 0 dB.

SNR	12 dB	9 dB	6 dB	3 dB	0 dB	12 dB	9 dB	6 dB	3 dB	0 dB
P. Test	Disponibilidad del Sistema (%)					Error Medio (cm)				
p00	75	48	9	55	0	16.5	20.9	15.7	19.1	NaN
p01	57	55	69	18	43	19.3	18.8	19.9	23.4	22.9
p02	83	79	76	62	4	17.1	16.2	19.3	16.0	16.8
p03	80	89	71	66	46	15.9	14.0	14.7	21.9	17.7
p04	61	63	51	34	11	19.2	24.4	24.4	21.1	37.9
p05	47	29	38	7	1	22.8	24.1	17.0	20.8	9.7
p06	33	42	54	68	0	18.4	23.3	35.1	26.5	NaN
p10	84	61	77	30	23	17.4	16.6	17.4	23.6	18.4
p11	70	41	55	42	24	21.4	21.8	25.0	15.6	16.1
p12	25	28	3	12	12	14.9	12.7	12.2	46.6	15.5
p13	84	55	56	14	52	10.6	12.7	12.5	35.0	11.9
p14	79	76	77	91	80	19.6	17.6	22.7	19.7	34.7
p15	52	30	36	7	19	20.2	25.1	23.8	17.9	33.4
p16	57	35	60	45	0	20.8	23.8	19.8	21.6	NaN
p20	84	85	82	78	9	13.7	12.2	16.1	17.7	14.8
p21	83	53	44	39	23	14.6	16.5	13.5	18.3	15.7
p22	82	76	86	89	9	21.9	21.5	25.0	17.1	22.2
p23	87	57	66	74	12	10.5	13.3	11.2	15.1	17.8
p24	90	92	86	91	89	12.7	13.3	14.7	13.6	27.3
p25	92	94	65	79	6	13.9	16.6	15.3	10.1	20.3
p26	92	91	60	78	1	14.3	15.4	14.3	16.7	18.6
p30	84	88	40	58	53	13.0	12.5	15.2	11.1	21.6
p31	83	50	48	63	35	13.0	14.2	13.6	15.3	15.1
p32	91	86	68	37	39	10.6	11.6	11.2	14.7	10.3
p33	93	90	78	58	75	8.5	11.5	13.2	8.9	21.9
p34	91	91	76	85	34	10.6	11.7	12.1	9.6	19.2
p35	86	88	80	91	53	11.3	10.5	11.0	11.3	14.6
p36	94	93	74	77	42	11.3	11.0	10.7	11.2	11.5
p30	77	76	69	9	0	15.1	12.5	12.3	11.0	NaN
p41	84	79	81	52	58	12.0	10.7	10.7	13.8	14.4
p42	95	97	94	91	18	8.6	10.9	12.0	12.9	16.2
p43	97	91	93	81	74	7.3	7.9	9.0	9.6	9.6
p44	99	99	96	100	89	8.2	8.3	10.3	14.2	9.1
p45	89	90	94	80	13	8.9	9.1	9.7	9.2	12.1
p46	93	85	85	83	39	13.0	14.6	14.0	16.3	10.2
p50	35	34	15	5	0	9.3	7.4	7.0	21.9	NaN
p51	84	69	52	27	2	7.3	7.2	7.6	10.8	7.0
p52	83	93	85	76	3	7.4	8.6	10.4	8.8	10.1
p53	97	95	98	90	91	6.2	10.3	8.0	17.1	8.1
p54	71	93	98	86	49	6.8	7.9	15.3	9.9	8.2
p55	78	89	62	24	4	8.3	8.1	8.1	9.1	6.4
p56	91	43	80	81	20	11.5	10.5	13.6	20.9	14.9
p60	73	38	47	25	0	9.7	9.0	10.0	9.2	NaN
p61	46	46	31	37	16	6.5	9.2	9.1	7.5	9.5
p62	85	80	27	41	5	6.0	16.9	26.0	28.7	5.8
p63	94	97	89	81	97	5.6	5.0	6.8	12.1	8.3
p64	93	98	70	30	2	5.7	5.7	7.1	8.0	6.8
p65	65	98	84	80	7	6.8	6.5	6.9	6.1	7.4
p66	72	79	56	52	0	9.8	11.9	11.7	15.6	NaN

TABLA 5.6: Resultados a distintos SNR con el algoritmo de cancelación de multicamino.



### 5.6. Análisis Comparativo de Resultados

Tras el procesamiento de los datos adquiridos mediante los distintos algoritmos, se está en condiciones de realizar un análisis comparativo de los resultados con la finalidad de determinar bajo que circunstancias es conveniente la utilización de uno u otro.

Por un lado, se ha visto que el hecho de no aplicar ningún algoritmo de procesamiento que mitigue el MAI o el multicamino hace que el sistema ofrezca buenos resultados en un área muy limitada del entorno de localización que se corresponde con aquellos puntos con buenas condiciones de cobertura y exentos de multicamino. Asimismo también se ha puesto de manifiesto como estos resultados empeoran con la adición de ruido a la señal, evidenciándose una baja tolerancia a este fenómeno.

Por otro lado, se ha podido observar que el algoritmo de compensación de MAI ofrece los mejores resultados en aquellos puntos donde el sistema está afectado por NF siempre y cuando no exista además multicamino. Este algoritmo es además, tal y como se ha podido constatar, el que mayor tolerancia presenta frente al ruido.

Por último, el algoritmo MP es el que mejores resultados globales ofrece consiguiendo posicionar en todos los puntos de test y además es el único que consigue mitigar el efecto del multicamino en las zonas afectadas. Sin embargo, se observa que en aquellos puntos no afectados por multicamino el algoritmo de compensación de MAI ofrece DS y errores medios ligeramente mejores a los ofrecidos por el algoritmo MP.

Por lo tanto, como conclusión general se puede extraer que ninguno de los algoritmos desarrollados ofrece por si mismo una solución que resuelva el posicionamiento en todo el área de localización bajo cualquier circunstancia. En la Figura 5.18 se muestra de forma orientativa una representación de las zonas donde se obtienen los mejores resultados con cada uno de los procesamientos.

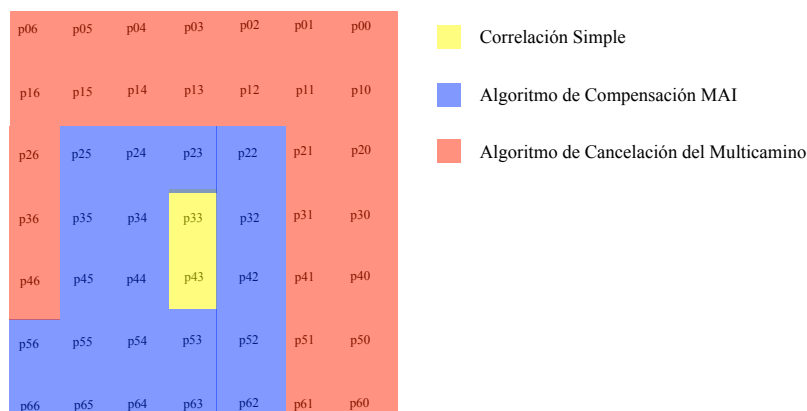


FIGURA 5.18: Representación de las zonas de mayor rendimiento de los algoritmos.

## 5.7. Resultados con Compensación de Efecto Doppler

En esta última sección se mostrarán los resultados obtenidos cuando las señales emitidas son adquiridas con el receptor en movimiento. Esta situación, como se citó en el capítulo anterior, provocará el deterioro de los picos de correlación de las señales obtenidas debido al efecto Doppler, dificultando en gran medida el posicionamiento del receptor bajo estas condiciones. Para el estudio de este fenómeno se han llevado a cabo dos pruebas experimentales. En una primera prueba se ha situado el *iPad* sobre un actuador eléctrico que posibilita su desplazamiento mientras éste captura la señal proveniente de las balizas emisoras. En la segunda prueba, se ha ejecutado el mismo procedimiento pero sustituyéndose el *iPad* por un micrófono ultrasónico conectado a un sistema de adquisición de alta frecuencia. A continuación se muestran los resultados obtenidos en sendos experimentos evidenciándose las diferencias existentes en los rendimientos ofrecidos por ambos sistemas.

### 5.7.1. Resultados obtenidos con el *iPad*

En la Figura 5.19 se puede observar el *iPad* desplazándose sobre el actuador eléctrico. Este dispositivo está controlado por un autómata que a su vez puede ser configurado desde un PC a través de un *software*. Este *software* permite la configuración de 64 posiciones diferentes en el *slider* en las que el usuario puede especificar tanto su posición, como la velocidad, aceleración y desaceleración máximas para llegar a ese punto.



FIGURA 5.19: *iPad* en movimiento sobre el *slider*.

En el experimento llevado a cabo se ha configurado el *slider* para dotar al *iPad* de una aceleración de  $3 \text{ m/s}^2$  hasta que éste consiga una velocidad máxima de  $2 \text{ m/s}$ . Una vez conseguida esta velocidad se mantendrá constante un cierto tiempo para posteriormente comenzar a desacelerar a  $-3 \text{ m/s}^2$  hasta detenerse en el final del trayecto. En total el *iPad* recorre una distancia de 2 metros, distancia que comprende desde el punto de test p23 hasta el punto p63. Además, el *iPad* se colocó sobre un soporte elevador adicional que lo sitúa 30 cm por encima del *slider* a una altura de 1.111 m, tal y como puede verse en la Figura 5.19. Esto se ha hecho con el fin de poder mantener la altura de 1.1 metros a las que se realizaron las pruebas anteriores y para la cual el GDOP estaba optimizado así como para evitar en la medida de lo posible los ecos provenientes del propio *slider*.

Para establecer una comparación justa con los resultados que se obtendrán con el sistema de adquisición a alta frecuencia y poder obtener un número similar de señales durante el movimiento, se ha procedido a adquirir la señales con el *iPad* de forma continua en el tiempo y no en paquetes obtenidos en diferentes instantes en el tiempo como se venía haciendo con la aplicación de posicionamiento. En ambos casos se han registrado un total de 37 adquisiciones, de las cuales 4 serán en reposo en p23, 22 en movimiento y 11 en reposo en p63. En la Figura 5.20 se puede ver la señal adquirida durante el experimento.

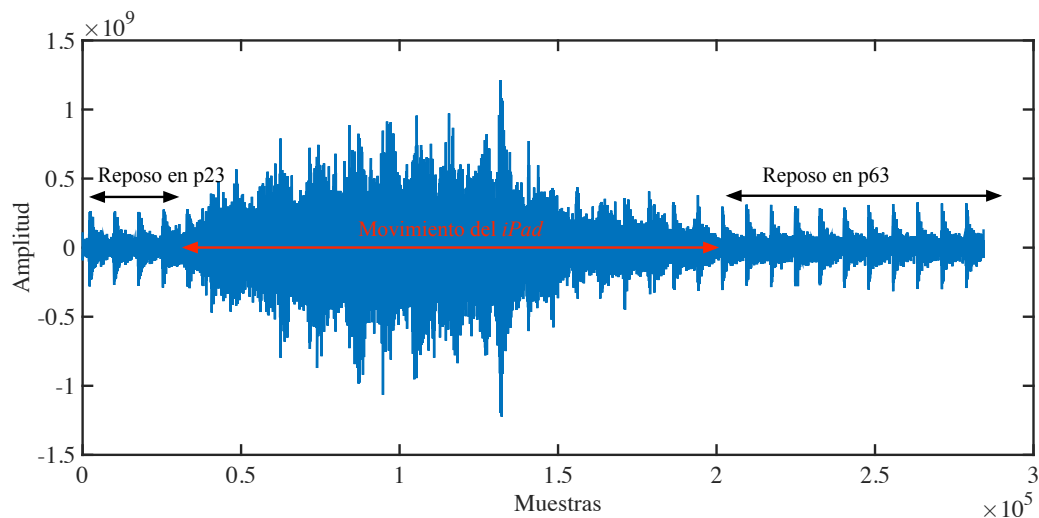


FIGURA 5.20: Señal recibida con el *iPad* durante el experimento.

En la figura se puede ver como existen tres partes claramente diferenciadas, una primera zona correspondiente al período en el que el *iPad* se encuentra en reposo en el punto inicial de la trayectoria, posteriormente se observa una zona correspondiente al período donde el *iPad* se encuentra en movimiento y por último una zona que se corresponde con aquellos instantes en los que el *iPad* ha permanecido en reposo en la posición final del recorrido.

Esta señal es segmentada en paquetes de 7680 muestras de acuerdo con los 80 ms del período de repetición de las emisiones. Cada uno de estos paquetes de señal es correlado en *Matlab* con los patrones emitidos desplazados en frecuencia que se obtienen mediante el algoritmo de compensación Doppler desarrollado por [AHM<sup>+</sup>13]. Este algoritmo ha sido convenientemente configurado a la frecuencia de adquisición del *iPad* (96 kS/s) y se han calculado los patrones correspondientes a las velocidades de 1 y 2 m/s. Tras obtenerse los resultados de las correlaciones para los diferentes patrones a 0, 1 y 2 m/s de las 4 balizas, se eligen para cada una de ellas aquel ToF cuya amplitud del pico de correlación sea mayor. Una vez obtenidos estos ToFs, se procesan mediante el algoritmo de posicionamiento y se obtiene la posición del *iPad*. Tras procesar todas las señales se han obtenido los resultados que se observan en la Figura 5.21 a).

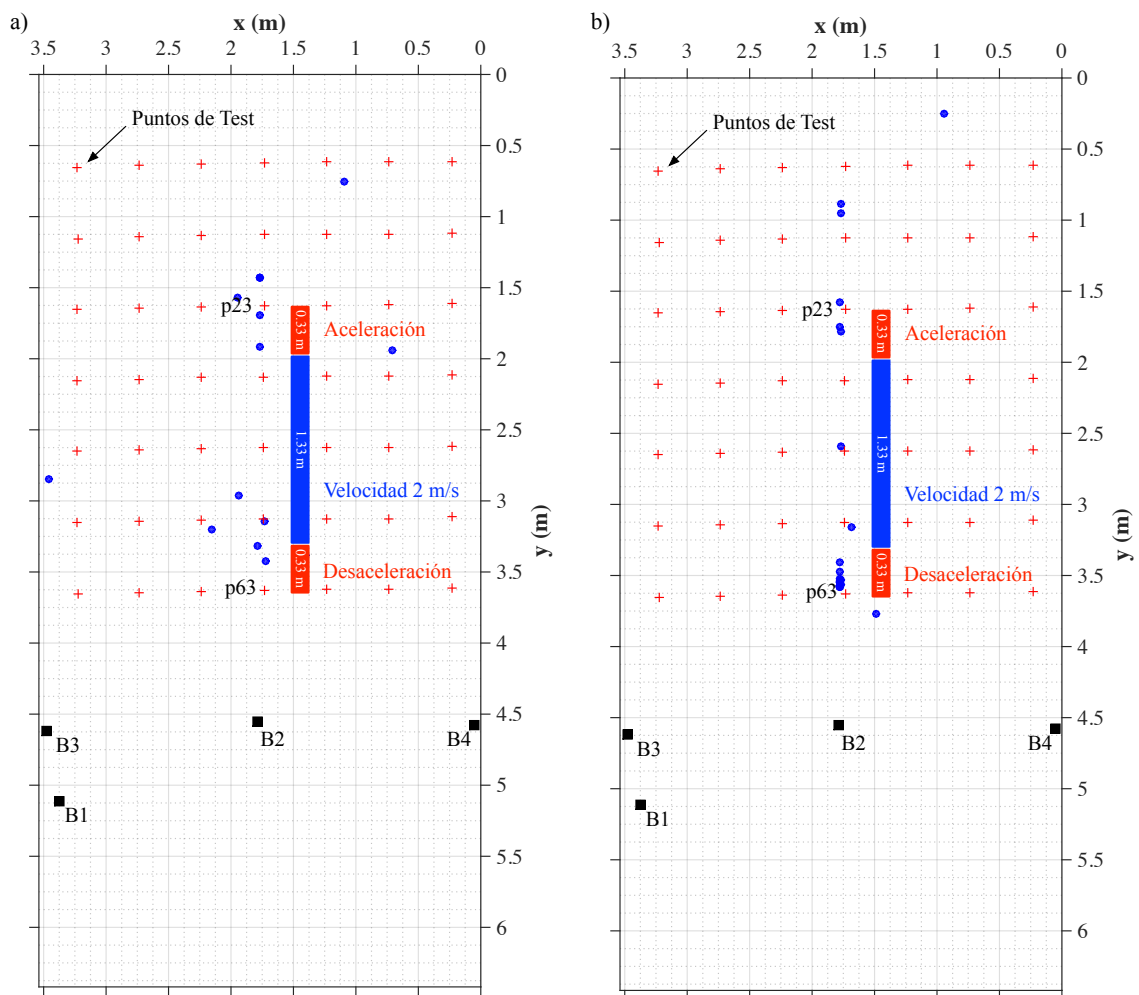


FIGURA 5.21: Posicionamiento del *iPad* en movimiento mediante compensación Doppler: a) sin aplicar el algoritmo MP y b) aplicando el algoritmo MP.

Los resultados obtenidos en la Figura 5.21 a) evidencian la incapacidad del *iPad* para llevar a cabo el posicionamiento de manera solvente cuando se encuentra en movimiento. No obstante, tras el análisis de los ToFs obtenidos se ha podido constatar la presencia de multicamino en la señal recibida de la baliza 1 a causa de las reflexiones con el propio *slider* y las banquetas que lo soportan. Ante esta circunstancia, se ha optado por procesar de nuevo los datos pero esta vez utilizando además el algoritmo *Matching Pursuit* para cancelar el multicamino. Se ha desarrollado para ello una nueva versión de este algoritmo donde las señales recibidas son procesadas utilizando también los patrones desplazados correspondientes a las velocidades de 0, 1 y 2 m/s. De nuevo, al igual que ocurría en el caso anterior, para cada baliza se elegirá el ToF que tras los procesamientos con MP para los diferentes patrones proporcione la componente de la respuesta impulsiva del canal de mayor amplitud. Una vez que se ha llevado a cabo el procesamiento de todas las señales se obtienen los resultados que se observan en la Figura 5.21 b). A pesar de que se observa una mejora respecto de los resultados obtenidos en la Figura 5.21 a), vuelve a ponerse de manifiesto que el sistema es incapaz de compensar el efecto Doppler de forma eficiente debido a la baja frecuencia de adquisición del dispositivo receptor. En la Figura 5.21 b) se ve como los mejores resultados se obtienen en aquellos puntos donde el dispositivo se mueve a velocidades bajas o se encuentra en reposo. En total, de las 37 señales adquiridas, 11 de ellas han dado lugar a *outliers* estableciéndose con ello una DS del 70%. Por último, aunque existen algunos puntos en la mitad de la trayectoria donde el *iPad* ha conseguido posicionarse moviéndose a una velocidad de 2 m/s, no representan un número suficiente como para poder afirmar que el sistema funciona de manera aceptable a esa velocidad.

### 5.7.2. Resultados obtenidos con el sistema de adquisición

En la segunda prueba se ha repetido todo el procedimiento descrito en la subsección anterior, pero esta vez sustituyendo el *iPad* por un micrófono ultrasónico conectado a un sistema de adquisición de alta frecuencia. Dado que el recorrido desde el punto inicial al final del *slider* dura 2 segundos, el sistema de adquisición ha sido configurado para adquirir durante 3 segundos y estableciéndose una frecuencia de muestreo de 500 kS/s. Esta configuración ha dado lugar a la adquisición de 37 señales con la misma distribución que en el caso anterior, es decir, 4 en reposo en p23, 22 en movimiento y 11 en reposo en p63. Finalmente, en esta ocasión el micrófono ultrasónico se ha dispuesto a una altura de 1.09 m.

En la Figura 5.22 se muestra el micrófono ultrasónico ubicado en el *slider* conectado a su módulo acondicionador de señal y éste a su vez al sistema de adquisición.



FIGURA 5.22: Montaje para la adquisición con el micrófono ultrasónico sobre el *slider*.

En esta ocasión, además de obtener los datos de posicionamiento tal y como se hizo con el *iPad*, también se ha realizado un análisis previo de las señales adquiridas que permita constatar el buen funcionamiento del algoritmo de compensación del efecto Doppler. Para demostrar su rendimiento se ha aprovechado el hecho de que la baliza 2 está ubicada prácticamente en la línea de movimiento del *slider*. Esto permite analizar con claridad la señal proveniente de esta baliza y ver el efecto que tiene la velocidad sobre los picos de correlación obtenidos. Para ello, se han correlado las 37 señales adquiridas con los patrones de la baliza 2 obtenidos mediante el algoritmo de compensación Doppler para las velocidades de 0, 1 y 2 m/s. Una vez obtenidas todas las señales de correlación se han determinado las amplitudes de sus picos máximos que aparecen representados en la Figura 5.23.

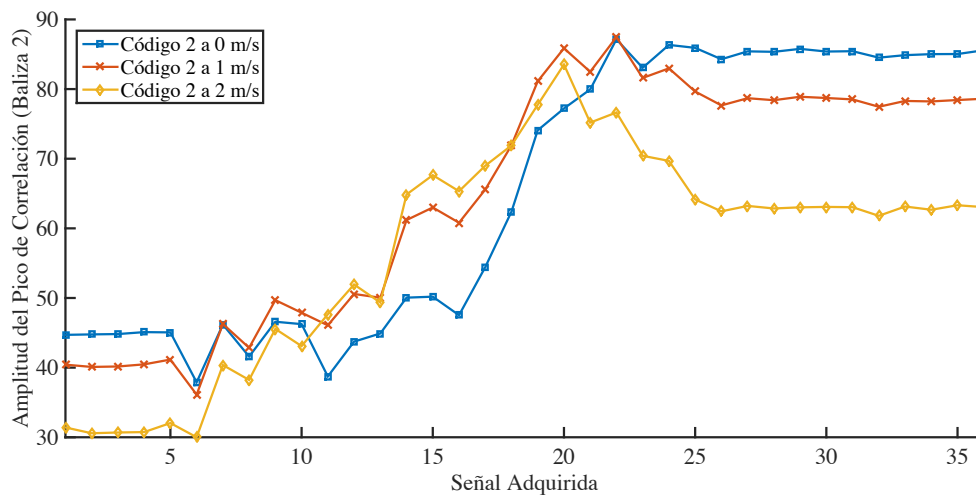


FIGURA 5.23: Amplitudes de las correlaciones de la baliza 2 a 0, 1 y 2 m/s.

En la Figura 5.23 se muestra como para las 6 primeras señales adquiridas las mayores amplitudes en el pico de correlación se obtienen con el patrón a 0 m/s. Esto es coherente con el hecho de que si partimos de que las 4 primeras señales se han tomado en reposo y (aunque no conocemos el instante exacto) se asume que el comienzo de la adquisición de la quinta señal coincide con el inicio del movimiento esto significaría que el receptor habría alcanzado una velocidad máxima de 0.48 m/s durante los 2 períodos de emisión de 80 ms correspondientes a las señales 5 y 6 en los cuales el micrófono ha estado sometido a una aceleración de 3 m/s<sup>2</sup>. Esta velocidad concuerda por lo tanto con el hecho de que se obtengan mayores amplitudes en los picos de correlación con el patrón de 0 m/s que con el de 1 m/s. Posteriormente, entre las señales 7 y 10 se observa como el patrón con el que se obtienen las mayores amplitudes es con el de 1 m/s. Atendiendo al mismo planteamiento hecho anteriormente, durante la adquisición de estas señales el receptor ha debido desplazarse a velocidades comprendidas entre los 0.72 m/s y los 1.44 m/s, por lo tanto también los resultados obtenidos están en concordancia con lo que se observa en la Figura 5.23. Entre las señales 11 y 18 el patrón con el que se obtienen los picos de correlación de mayor amplitud corresponde a la velocidad de 2 m/s. En los instantes en los que estas señales han sido adquiridas el receptor alcanza velocidades comprendidas entre los 1.68 m/s y el máximo permitido de 2 m/s. Desde la señal 19 hasta la 22 sin embargo las mayores amplitudes ya se obtienen nuevamente con el patrón de 1 m/s, lo que significa que se ha iniciado el proceso de desaceleración del receptor. Finalmente, a partir de la señal 22 hasta la 37 las amplitudes máximas se obtienen con el patrón de 0 m/s, hecho que indica que o bien el receptor se mueve a velocidades bajas o que ya se encuentra en reposo en el p63. Por lo tanto tras el análisis de la Figura 5.23 se puede constatar el buen rendimiento del algoritmo desarrollado en [AHM<sup>+</sup>13] en la compensación del efecto Doppler sufrido por el receptor.

Por otro lado, al igual que se ha hecho con los datos registrados por el *iPad*, las señales adquiridas por el micrófono ultrasónico también han sido procesadas por el algoritmo de compensación Doppler calculándose los patrones para las 4 balizas a las velocidades de 0, 1 y 2 m/s. Estos patrones se han utilizado posteriormente para correlar las señales recibidas y obtener los picos de correlación correspondientes para las 4 balizas y para las 3 velocidades seleccionadas. De igual forma que en el caso anterior el ToF para cada baliza se obtiene del índice del pico de correlación de mayor amplitud que en cada caso dependerá del patrón que mejor se ajuste a la velocidad del receptor. Una vez obtenidos los ToFs para las 4 balizas los resultados se utilizan para que el algoritmo de posicionamiento determine la posición del receptor. Este procesamiento se repite para cada una de las 37 señales que se han obtenido.



En la Figura 5.24 a) se muestran los resultados obtenidos tras procesar las señales recibidas con el micrófono en movimiento mediante el algoritmo de compensación Doppler.

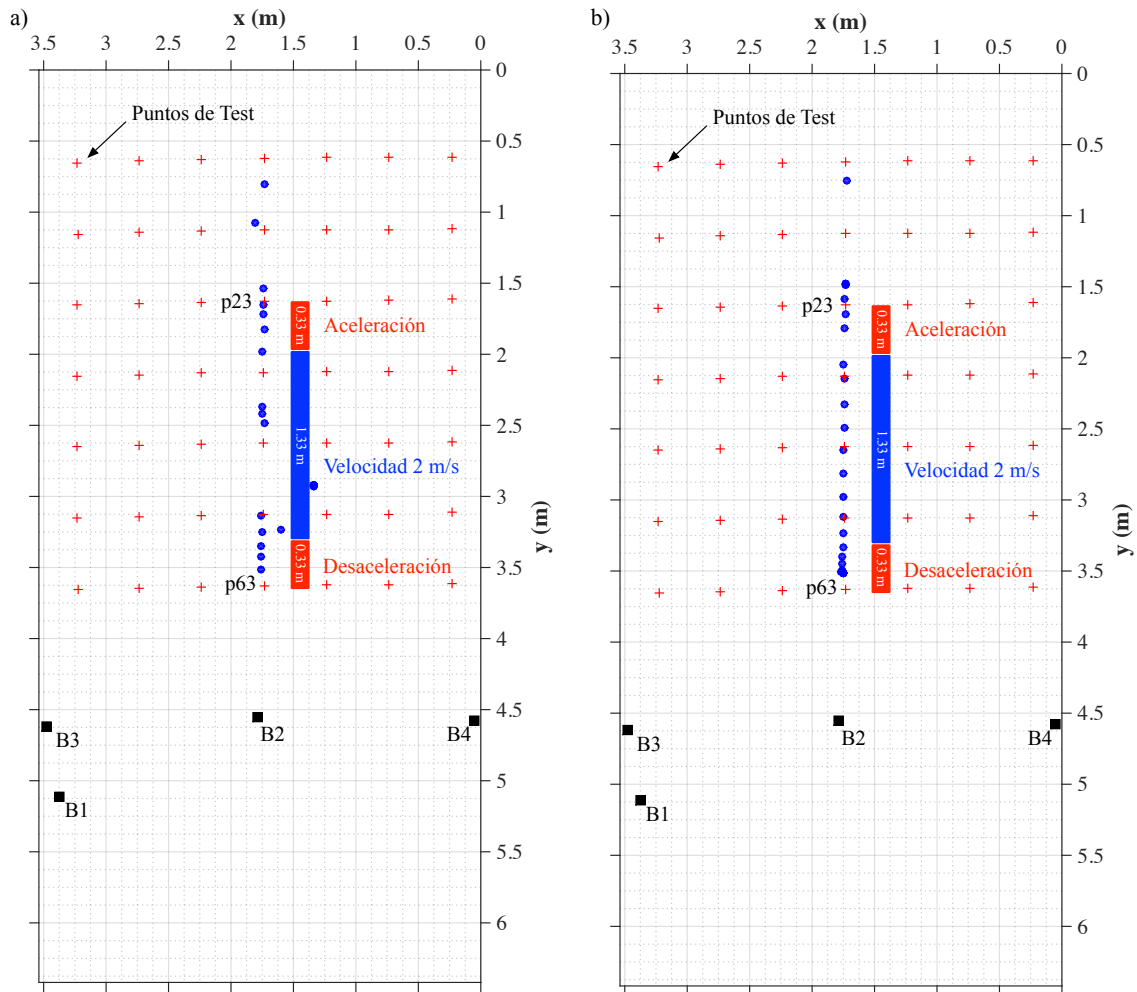


FIGURA 5.24: Posicionamiento del micrófono ultrasónico en movimiento mediante compensación Doppler: a) sin aplicar el algoritmo MP y b) aplicando el algoritmo MP.

Los resultados que se muestran en la Figura 5.24 a) presentan un alto número de *outliers*. En concreto, se han obtenido 26 *outliers* sobre un total de 37 medidas adquiridas, lo que establece la DS tan sólo en el 28%. Dadas estas circunstancias, se ha procedido a analizar los ToFs obtenidos y se ha podido constatar nuevamente que los malos resultados obtenidos estaban causados por el multicamino existente en la señal proveniente de la baliza 1, igualmente generado por el propio *slider*. De nuevo se pone de manifiesto que el multicamino juega un papel determinante sobre la calidad de los resultados obtenidos, obligando por ello a aplicar también en este caso el algoritmo *Matching Pursuit* para cancelarlo. Los resultados que se obtuvieron tras el procesamiento de las señales adquiridas con la acción combinada de los algoritmos de compensación de Doppler y multicamino son los que se pueden observar en la Figura 5.24 b).



En estos resultados se evidencia una mejora sustancial respecto a los obtenidos en la Figura 5.24 a), tanto es así que en esta ocasión el número total de *outliers* se reduce de los 26 obtenidos anteriormente a tan sólo 2 (señales 11 y 12), situando con ello la disponibilidad del sistema en el 95%. En este caso se puede apreciar incluso el efecto que la velocidad tiene sobre la distribución de los puntos a lo largo del recorrido, de este modo, se observa como en las zonas donde el receptor se ha movido a baja velocidad los puntos se encuentran más juntos mientras que en la zona donde éste se ha movido a la máxima velocidad de 2 m/s los puntos se encuentran más separados y equidistantes (16 cm) entre sí. Por lo tanto, puede concluirse que en esta ocasión si ha sido posible posicionar al receptor al someterlo a velocidades de hasta 2 m/s, circunstancia que no fue posible resolver utilizando el *iPad* dada su baja frecuencia de adquisición.

Por ultimo, se ha estudiado el efecto que la velocidad tiene sobre la amplitud de los picos de correlación de la señal recibida respecto a la que tendría si el receptor se encontrase en reposo. En concreto, se han comparado las amplitudes de los picos de correlación de la baliza 2 en el conjunto de puntos donde el receptor se desplaza a la velocidad máxima de 2 m/s con los que se obtendrían en esos mismos puntos con el receptor en reposo. De esta forma, se han tomado un total de 6 adquisiciones con el receptor en reposo en los puntos de localización que se obtuvieron tras procesar el conjunto de señales adquiridas en movimiento comprendido entre las señales 13 y la 18. Este nuevo conjunto de 6 adquisiciones ha sido correlado con el patrón de la baliza 2 en reposo, comparando las amplitudes de sus picos de correlación con los picos obtenidos en los mismos puntos con el receptor en movimiento cuando fueron correlados igualmente con el patrón a 0 m/s (línea azul de la Figura 5.23). Ambos resultados se pueden observar en la Figura 5.25.

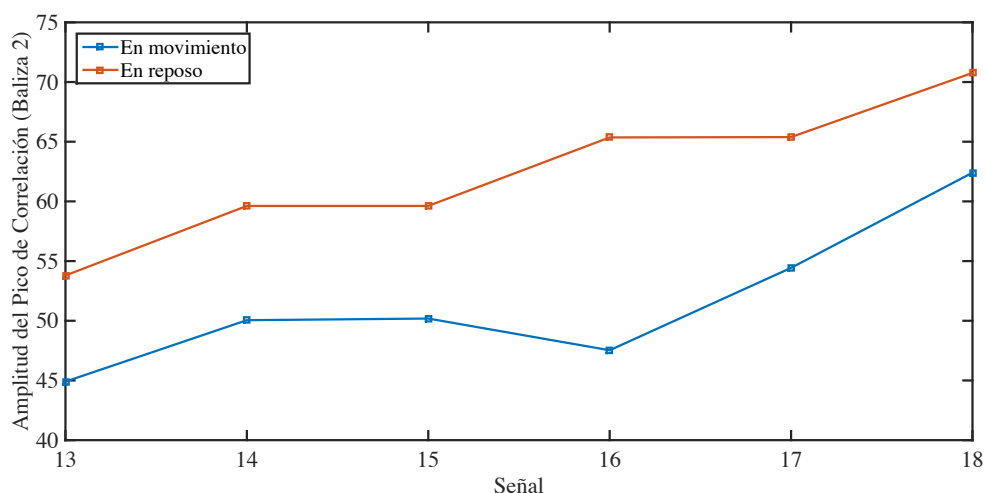


FIGURA 5.25: Amplitudes de las correlaciones respecto al patrón en reposo cuando el receptor se mueve a 0 y 2 m/s.

En la Figura 5.25 se observa con claridad como las amplitudes de los picos de correlación de las señales adquiridas en movimiento han caído respecto a los valores obtenidos para las señales adquiridas en los mismos puntos con el receptor en reposo.

En teoría, como se indicó en el capítulo anterior, el tiempo de coherencia  $T_C$  puede ser expresado de forma cuantitativa como el tiempo en el que la respuesta impulsiva del canal se mantiene por encima del 50%. De este modo, se espera que a una determinada velocidad del receptor los picos de correlación de las señales adquiridas en movimiento hayan caído a la mitad de la amplitud que tendrían si el receptor se encontrara en reposo debido al efecto Doppler. El tiempo de coherencia del canal, tal y como se calculó en la expresión 4.39, llega a su valor límite cuando se alcanzan los 2.3 m/s en el receptor. A esta velocidad el  $T_C$  coincide con el tiempo de emisión que es de 3.9 ms, esto significa de acuerdo con 4.37 que a velocidades mayores del receptor  $f_d$  crecerá y por tanto  $T_C$  disminuirá implicando con ello que la señal recibida se verá perturbada por el cambio en las condiciones del canal.

Tanto en los resultados experimentales que se muestran en la Figura 5.25 como en los simulados que se mostraron en el capítulo anterior en la Figura 4.5 se pone de manifiesto que la atenuación que sufren los picos de correlación debido al efecto Doppler es ligeramente inferior a la predicha de forma teórica. De esta forma se observa como en los resultados simulados de la Figura 4.5 la amplitud de los picos de correlación con el receptor moviéndose a 2.5 m/s caen al 60% del valor que tenían cuando el receptor se encontraba en reposo. Asimismo, en los resultados que se muestran en la Figura 5.25 donde el receptor se mueve a la velocidad máxima de 2 m/s se observa como la caída en la amplitud de los picos de correlación también es menor a la predicha teóricamente, en concreto, la atenuación máxima que se alcanza representa el 72% de la amplitud obtenida en ese mismo punto con el receptor en reposo, además, esta atenuación disminuye hasta el 82% si se calcula el promedio para las 6 localizaciones donde se tomaron las medidas.

De gran interés hubiera resultado desde el punto de vista experimental medir cual es la velocidad máxima a la que se alcanza una atenuación del 50% en los picos de correlación de las señales adquiridas en movimiento, pero lamentablemente el *slider* no alcanza velocidades superiores a los 2 m/s y ello imposibilita la realización de la prueba.

Sin embargo, sí que es posible hacer una simulación para estimar este valor. Para ello, se tomó una de las señales adquiridas en reposo (señal 16) y se le aplicó la función desarrollada en [AHM<sup>+</sup>13] que simula el efecto Doppler sobre la señal para varias velocidades. Cada una de estas versiones desplazadas de la señal recibida se correló con los patrones en reposo y se calcularon las atenuaciones sufridas en sus picos de correlación respecto al valor que se obtuvo anteriormente cuando fue correlada con la señal original obtenida en reposo.

En la Figura 5.26 se pueden ver los resultados obtenidos.

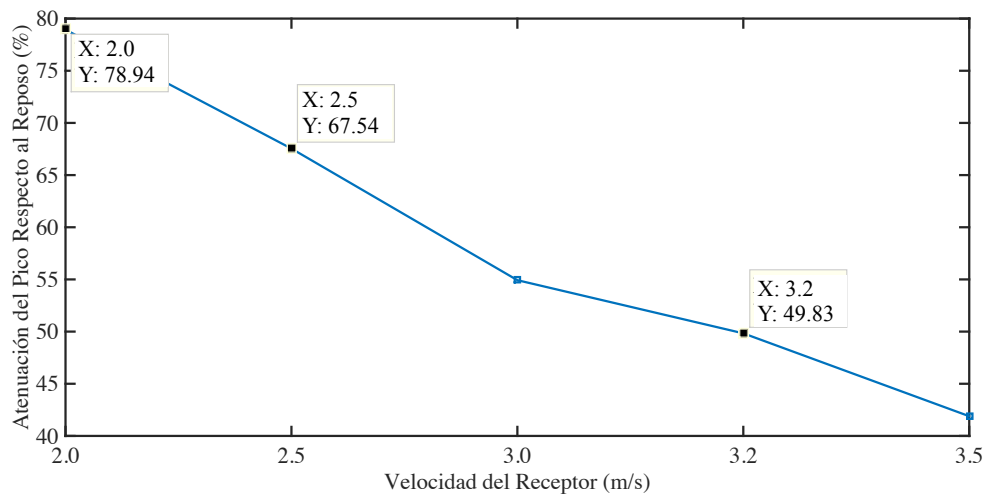


FIGURA 5.26: Atenuación de los picos de correlación respecto al patrón en reposo cuando se simula el movimiento del receptor a varias velocidades.

En primer lugar se observa que existe una buena concordancia con los valores obtenidos a 2 y 2.5 m/s en las Figuras 5.25 y 4.5, en las que se obtuvieron atenuaciones de la amplitud del 82 y el 60% en cada caso, mientras que en las simulaciones tal como se muestra en la figura las atenuaciones son aproximadamente del 79% y del 67% respectivamente. Por otro lado se puede ver también como la atenuación del 50% en la amplitud del pico de correlación en movimiento respecto del obtenido en reposo se produce aproximadamente cuando el receptor se desplaza a una velocidad de 3.2 m/s, circunstancia que indica que el receptor se podría desplazar 0.9 m/s más rápido que lo que indicaron los cálculos teóricos.

La aproximación utilizada en la expresión 4.37 para obtener el valor del tiempo de coherencia del canal  $T_C$  está pensada fundamentalmente para sistemas de comunicación por RF. Si en vez de haber tomado esta expresión para el cálculo  $T_C$  se hubiese elegido la menos estricta, es decir la inversa de  $f_d$ , el tiempo de coherencia obtenido hubiese permitido desplazamientos del receptor de hasta 5.5 m/s, valor que también es poco realista con lo observado experimentalmente en el sistema desarrollado en esta tesis.

Dado que conocemos mediante la simulación realizada la velocidad a la que se produce el 50% de atenuación en los picos de correlación de las señales recibidas, se puede llevar a cabo una nueva estimación de la constante del modelo que relaciona el tiempo de coherencia con el desplazamiento Doppler de la expresión 4.37. Para ello, se calculó en primer lugar el desplazamiento Doppler sufrido por la portadora a 3.2 m/s mediante la expresión 4.34 y tras sustituir los datos en esta expresión se obtuvo un valor para  $f_d$  de 149.05 Hz.

Como para el valor de atenuación del 50% de los picos de correlación  $T_C$  ha de ser igual al tiempo de emisión de la señal para que ésta no se vea afectada por los cambios en las condiciones del canal y además se acaba de calcular el desplazamiento en frecuencia sufrido a la velocidad a la que se produce esa atenuación, se puede despejar de la ecuación 4.37 el valor de la constante  $k$  que relaciona el tiempo de coherencia con el desplazamiento Doppler, es decir:

$$T_C \approx \frac{k}{f_d} \Rightarrow k = 0,0039 \cdot 149,05 = 0,582 \quad (5.1)$$

Por lo tanto la expresión equivalente a la expresión 4.37 en nuestro sistema vendría dada como:

$$T_C \approx \frac{0,582}{f_d} \quad (5.2)$$

## Capítulo 6

# Conclusiones y Trabajos Futuros

### 6.1. Introducción

En este último capítulo se procede a sacar las conclusiones más relevantes obtenidas del trabajo realizado en esta tesis. Además, se proponen las líneas de trabajo futuro que se derivan de la investigación y de los resultados obtenidos. Para concluir, en la última sección se adjuntan las publicaciones generadas que están directamente relacionadas con esta tesis.

### 6.2. Conclusiones

A lo largo de todo el trabajo llevado a cabo en esta tesis se ha desarrollado un sistema de posicionamiento local acústico de interior. Como se ha visto, el sistema consta de dos partes claramente diferenciadas: el módulo emisor y el módulo receptor.

El módulo emisor utiliza un dispositivo programable tipo FPGA para la emisión de 4 códigos Kasami de 63 *bits* modulados en BPSK con portadora de 16 kHz. La ubicación de las balizas emisoras se eligió de forma que se minimizase la dilución geométrica de la precisión sobre el área de posicionamiento elegida y se orientaron para que se optimizase la cobertura. Para la minimización del PDOP (del inglés, *Position Dilution Of Precisión*) se utilizaron dos métodos de búsqueda metaheurística: Búsqueda Armónica y Algoritmo Genético, siendo este último el que menores PDOP medio y mínimo ofreció finalmente.

Por otro lado, se ha visto que el módulo receptor asume las funciones de sistema de adquisición y de procesamiento de la señal recibida y que ha sido desarrollado sobre un dispositivo móvil tipo *tablet*. En concreto se ha utilizado un *iPad* sobre el que se ha implementado una aplicación que gestiona la adquisición de la señal, el procesamiento de los datos y la representación de los resultados obtenidos.

Tal y como se ha podido constatar en capítulos anteriores la aplicación está constituida por: un módulo de adquisición, un módulo de procesamiento, un módulo de posicionamiento, un módulo de representación de resultados y la interfaz de usuario.

En primer lugar, el sistema de adquisición ha sido configurado a la frecuencia de adquisición máxima de 96 kHz que permite el *iPad*. Además, se modificó la estructura de tres *buffers* cíclicos que implementa el *iPad* por defecto reduciéndola a tan sólo uno que hiciese adquisiciones discretas en el tiempo con un tamaño de muestras determinado. En este sentido, se configuró el tamaño del *buffer* de almacenamiento a la longitud correspondiente a dos códigos y el hueco entre emisiones, tamaño que asegura la adquisición completa de al menos un paquete de códigos dentro del *buffer*. También se ha realizado un estudio de las posibles ambigüedades que se podrían dar a la hora de elegir los ToFs correctos de un determinado código y se ha llevado a cabo el procesamiento necesario para evitarlas.

Por otro lado, en el módulo de procesamiento se ha visto como se pueden distinguir tres bloques diferenciados para: el algoritmo de correlación simple, el algoritmo de compensación de MAI y el algoritmo MP para cancelación de multicamino. En el bloque del algoritmo de correlación simple se han implementado 4 correladores que comparan la señal recibida con cada uno de los 4 patrones de las señales emitidas, permitiendo obtener los picos de correlación que dan lugar a los ToFs (del inglés, *Time of Flight*). En el bloque del algoritmo de compensación de MAI (del inglés, *Multi Access Interference*), se ha propuesto la compensación del efecto ISI (del inglés, *Inter Symbol Interference*) mediante la estimación de la respuesta impulsiva de cada canal acústico, al mismo tiempo que se ha implementado un algoritmo sustractivo en paralelo para la cancelación de las interferencias producidas por el acceso múltiple. Por último, en el bloque del algoritmo MP se ha realizado una estimación dispersa de la respuesta impulsiva del canal eligiendo como la componente de LoS (del inglés, *Line of Sight*) a la primera componente que en orden de llegada supere un cierto umbral fijado como una fracción de la amplitud de la componente de mayor tamaño.

También, en el módulo de posicionamiento se ha implementado un algoritmo basado en multilateración. Se ha constatado como la no linealidad de las ecuaciones que se generan mediante esta técnica y la no idealidad de las señales recibidas, convierten la resolución de la posición en un problema de optimización no lineal resuelto mediante el método de minimización de Gauss-Newton.

Por último, también se ha programado la interfaz de usuario que permite el manejo de la aplicación. En esta interfaz se ha visto como el usuario podrá elegir el algoritmo de proceso utilizado, incluir la temperatura del entorno, especificar el nombre del archivo de datos y por último iniciar y parar la adquisición de la señal. Además de ello, la interfaz también incluye un plano bidimensional del recinto donde se representan en cada momento los resultados obtenidos del posicionamiento.

En el capítulo de resultados se ha explicado como para el estudio del rendimiento de los algoritmos de correlación simple, compensación de MAI y cancelación del multicamino se creó un mallado de 49 puntos de test distribuidos uniformemente en los vértices de una cuadrícula de 50 cm de lado. Las coordenadas de cada uno de estos puntos fueron determinadas con una precisión de  $\pm 1$  mm respecto al sistema de referencia mediante un telémetro láser. En cada uno de estos puntos se ubicó el *iPad* sobre un trípode y se utilizó un plomada para posicionar el micrófono a 1.1 m sobre la perpendicular del punto de test marcado en el suelo. Sobre el conjunto de estos puntos de test se han estudiado los efectos que la presencia del usuario, la interferencia por acceso múltiple, el multicamino, la adicción de ruido y el movimiento del receptor tienen sobre los resultados obtenidos.

En el primer caso se ha visto como la presencia del usuario no tiene efectos relevantes sobre el desempeño del sistema. Para ello se ha realizado una prueba en el centro del área de posicionamiento obteniéndose resultados casi idénticos con y sin la presencia del usuario.

En general, los algoritmos de compensación de MAI y de cancelación del multicamino han mostrado un buen rendimiento para resolver la problemática para la que fueron diseñados. El algoritmo de compensación de MAI se ha mostrado solvente frente a esta interferencia en aquellas localizaciones donde el dispositivo receptor estaba sometido a un intenso efecto *Near-Far* y también ha demostrado ser el más robusto frente a la adicción de ruido a la señal emitida. Por otro lado, el algoritmo *Matching Pursuit* para cancelación de multicamino ha dado resultados satisfactorios en todo el área de localización permitiendo resolver el posicionamiento en zonas fuertemente afectadas por este fenómeno como aquellas próximas a paredes y esquinas. En cambio, como puntos débiles de estos algoritmos se ha visto que el algoritmo de compensación de MAI ha mostrado ser poco eficaz en presencia de multicamino y que el algoritmo de cancelación del multicamino resulta ser poco efectivo cuando se añade ruido a la señal emitida. Tales resultados ponen por tanto de manifiesto que aunque los algoritmos muestran buenos resultados en según que zonas y circunstancias, ninguno de ellos representa por si mismo una solución integral óptima de posicionamiento, sino que para alcanzarla estos algoritmos han de ser utilizados de forma complementaria.

En referencia a los efectos que el movimiento del receptor tiene sobre la resolución del posicionamiento, se ha observado como la baja frecuencia de adquisición del *iPad* limita la calidad de los resultados obtenidos e impide compensar el efecto Doppler. Pese a ello, se ha propuesto el método desarrollado en [AHM<sup>+</sup>13] con el que se ha conseguido mitigar este efecto utilizando un sistema de adquisición de mayor frecuencia.

### 6.3. Trabajos Futuros

En esta sección se perfilan las líneas de investigación futuras que se derivan del trabajo realizado en esta tesis. Aunque los resultados obtenidos establecen un sólido punto de partida en cuanto al desarrollo de un ALPS (del inglés, *Acoustic Local Positioning System*) sobre un dispositivo móvil, existen sin embargo evidentes márgenes de mejora en diversos ámbitos que el autor considera que deben ser la continuación de los trabajos que se han desarrollado en esta tesis. La ampliación y mejora de estos trabajos tendrá que ver tanto con el módulo emisor como con el módulo receptor.

Desde el punto de vista del módulo emisor, la idea en un futuro próximo es evitar la dependencia de la FPGA (del inglés, *Field Programmable Gate Array*) para realizar las emisiones utilizando pequeños módulos que generen estas emisiones mediante un microcontrolador y que lleven la baliza integrada. Además se pretende que estos módulos se puedan sincronizar entre sí vía *Bluetooth* y ser conectados y desconectados a través del *iPad*. También se buscarán balizas con mejores prestaciones sobre todo en lo que al patrón de directividad se refiere. La intención es encontrar balizas que para la frecuencia de portadora nos ofrezcan una mayor amplitud angular de emisión que permita mejorar las condiciones de cobertura que se tienen con las actuales. Entre los sensores que se prevén que en un futuro cercano incluyan los dispositivos móviles se encuentran los micrófonos ultrasónicos para el reconocimiento gestual [kno16]. De ser incluidos estos micrófonos en una próxima generación de *smartphones* y *tablets*, se abre la posibilidad de poder utilizar transductores ultrasónicos y con ello explorar nuevas e interesantes alternativas con portadoras alejadas del rango audible. Además de ello, aunque el trabajo aquí realizado utiliza exclusivamente la tecnología acústica, eso no impide que en próximos trabajos se exploren líneas de investigación que impliquen el uso cooperativo de otras tecnologías como WiFi, Bluetooth, sensores inerciales, etc.

En la parte que concierne al módulo receptor también son varias las mejoras que se tiene intención de llevar a cabo. Estas mejoras esencialmente tienen que ver con la depuración del código de la aplicación para reducir los tiempos de ejecución en sus diferentes módulos y por otro con la optimización de los algoritmos de compensación de MAI y de cancelación del multicamino en aquellas situaciones en las que han demostrado ser vulnerables. De este modo, se buscará hacer más robusto al algoritmo de compensación de MAI en presencia de multicamino y al algoritmo de cancelación de multicamino en presencia de ruido. En este aspecto, se baraja la posibilidad de crear un algoritmo híbrido que incluya la acción combinada de ambos algoritmos.



En concreto, en este nuevo algoritmo a la hora de elegir el *finger* óptimo se plantea eliminar aquellos *fingers* candidatos generados por el multicamino. Por consiguiente en la elección del *finger* óptimo tan sólo quedarían el candidato que pertenece al LoS y los que son fruto exclusivamente del MAI. Este nuevo algoritmo deberá presentar la misma robustez ante la adicción de ruido que ya presentaba el algoritmo de compensación de MAI y al mismo tiempo al eliminarse los *fingers* generados por ecos ser resistente al multicamino.

Por otro lado, resulta obvio que la mejora en las prestaciones *hardware* del dispositivo receptor también van a tener una incidencia importante sobre los resultados que se puedan obtener en un futuro. De esta forma la incorporación de procesadores más rápidos reducirán el tiempo de ejecución de los algoritmos y mejorarán la experiencia de usuario. La inclusión de un segundo micrófono y de mejores prestaciones incrementarán la capacidad de recepción y la calidad de los resultados obtenidos. También la consecución de mayores frecuencias de adquisición en el ADC (del inglés, *Analog-to-Digital Converter*) permitirá implementar el algoritmo de compensación del efecto Doppler en el *iPad* y resolver la problemática asociada al movimiento del dispositivo. Por último, en la actualidad se ha tenido conocimiento de una prometedora línea de investigación que utiliza codificación tolerante al Doppler [PAA<sup>+</sup>13, GUHN15]. En estos trabajos se proponen la utilización de códigos polifásicos y secuencias multinivel respectivamente llevándose a cabo una serie de simulaciones que demuestran la buena tolerancia de estas señales frente al efecto Doppler. Por ello, la utilización de estas secuencias en el sistema propuesto en esta tesis será una de las líneas de trabajo futuro.

Atendiendo a las nuevas tendencias, también se contempla la utilización conjunta del *iPad* con dispositivos *wearables*, tipo *smartwatches* o *activity trackers* que podrán mostrar o suministrar información adicional útil para el posicionamiento. En este sentido, además se explorará la posibilidad de agregar la información relativa a la orientación del *iPad* en cada punto, a través del estudio de las intensidades de las señales recibidas de cada baliza.

Otra de las líneas futuras de trabajo que se llevará a cabo tiene que ver con el desarrollo del ALPS sobre el entorno *Android*. La mayor limitación que presenta este entorno tiene que ver con la frecuencia de muestreo del ADC de sus dispositivos que solo alcanza los 48 kHz. Por otro lado, no se han encontrado librerías en *Android* para procesamiento de señal cuya eficiencia sea comparable con la alcanzada con el paquete *vDSP* suministrado por *Apple*. Este hecho hace que los tiempos de ejecución de algoritmos de procesamiento complejos como los llevados a cabo en esta tesis, donde continuamente se llevan a cabo correlaciones y sustracciones de señales, se demoren hasta el extremo de ofrecer unos tiempos de actualización de la posición que no resulten útiles para el usuario. No obstante, es de esperar que estos condicionantes cambien en un futuro y tanto la frecuencia de adquisición del ADC como las herramientas para el procesamiento de señal suministradas por *Android* mejoren para se pueda abordar con éxito el desarrollo de un ALPS sobre esta plataforma.

## 6.4. Publicaciones Relacionadas con la Tesis

En esta sección se relacionan las publicaciones en revistas indexadas y las contribuciones a congresos nacionales e internacionales derivadas del trabajo realizado en esta tesis.

### 6.4.1. Publicaciones en Revistas Internacionales

- [PAA<sup>+</sup>11] José A. Paredes, Teodoro Aguilera, Fernando J. Álvarez, Jesús Lozano y Jorge Morera. *Analysis of Doppler Effect on the Pulse Compression of Different Codes Emitted by an Ultrasonic LPS*. Sensors (Basel, Switzerland). 2011, 11(11):10765-10784.
- [BAAP15] Alfonso Bahillo, Teodoro Aguilera, Fernando Javier Álvarez, Asier Perallos. *WAY: Continuous Positioning Using a Smart Device*. Wireless Personal Communications (WPC). Elsevier.  
**En revisión.**
- [ASAJ15] Teodoro Aguilera, Fernando Seco, Fernando J. Álvarez y Antonio R. Jiménez. *Broadband Acoustic Local Positioning System for Mobile Devices with Multiple Access Interference Cancellation*. Transactions on Mobile Computing (TMC). IEEE.  
**En revisión.**
- [AAL15] Fernando J. Álvarez, Teodoro Aguilera y Roberto López-Valcarce. *CDMA-Based Acoustic Local Positioning System for Portable Devices with Multipath Cancellation*. Pervasive and Mobile Computing (PMC). Elsevier.  
**En revisión.**

### 6.4.2. Publicaciones en Congresos Nacionales

- [PAAL<sup>+</sup>11] José A. Paredes, Teodoro Aguilera, Fernando J. Álvarez, J. Lozano y Jorge Morera. *Análisis del Efecto Doppler en la Compresión de Pulsos de un LPS Ultrasónico*. Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'11). Julio 2011, Badajoz (España).
- [APAL<sup>+</sup>11] Teodoro Aguilera, José A. Paredes, Fernando J. Álvarez, J. Lozano y J. Álvaro Fernández. *Servicios Basados en Localización Ultrasónica sobre Dispositivos iOS*. Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'13). Julio 2013, Madrid (España).
- [APAL<sup>+</sup>16] Teodoro Aguilera, Fernando J. Álvarez y Jorge Morera. *Compensación del Efecto Doppler en un LPS Acústico para Dispositivos Móviles*. Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'16). Julio 2016, Elche (España).  
**En revisión.**

### 6.4.3. Publicaciones en Congresos Internacionales

- [AAF<sup>+</sup>10] F. J. Álvarez, T. Aguilera, J. A. Fernández, J. A. Moreno y A. Gordillo. *Analysis of the Performance of an Ultrasonic Local Positioning System Based on the Emission of Kasami Codes*. International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN'10). Sept 2010, Zurich (Suiza).
- [AAP<sup>+</sup>11] Fernando. J. Álvarez, Teodoro Aguilera, José A. Paredes, Jorge Morera y J. Álvaro Fernández. *Effect of Receiver Movement on Signal Detection in an Ultrasonic LPS*. International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN'11). Septiembre 2011, Guimarães (Portugal).
- [APAS<sup>+</sup>13] Teodoro Aguilera Benítez, José Antonio Paredes Moreno, Fernando Javier Álvarez Franco, José Ignacio Suárez Marcelo y Álvaro Hernández Alonso. *Acoustic Local Positioning System Using an iOS Device*. International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN'13). Octubre 2013, Montbéliard-Belfort (Francia).
- [AASA<sup>+</sup>15] Teodoro Aguilera Benítez, Fernando Javier Álvarez Franco, Almudena Sánchez Rodríguez, Daniel Filipe Albuquerque, José Manuel Neto Vieira y Sérgio Ivan Lopes. *Characterization of the Near-Far Problem in a CDMA-Based Acoustic Localization System*. International Conference on Industrial Technology (ICIT'15). Marzo 2015, Sevilla (España).
- [AAP<sup>+</sup>15] Teodoro Aguilera Benítez, Fernando Javier Álvarez Franco, José Antonio Paredes Moreno, Jorge Morera Maninar y José Antonio Moreno Zamora. *Performance Analysis of Different SIC-Based Methods for Multipath Cancellation*. International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN'15). Octubre 2015, Banff (Canadá).



## Anexo A

# Deducción del Método de Gauss-Newton

En primer lugar se deducirá el método de Newton-Raphson para una variable. Para ello, se define una función  $f(x)$  y se realiza su desarrollo de Taylor en el entorno del punto  $x_p$ :

$$f(x) = f(x_p) + f'(x_p)(x - x_p) + \frac{f''(x_p)}{2!}(x - x_p)^2 + \dots \quad (\text{A.1})$$

Si se trunca el desarrollo en serie a partir del término de segundo orden y se evalúa la expresión en  $x_{p+1}$ :

$$f(x_{p+1}) = f(x_p) + f'(x_p)(x_{p+1} - x_p)^2 \quad (\text{A.2})$$

Considerando que  $x_{p+1}$  tiende a la raíz, se debe cumplir que  $f(x_{p+1}) = 0$ , por lo tanto sustituyendo en la expresión A.1, se obtendrá:

$$x_{p+1} = x_p - \frac{f'(x_p)}{f''(x_p)} \quad (\text{A.3})$$

obteniéndose la expresión del algoritmo para funciones de una sola variable.

Este método puede ser generalizado a  $n$  dimensiones reemplazando el término derivativo de primer orden por el gradiente ( $\nabla f(\mathbf{x})$ ) y el de segundo orden por la inversa de la matriz Hessiana ( $\mathbf{H}f(\mathbf{x})$ ), de esta forma:

$$\mathbf{x}_{p+1} = \mathbf{x}_p - [\mathbf{H}f(\mathbf{x})]^{-1} \nabla f(\mathbf{x}), \quad p \geq 0 \quad (\text{A.4})$$

siendo  $\mathbf{x} = \{x_j\}$  con  $j = 1, 2, \dots, n$ .

El algoritmo de Gauss-Newton es un método de optimización por mínimos cuadrados utilizado para la resolución de sistemas de ecuaciones no lineales. Este algoritmo surge del intento de evitar el costoso cálculo analítico del Hessiano de la expresión A.4 utilizando una aproximación del mismo que convierta el problema de mínimos cuadrados no lineal originario en un problema de mínimos cuadrados lineal.

Partiendo de un conjunto de funciones  $\mathbf{f} = \{f_i\}$  con  $i = 1, \dots, m$  dependientes de una serie de variables  $\mathbf{x} = \{x_j\}$  con  $j = 1, \dots, n$  y verificándose que  $m \geq n$ , el algoritmo de Gauss-Newton encuentra de forma iterativa el mínimo de la función  $\mathbf{F}(\mathbf{x})$  expresada en la forma:

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^m [f_i(\mathbf{x})]^2 \quad (\text{A.5})$$

Por un lado, el gradiente de  $\mathbf{F}(\mathbf{x})$  respecto a la variable  $x_j$  puede ser expresado como:

$$\nabla_j \mathbf{F}(\mathbf{x}) = 2 \sum_{i=1}^m f_i(\mathbf{x}) \frac{\partial f_i(\mathbf{x})}{\partial x_j} \quad (\text{A.6})$$

Por otro lado, los elementos del Hessiano pueden ser calculados derivando los elementos del gradiente  $\nabla_j \mathbf{F}(\mathbf{x})$  respecto a  $x_k$ :

$$\mathbf{H}_{jk} \mathbf{F}(\mathbf{x}) = 2 \sum_{i=1}^m \left( \frac{\partial f_i(\mathbf{x})}{\partial x_j} \frac{\partial f_i(\mathbf{x})}{\partial x_k} + f_i(\mathbf{x}) \frac{\partial^2 f_i(\mathbf{x})}{\partial x_j \partial x_k} \right) \quad (\text{A.7})$$

El método de Gauss-Newton se obtiene despreciando el término derivativo de segundo orden de la expresión A.7, esta aproximación del Hessiano es posible siempre que:

1. Los valores de la función  $f_i(\mathbf{x})$  sean pequeños en magnitud, al menos en las proximidades del mínimo.
2. Las funciones sean moderadamente no lineales tales que el término derivativo de segundo orden de la expresión A.7 sea relativamente pequeño en magnitud.

Bajo estas hipótesis, el Hessiano puede ser aproximado como:

$$\mathbf{H}_{jk} \mathbf{F}(\mathbf{x}) \approx 2 \sum_{i=1}^m \frac{\partial f_i(\mathbf{x})}{\partial x_j} \frac{\partial f_i(\mathbf{x})}{\partial x_k} \approx 2 \sum_{i=1}^m \mathbf{J}_{ij} \mathbf{J}_{ik} \quad (\text{A.8})$$

donde  $\mathbf{J}_{ij}$  y  $\mathbf{J}_{ik}$  son entradas del jacobiano.

Finalmente, si expresamos el gradiente y el Hessiano en notación matricial:

$$\nabla \mathbf{F}(\mathbf{x}) = 2\mathbf{J}_f^T \mathbf{f}(\mathbf{x}), \quad \mathbf{H}\mathbf{F}(\mathbf{x}) \approx 2\mathbf{J}_f^T \mathbf{J}_f$$

y sustituimos sus valores en la expresión A.4 para  $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ , obtendremos la expresión correspondiente al método de Gauss-Newton:

$$\mathbf{x}_{p+1} = \mathbf{x}_p - [\mathbf{J}_f^T \mathbf{J}_f]^{-1} \mathbf{J}_f^T \mathbf{f}(\mathbf{x}) \tag{A.9}$$





## Anexo B

# Código Matlab de los Algoritmos MP y MPO

### B.1. *Matching Pursuit*

---

```
function [h] = MP(iter,S,r)
n=size(S);
A1=zeros(n);
r=r';
res=r;
h=zeros(1,length(r));
h=h';
energynorm=norm(S(:,1))^2;
for k=1:1:iter,
aux=S'*res;
[~,indexcol] = max(abs(aux));
A1(:,indexcol)=S(:,indexcol);
h(indexcol)=aux(indexcol)/energynorm;
est = A1*h;
res = r-est;
end;
```

---

---

## B.2. *Matching Pursuit Orthogonal*

---

```
function [h] = MPO(iter,S,r)
n=size(S);
A1=zeros(length(r),length(r)+1);
r=r';
res=r;
for k=1:1:iter,
[~,indexcol] = max(abs(S'*res));
A1(:,indexcol)=S(:,indexcol);
S(:,indexcol)=0;
h = A1\r;
res = r-A1*h;
end;
```

---

## Anexo C

# Extended Abstract

### C.1. Introduction

The availability and computing power of smart devices such as phones and tablets have increased steadily in the last few years. These devices are equipped with physical sensors such as an inertial motion unit, magnetic compass, light sensor, etc..., that permit a better interaction of the user with the physical world. Of particular importance are Location Based Services (LBS) which are based upon knowledge of the users position in their environment. In today's common usage, LBS such as guidance, restaurant finders, tourist guides, etc., are provided to the user as applications installed in their devices. Outdoor location is obtained by the device through the GPS receiver; however, it is well known that, due to the attenuation effects of roofs and walls as well as multipath propagation, GPS has very low accuracy or cannot fix a position at all in indoor environments, where much human activity takes place [Zan09].

In order to extend the location availability to indoor environments, many technological possibilities have been proposed [LDBL07, MT12]. Some of them require the deployment of a location infrastructure in the environment, such as infrared beacons [WHFG92] or magnetic coils [BS13], which can be difficult or too expensive to install. Of particular relevance today are location systems based on already existing RF beacons, particularly WiFi. In this category we find all those systems based on the measurement of a radio frequency Received Signal Strength (RSS), both from WPAN [WBR05, RPE05, SSSR07, PPP11] or WLAN [MTS07, GLDR10, LJC<sup>+</sup>11, LCC<sup>+</sup>12a] transceivers. Due to the complex propagation of radio frequency signals indoors, RSS measurements are subject to large variability in this type of environments, resulting in typical positioning errors between one and a few meters. This poor accuracy has been improved by fusing RSS measurements with the information provided by the accelerometer [LCP<sup>+</sup>10, WYLX13], both the accelerometer and the magnetometer [LGY<sup>+</sup>12, GWL<sup>+</sup>12], the accelerometer and the gyroscope [PLG<sup>+</sup>12] or even the barometer [BPF<sup>+</sup>12].

On the other hand, acoustic-based systems are one of the best alternatives for high precision positioning [HH06]. Accurate acoustic ranging is possible given the relatively low propagation speed of sound in air [WJH97], and also because most devices are equipped with audio recording hardware. Systems as *Beep* [MLG<sup>+</sup>05], and subsequent evolutions of this work [LHM<sup>+</sup>06], benefit from the use of acoustic signals to determine the Time-of-Flight (ToF) between an emitter (PDA) and a set of receiving beacons. These systems achieved positioning accuracies below 70 cm in 90 % of cases, improving to 40 cm in positions away from walls and corners.

A different approach is proposed in the *BeepBeep* ranging system [PSZ<sup>+</sup>07], where the authors present a two-way sensing technique to estimate the relative distance between a PDA and a smartphone. By measuring the ToF of chirp signals with frequencies between 2 and 6 kHz emitted by these devices, this system achieved positioning errors of 5 cm for distances below 4 m. Later, several works took advantage of the *BeepBeep* ranging technique to develop different relative indoor positioning systems among smartphones and tablets [XYSY11, QCMM11, QLLT14], reporting average positioning errors between 10 and 30 cm. Other works [FCC10, FCC13] are based on a centralized system where the smartphone emits short ultrasonic pulses at 21 kHz which are processed in order to determine its location by means of multilateration combined with a cost minimization function. However, these systems have a low robustness against in-band noise, and very limited multi-user capability.

In addition, compared with classic TDMA-based system designs, the current signal processing capabilities of smartphones and tablets [BQ12] allow for more efficient CDMA based positioning systems, in which all beacons emit their signals simultaneously. In that sense, some works have appeared as [BIC11], where the authors use FSK modulation to transmit the identifying data of several exhibits located inside a museum, or [GPU<sup>+</sup>13] where an analog multiplier connected to the smartphone translates the high frequency ultrasonic information emitted by a CDMA-based ULPS, into a low frequency band signal understandable for the smartphone that will process this signal to estimate its position. Compared with TDMA, CDMA positioning systems permit more accurate range measurements as well as higher position update rates. However, the use of longer and simultaneous emissions comes hand in hand with new problems, such as Multiple Access Interference (MAI) or Multipath propagation.

This thesis presents an Acoustic Local Positioning System (ALPS) based on spread spectrum modulation, which provides indoor localization for portable devices that acquire coded signals and performs itself all the necessary computations without the participation of any external processing unit. The coded signals are simultaneously emitted from a set of fixed beacons whose locations were carefully studied using metaheuristic searching methods in order to minimize their Geometric Dilution of Precision (GDOP).

To tackle the above mentioned problems related with CDMA systems, both MAI and Multipath solutions have been proposed. In the first case, a MAI compensation algorithm which runs on real-time in an iOS application has been developed. This algorithm is able to regenerate 90% of the ToFs estimations that had been considered as outliers when no correction was carried out, and consequently, increases the accuracy and availability of the system in practice. In the second case, a signal processing procedure for multipath cancellation has been designed. This technique is based on the Matching Pursuit (MP) algorithm, which has been proven to accurately detect direct transmission path signals which are highly attenuated in CDMA-based systems [IK03, KI04]. Experimental results show that the system is capable to achieve an average precision below 8 cm under strong MAI and multipath conditions with SNR levels as low as 3 dB.

Also, additional phenomena such as echoes produced by the user presence or the Doppler effect caused by the receiver movement have been studied. The conclusion about the first circumstance is that the user presence has not a significant relevance in the location accuracy nor in the system reliability. However, as it will be seen, the Doppler effect has a great impact on the quality of the obtained results, that strongly depends on the receiver speed and its sampling frequency. In that sense, the low data acquisition rate of the mobile devices plays an important role when the user is in motion, being a serious limiting factor to achieve satisfactory results.

Next section of this report presents a complete description of the acoustic positioning system, including design aspects, physical properties of the transducers and electronics. In Section C.3 the CDMA and the Doppler processing algorithms are described. Section C.4 contains the experimental evaluation of the positioning system, paying especial attention to its performance with respect to MAI and multipath outliers rejection. Finally, the most important conclusions and futures lines of research derived from this thesis are discussed in Section C.5.

## C.2. System Architecture

### C.2.1. Location Environment

The general arrangement of the acoustic positioning system proposed in this work is shown in Figure C.1 a). Four acoustic emitting beacons are placed in different positions inside a box-shaped room, whose dimensions can also be seen in Figure C.1 b). These beacons are close to the wall which is farthest from the entrance and with their acoustic axis perpendicular to it, thus allowing optimal signal reception to those users facing this wall. This configuration is particularly useful for certain types of LBS such as those designed to provide information to the visitors of a museum whose exhibits are shown in a single wall (as long as there are no occlusions of the direct propagation path).

Beacons are programmed to simultaneously emit encoded acoustic signals that are detected by the receiver (a portable device) carried by the user. This device processes the received signal, determines the ToF from each beacon (within an unknown time base), and computes an estimate of its position.

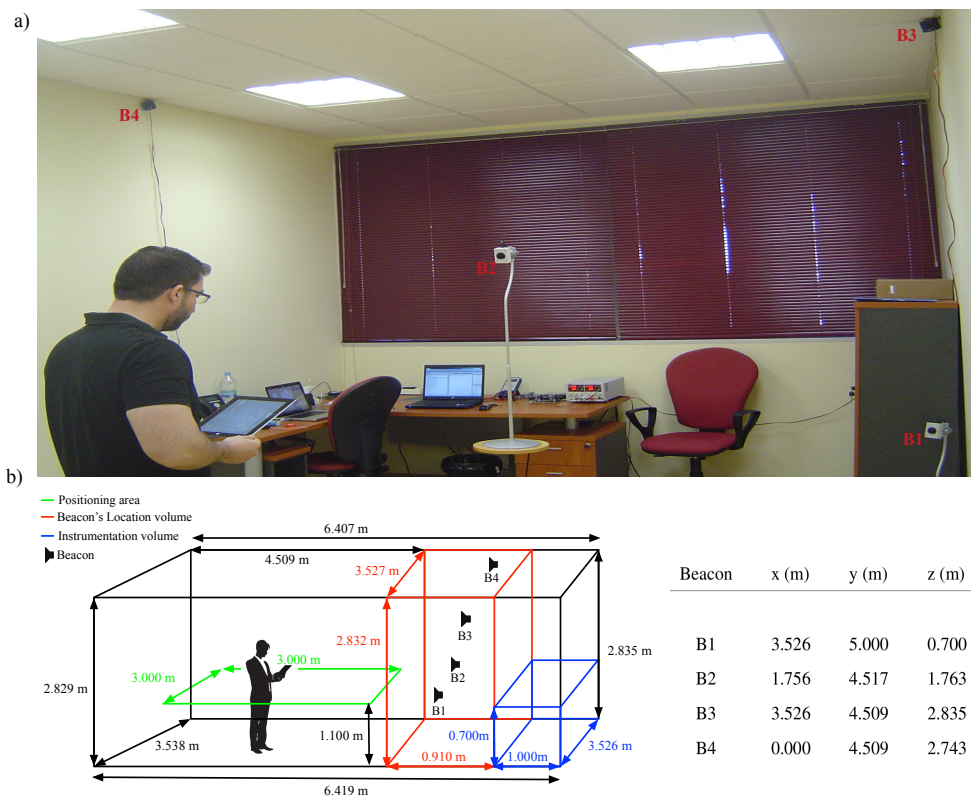


FIGURA C.1: Schematic representation of the acoustic positioning system proposed in this work. Beacon coordinates are measured with  $\pm 1$  mm accuracy by using a laser rangefinder (Bosch GLM80).

To determine the optimal beacons location, two metaheuristic search methods, such as the Genetic Algorithm (GA) and the Harmonic Search (HS) were used. In both cases the system measured PDOP was used as the objective function in the area of interest. The PDOP value was evaluated in a mesh of 10 cm resolution.

Figure C.2 a) shows the optimal beacons distribution obtained with GA-based method which generates the lowest PDOD average value on the whole location area. PDOPs values are depicted in Figure C.2 b).

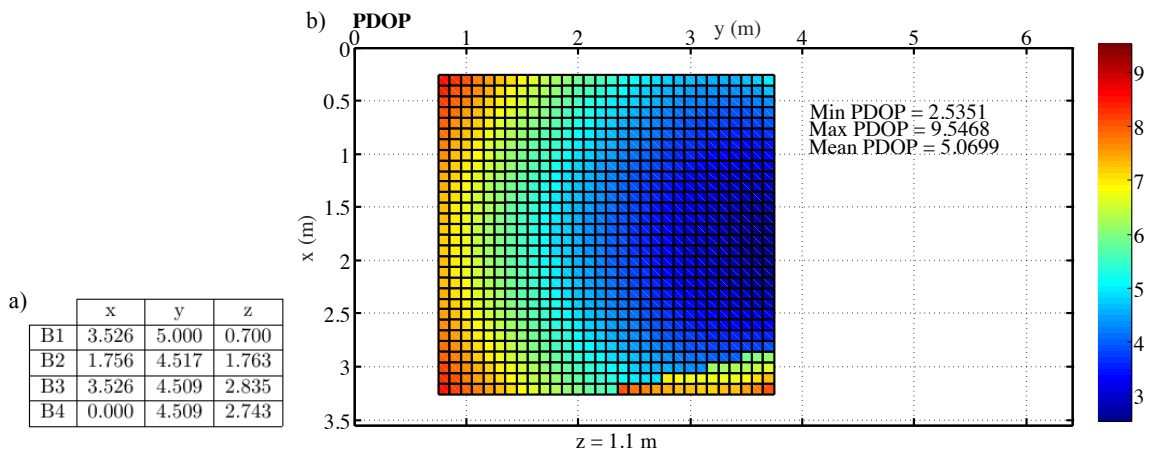


FIGURA C.2: Beacons distribution a) and PDOP b) in the entire location area using GA.

On the other hand, Figure C.3 a) depicts the optimal beacons distribution obtained with the HS-based method which minimizes PDOD average value on the whole location area represented. PDOPs values are shown in Figure C.3 b).

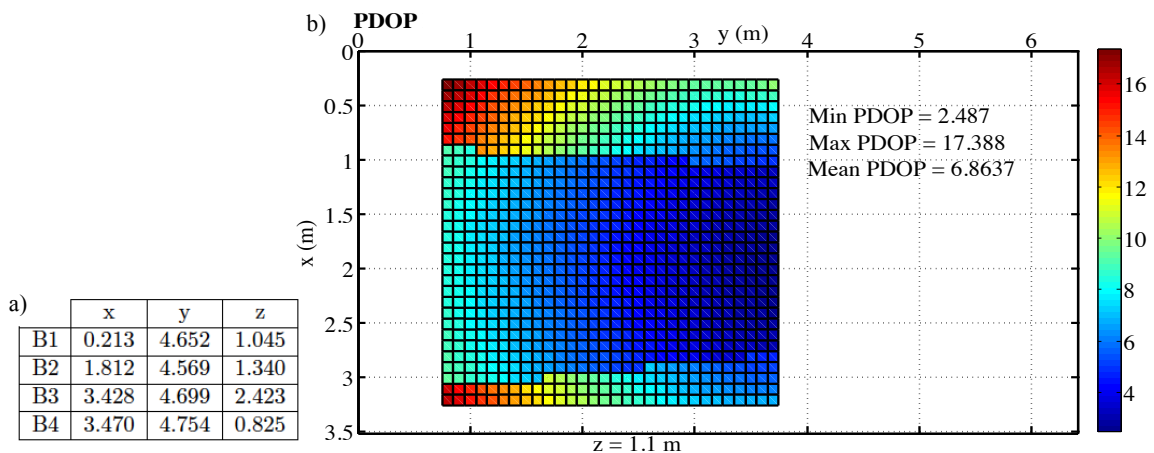


FIGURA C.3: Beacons distribution a) and PDOP b) in the entire location area using HS.

As the results show, the lowest average value for PDOP was achieved with the GA, therefore, the beacons distribution provided by this algorithm was chosen.

### C.2.2. Emitter Module

The emission architecture is easily illustrated with the help of Figure C.4. The coded signals are synthesized using a Virtex 5 FPGA-based board, which has been programmed to simultaneously generate pseudorandom emissions every 80 ms. These digital signals are fed into a couple of double digital-to-analog converter modules (Digilent PmodDA2), and the analog outputs are high-pass filtered to remove the DC offset. Finally, these signals are carried into a pair of two-channel audio amplifiers (Philips TDA8920BTH), powered with a DC source to drive a set of four high-frequency speakers (Visaton CP13).

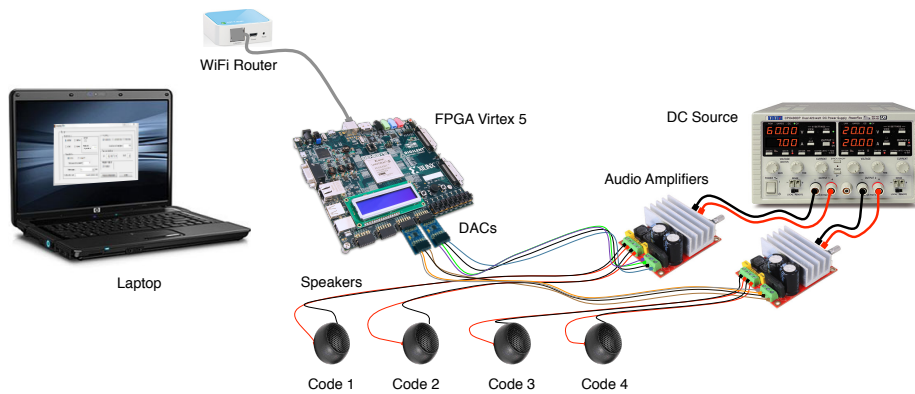


FIGURA C.4: Connection diagram of the emission architecture of the ALPS.

In order to identify each beacon individually, their positioning signals are encoded with a unique, Binary-Phase Shift Keying (BPSK) modulated, pseudorandom Kasami code. These pseudo-orthogonal signals feature good aperiodic correlation properties [Kas68] and for this reason are commonly used in matched filtering-based sonar systems [PAC93, UMG<sup>+</sup>99, AUM<sup>+</sup>06]. During this design, we had to address the choice of two key parameters: carrier frequency and code length of the positioning signals.

The carrier frequency ( $f_c$ ) must lie within the combined bandwidth of the emitter and the receiver (2-20 kHz approximately), and was chosen as high enough as possible to avoid causing excessive disturbance to normal activity while maintaining reasonably wide directivity. We chose a carrier frequency of  $f_c = 16$  kHz, and although the high rolloff of the receiving system eliminates 35% of the energy of the acoustic signal, as shown in Figure C.5, we found that the MAI and MP compensation algorithms described later offered enough resilience and permitted to eliminate most of the outliers in the TOFs.

Regarding the Kasami code length, we experimented with 63 and 255 bits long signals for the beacons. Although longer codes provide in principle larger correlation peaks (and lower cross-correlation values), we found that room reverberation disturbed the estimation process. We thus settled for relatively short 63 bits long Kasami codes, modulated with a BPSK scheme with one cycle per bit.



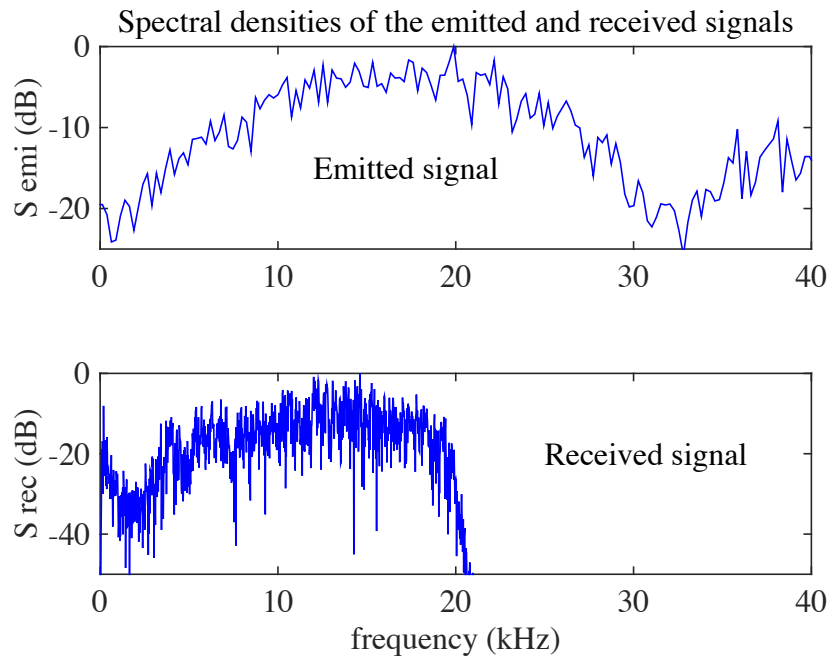


FIGURA C.5: Spectral density of emitted and received positioning signals, showing strong rolloff at 20 kHz.

### C.2.3. Receiver Module

The implementation of the ALPS reception module has been performed on a last generation iPad (Air 2), which is equipped with 2 GB of LPDDR3-type RAM and a 32-bit processor (model APL1012). This processor, called A8X, features a triple-core CPU at 1.5 GHz (Cyclone 2nd generation) with an ARMv8-A instructions set. All processes of signal acquisition, code detection, multipath cancellation, Gauss-Newton positioning and displaying of the results have been programmed in an Objective-C application with a total size of 1.1 MB. Programming all these processes in the iPad required an optimization effort to comply with the requirement of real-time operation, taking the final app a maximum time of 223 ms to update the position.

Digital acquisition of an audio signal with an iOS device requires the configuration of the *Audio Queue Services*, which is a C programming interface in *Core Audio Toolbox* framework, available through *The Mac Developer Library* [xco14]. The audio signal acquisition rate was set to the maximum value allowed by the iPad's hardware (96 kHz), thus giving a sampling / carrier frequency ratio of  $F_s/F_c = 6$ . The internal buffer size was set to 8059 samples, so the iPad's acquisition system takes 84 ms to complete its filling before the program saves these data from the buffer to a pointer in memory.

The length of the signal acquisition window corresponds to the total length of two consecutive coded signal emissions (code+gap+code), which guarantees that this signal will be entirely captured inside the buffer at least once. Next, these samples are processed by means of the *vDSP API* which provides a wide family of DSP mathematical functions.

Finally, after all the signal processing tasks leading to an estimated position, this position is displayed to the user through a graphical interface designed for this purpose. Figure C.6 shows a snapshot of this interface where we can see a map of the room with the beacons location (black squares), a grid of test points (black crosses) and the user's estimated position (red dot). This interface also incorporates MAI and MP processing enabling buttons, Start/Stop and Exit controls, as well as two text boxes, the first one to introduce the name of the file in which data will be saved and the other one to specify the current temperature in order to adjust the speed of sound value.

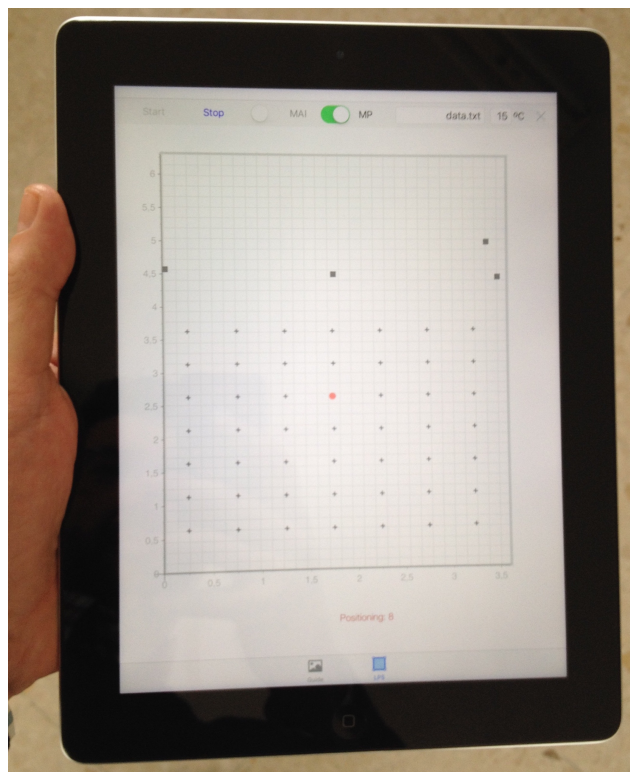


FIGURA C.6: Screenshot of the user interface.

### C.3. Advanced Processing Algorithms

This section describes the MAI compensation and Multipath cancellation algorithms to extract valid ToFs from the spread spectrum acoustic signals emitted by the beacons. Also, the Doppler effect cancellation algorithm designed to compensate the receiver movement is detailed at the end of this section.

### C.3.1. MAI Compensation Algorithm

As stated in Section C.1, CDMA positioning systems permit more accurate range measurements as well as higher position update rates. However, they are more vulnerable to degradation caused by the transducer's limited bandwidth (Inter Symbol Interference, ISI) and the interference of codes among themselves (MAI). An essential feature of this ALPS is its design for CDMA-positioning, including processing of the acoustic signals for robust estimation of the TOFs, and compensation of these interference effects. The general scheme of the proposed method is shown in Figure C.7, whose steps are detailed next:

1. After the signal is acquired, initial estimates of amplitudes and ToFs are created by correlating  $r(t)$  with the set of emitted codes  $g_k(t)$ . We have used parabolic interpolation in order to achieve subsample accuracy in both Time-of-Flight and amplitude estimates [CHOS95].
2. The beacons are sorted in descending amplitudes, with more powerful beacons being processed first (this provides better immunity to near-far effects).
3. For the  $k$ -th beacon, we form signal  $r_k(t)$  by subtracting the estimated components from all other beacons:

$$r_k(t) = r(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^N \sum_{i \in \mathcal{I}_j} \hat{A}_{ji} g_j(t - \hat{t}_{ji}), \quad (\text{C.1})$$

where index  $i$  runs over a set of values  $\mathcal{I}_j$  which are defined later. The signal  $r_k(t)$  is the receiver's current best estimate of the  $k$ -th signal, without interference from other beacons.

4. We produce an array of  $M$  copies of  $g_k(t)$  by repeatedly correlating  $r_k(t)$  with the emitted code  $g_k(t)$ , and subtracting the estimated signal. In the context of channel estimation, this is similar to a RAKE receiver, and the copies of the emitted signal are called fingers [MMF97]. Some of these fingers correspond to the frequency response of the  $k$ -th beacon, while others may be caused by not completely eliminated interference from the remaining beacons.
5. Among the set of  $M$  computed copies of  $g_k(t)$ , we must choose one as the most likely value for the actual  $k$ -th ToF. A heuristic criterion that gives good results consists in maximizing the product of the similarity of the finger's decoded signal and the emitted code  $g_k$ , multiplied by the finger's amplitude. Next, we consider that those signal's copies that arrive either too early before or too late after the correct one, are originated by noise or MAI from other beacons, and discarded.

The remaining set of copies (denoted as  $\mathcal{I}_k$ ) are taken as the estimate of the impulse response of the  $k$ -th beacon:

$$A_k \cdot (h_k * g_k)(t) \simeq \sum_{i \in \mathcal{I}_k} \hat{A}_{ki} g_k(t - \hat{t}_i). \quad (\text{C.2})$$

6. This action is repeated until all beacons have been processed, and then iteratively from step 2 above. The loop finishes when the energy of the residual signal obtained by subtracting all codes and all signal copies from the received signal stops decreasing, or when the ToFs differ by less than  $1 \mu\text{s}$  from those computed in the previous iteration. This guarantees quick convergence of the iterative method.

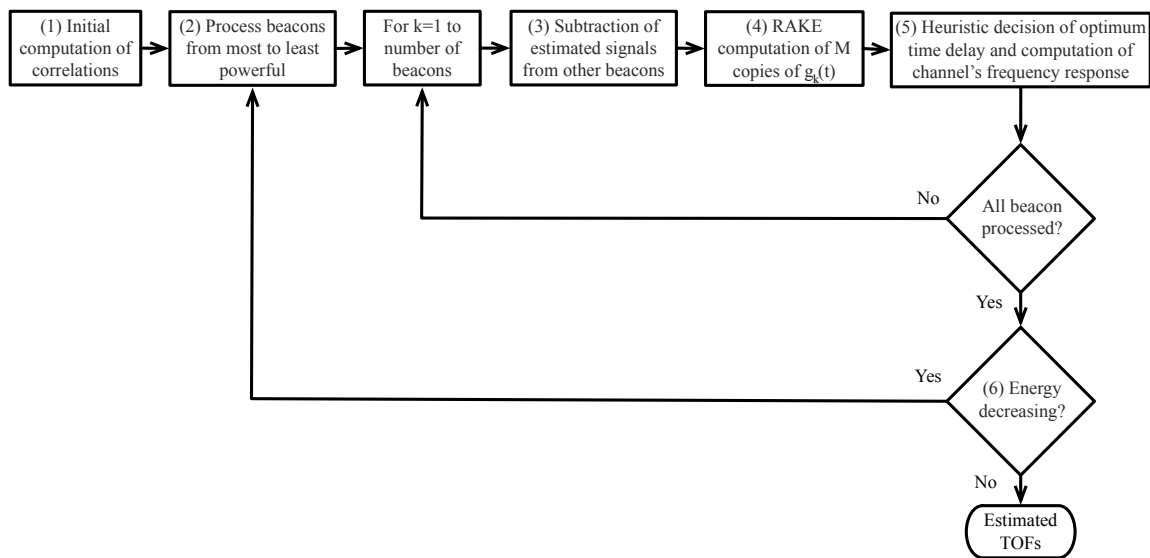


FIGURA C.7: Block diagram showing the flow of the subtractive parallel interference cancellation technique.

### C.3.2. Multipath Cancellation Algorithm

Multipath propagation is one of the problems that must be faced by the designers of broadband ALPS. The effect of this phenomenon can be disruptive in the proximity of an obstacle or in the room limits, where the reflected signals interfere with the Line-of-Sight (LoS) emissions, thus altering the ideal correlation properties of these emissions. Knowing that the time of occurrence of the first non-null coefficient in the estimated impulse response represents the desired time of flight (LoS-ToF), the erroneous calculation of the LoS-ToFs produced by multipath can be resolved if a precise estimation of the channel impulse response is performed.

The MP algorithm enables a sparse channel estimation which can be considered as a tool for multipath cancellation [GT05, JR08]. To do this, it will be necessary to extend the MP algorithm to a system of  $I$  channels where the received signal can be expressed as follows:

$$\mathbf{r} = \sum_{i=1}^I \mathbf{S}^i \mathbf{h}^i - \mathbf{n} \quad (\text{C.3})$$

where  $\mathbf{r}$  is the received signal,  $\mathbf{S}^i$  y  $\mathbf{h}^i$  are the Toeplitz Matrix (TM) of the emitted pattern and the impulse response of the  $i$ -th channel respectively, and finally,  $\mathbf{n}$  is white Gaussian noise. The received signal processing performed by the MP algorithm is detailed as follows:

1. In each iteration a new component of the impulse response of each channel is calculated simultaneously by MP. That is, for the  $j$ -th iteration and channels  $i$ , with  $i = 1, \dots, 4$ , the MP algorithm calculates the impulse response components with amplitude  $\hat{h}_j^i$ , located at positions  $l_j^i$ , according to the expression:

$$\hat{h}_j^i = \frac{c_{l_j^i}^i(m)^T r_j(m)}{\|c_{l_j^i}^i(m)\|^2} \quad (\text{C.4})$$

where  $c_{l_j^i}^i(m)$  is the  $l$ -th column of the TM for the  $i$ -th channel in the  $j$ -th iteration.

2. The algorithm estimates in each iteration  $j$  the component of greater amplitude of the set of channels:

$$a_j = \arg \max_i \hat{h}_j^i \quad \text{with } i = 1, \dots, 4 \quad (\text{C.5})$$

storing the selected channel component and discarding the remaining ones,

$$\hat{\mathbf{h}}^{a_j}(l_j^{a_j}) = \hat{h}_j^{a_j} \quad (\text{C.6})$$

A new residue is then calculated by using this component. This residue will be used in the next iteration to obtain the following four impulse response components.

$$r_{j+1}(m) = r_j(m) - \frac{c_{l_j^{a_j}}^{a_j}(m)^T r_j(m) c_{l_j^{a_j}}^{a_j}(m)}{\|c_{l_j^{a_j}}^{a_j}(m)\|^2} \quad (\text{C.7})$$

This process continues until a minimum number of components of the impulse response for each channel or a maximum number of iterations is achieved. This number of coefficients per channel and maximum number of iterations must be specified by the user.

3. Once the stopping criteria described above has been reached, the LoS-ToF component must be chosen among all the previously calculated coefficients. For this, only those coefficients above a certain threshold will be considered as valid candidates, being this threshold established as a fraction ( $\tau$ ) of the channel impulse response higher component. Therefore:

$$\mathbf{b}^i = l^i \setminus \hat{\mathbf{h}}^i(l^i) > \tau \max(\hat{\mathbf{h}}^i) \quad (\text{C.8})$$

After that, the minimum value of  $\mathbf{b}^i$ , is established as the LoS-ToF of the  $i$ -th channel:

$$\text{LoS-ToF}^i = \min(\mathbf{b}^i) \quad \text{with } i = 1, \dots, 4 \quad (\text{C.9})$$

Both, the fraction ( $\tau$ ) and the maximum permissible number of components of the channel impulse response are design parameters that condition the algorithm's performance.

The general scheme of the method is shown in Figure C.8:

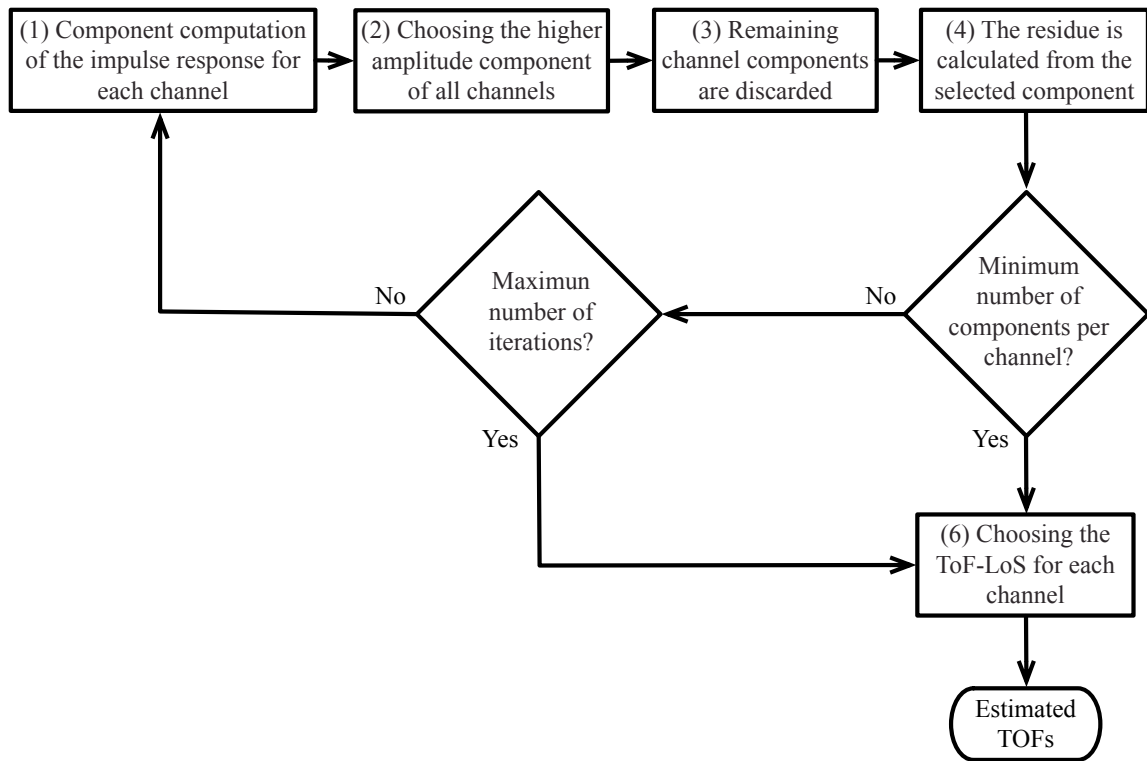


FIGURA C.8: Block diagram showing the flow of the multipath cancellation technique.

### C.3.3. Doppler Effect Compensation

Doppler effect has been extensively studied in radar systems, where its consequences can be substantially less important than in a sonar system. The low speed of sound in air that provides a high resolution positioning is also the cause of an important problem in broadband systems. Some authors have pointed out that the Doppler shift, caused by the user movement in the ultrasonic encoded signal, could make this signal completely unrecognizable to the receiver [HHRH05, AH10].

From a theoretical point of view, depending on the features of the system and the emitted signals, it is possible to perform a study to estimate the maximum speed that can reach the receiver before the acquired signals are affected by a change in the channel conditions. In order to quantify the value of this maximum speed, we make use of two parameters describing the time-varying nature of the channel for a given region: the Doppler spread  $B_D$  and the coherence time  $T_C$ .

The Doppler spread  $B_D$  is a measure of the spectral broadening caused by the rate of temporal change of the acoustic channel and it is quantified as the frequency range where the received Doppler spectrum is nonzero. In this case, the channel variation and the consequent spectral broadening  $f_d$  is caused by the receiver movement, which can be obtained from the expression:

$$f_d = f_c \cdot \left[ \frac{\vec{v}_r}{c} \cdot \hat{u}_{rb} \right] \quad (\text{C.10})$$

where  $c$  is the speed of sound,  $f_c$  is the carrier frequency,  $\vec{v}_r$  is the receiver's velocity vector and  $\hat{u}_{rb}$  is the unit vector on the direction from the emitter to the receiver.

The channel coherence time  $T_C$  is the equivalent of the Doppler spread  $B_D$  in the time domain, and it is proportional to the inverse of the maximum value of the Doppler frequency shift  $f_d$ , i.e.:

$$T_C \propto \frac{1}{f_d} \quad (\text{C.11})$$

Moreover, the coherence time can be seen as a statistical measure of the time for which the channel impulse response remains almost invariant or, in other words, it is highly correlated with itself.

$T_C$  can be quantitatively determined as the time for which the channel impulse response autocorrelation remains above 0.5. According to [Ste94] this value can be expressed as:

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (\text{C.12})$$

Expression C.12 is often too restrictive, therefore a popular rule of thumb for modern digital communications is to define the coherence time as the geometric mean of expressions C.11 and C.12. That is,

$$T_C \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d} \quad (\text{C.13})$$

In equation C.13, the maximum Doppler spread  $f_d$  can be replaced from equation C.10 to obtain:

$$T_C \approx \frac{0,423}{f_c \cdot \left[ \frac{\vec{v}_r}{c} \cdot \hat{u}_{rb} \right]} = \frac{0,423 \cdot c}{f_c \cdot \vec{v}_r \cdot \hat{u}_{rb}} \quad (\text{C.14})$$

If we consider that the coherence time must be at least equal to the emission time to avoid any distortion in the emitted signal, i.e.,  $T_C = N/f_c$ , where  $N$  is the number of bits of the base band signal, the maximum speed of the receiver can be approximately calculated as:

$$[\vec{v}_r \cdot \hat{u}_{rb}]_{\max} \approx \frac{0,423 \cdot c}{N} = \frac{0,423 \cdot 343,5}{63} = 2,3 \text{ m/s} \quad (\text{C.15})$$

This means that two signals arriving with a time difference greater than  $T_C$  will be affected in a different way by the channel, and this situation will happen when the receiver is moving at speeds greater than 2.3 m/s, speed at which the correlation peak will have decreased down to 50%.

To solve this problem [AHM<sup>+</sup>13] proposed a system capable to compensate for the Doppler shift caused by the movement of the receiver in a ultrasonic positioning system by means of a multirate filter bank. This work described the design of a Doppler-tolerant receiver based on a bank of  $K = 7$  matched filters for every code  $c_i$  to be detected, giving a total of  $I \times K = 5 \times 7 = 35$  filters for all the five beacons they used. These filters are matched to the ideal signal that would reach the receiver when moving with radial speeds of  $n \cdot \Delta v_r$  m/s, with  $n \in \{0, \pm 1, \pm 2, \pm 3\}$  and a velocity resolution  $\Delta v_r = 0.67$  m/s.



Figure C.9 shows the block diagram of the whole Doppler-tolerant receiver:

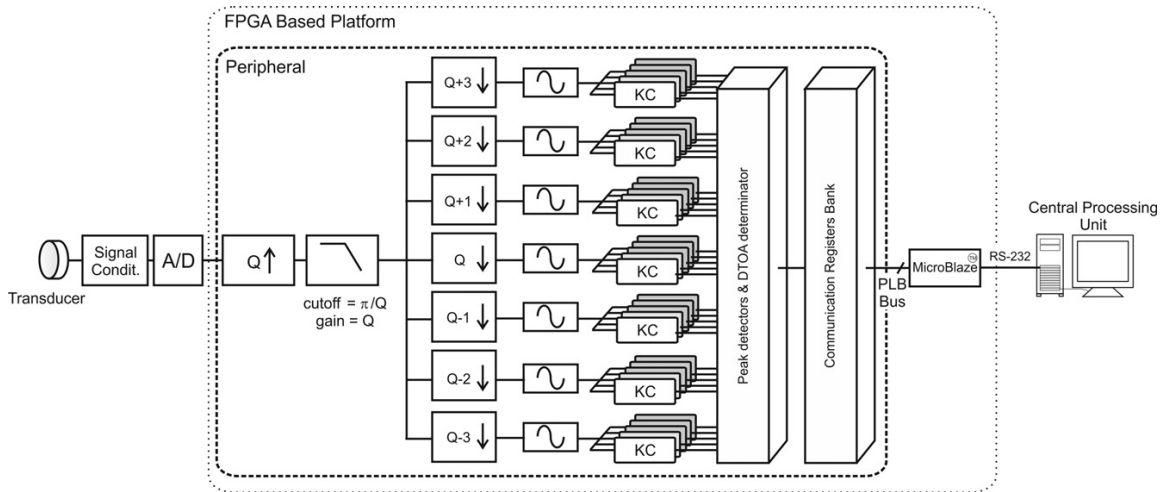


FIGURA C.9: Block diagram of the Doppler-tolerant receiver developed in [AHM<sup>+</sup>13]

A relevant expression in this work establishes a relationship between the expansion factor  $Q = f_s/f_c$ , where  $f_s$  and  $f_c$  are the sampling and carrier frequencies respectively, and the Doppler resolution between two consecutive demodulators  $\Delta V_r$  as:

$$Q \approx \frac{c}{\Delta V_r} \tag{C.16}$$

being  $c$  the speed of sound.

Taking into account that the system developed in this thesis uses an iPad as receiver with a sampling frequency of 96 kHz, and the carrier frequency of the emissions we are using is 16 kHz, this means that our system has a value of  $Q = 6$ . This value implies, according with C.16, that the Doppler resolution of our system is only 57.1 m/s, which is clearly insufficient to solve the problem. Nonetheless, a comparative study between the results obtained with the iPad and an alternative system with higher sampling frequency will be carry out to demonstrate the effectiveness of this method if the iPad had an adequate sampling rate.

### C.4. Experimental Results

This section presents the experimental results from the different tests carried out to evaluate the proposed system. In these tests, a comparison between results obtained before and after the application of the algorithms described in the previous section is conducted. Besides, the system performance when different levels of white Gaussian noise are added to the emitted signals is also studied. The experimental tests have been carried out in a box shaped room with low acoustic absorption and whose dimensions were specified in Figure C.1 b). Inside this room, a meshed positioning area of  $3 \times 3 \text{ m}^2$  with 50 cm of resolution at the height of 1.1 m has been defined. In total, a set of 49 test points have been specified at the locations that can be seen in Figure C.10, where the beacon's positions have also been included.

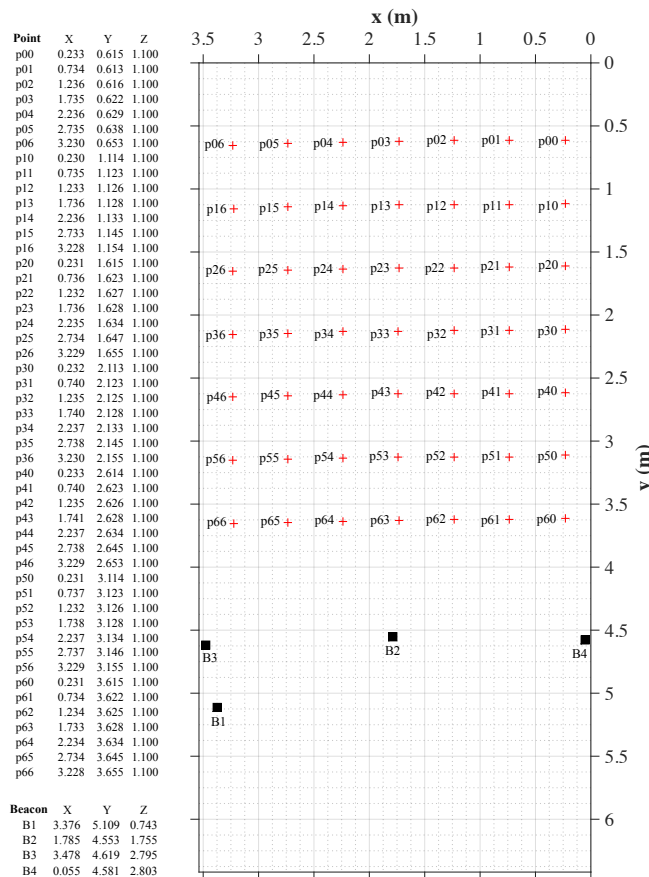


FIGURA C.10: Test points and beacon's location.

Finally, the last part of this section is devoted to compare the results obtained between the iPad and an ultrasonic microphone connected to a high sampling frequency acquisition system when their respective acquired signals, both affected by Doppler shift, are processed using the method described in [AHM<sup>+</sup>13].

### C.4.1. User's Presence Effect

The first experiment that had been carried out was checking the effects that the user's presence has on the results. To verify the existence of these possible effects two experimental tests (with and without the user presence) were performed, obtaining a set of a hundred measurements at the center of the positioning area (p33). To avoid the user's presence, the iPad's app was modified to start five seconds later the acquisition process, enough time for the user to leave the room until the acquisition is completed. After data processing, the positioning results were represented by means of two Cumulative Distribution Function (CDF) graphs.

Figures C.11 shows the results obtained with the user presence:

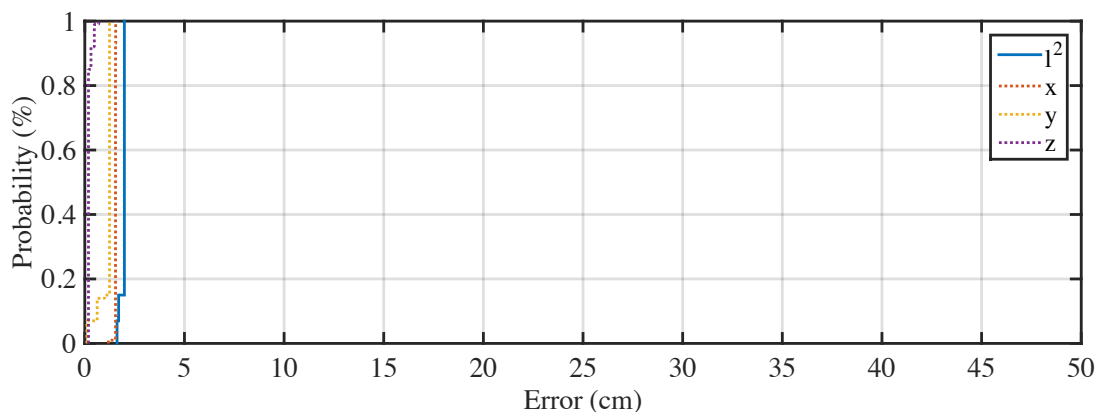


FIGURA C.11: Results with the user presence.

Figures C.12 shows the results obtained without the user presence:

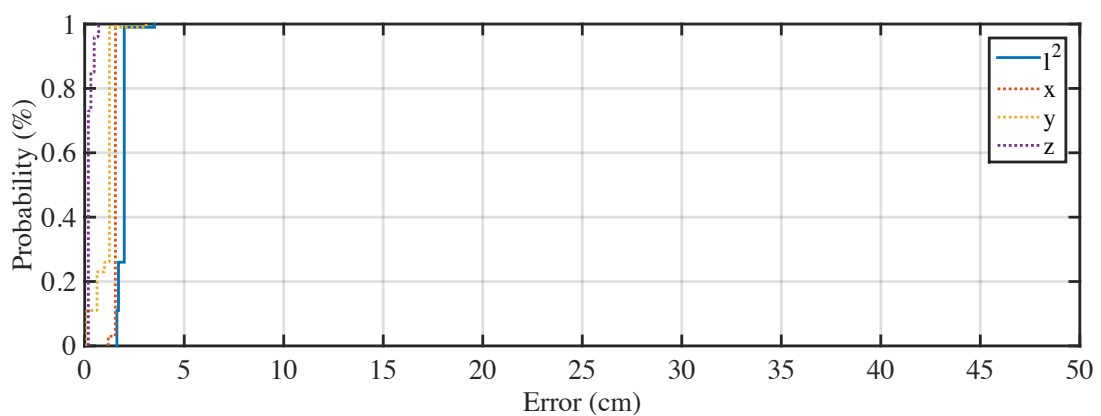


FIGURA C.12: Results without the user presence.

As can be seen in these figures, the results are practically identical, so it can be concluded that the user's presence does not generate significant effects that should be taken into consideration.

### C.4.2. Results Obtained with Simple Correlation

For each one of the 49 test points defined above, a hundred of acquisitions of the received signal have been performed and later processed to obtain their corresponding ToF by simple correlation. From these ToF a hundred estimations of the iPad's position have been calculated and from them, the mean error and the System Availability<sup>1</sup> (SA) for each test point have been obtained. In Figure C.13 the mean error committed at each test point is represented in the z-axis and the SA is represented using a color code. Hence, a good result (low error with high SA) corresponds to a short reddish bar, whereas a bad result (high error with low SA) is represented by a long bluish bar.

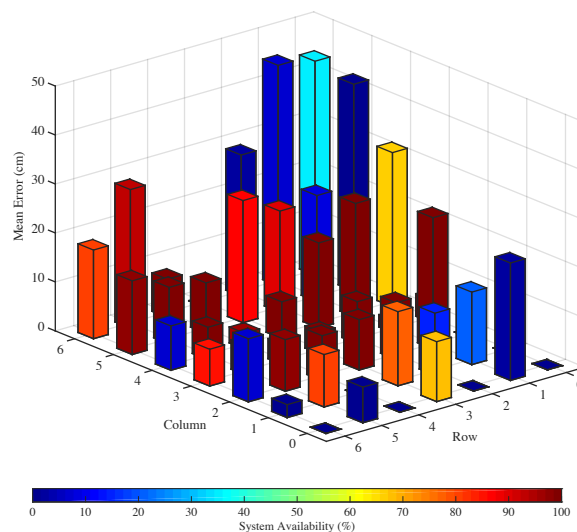


FIGURA C.13: Results obtained applying simple correlation.

As can be seen in Figure C.13, only inside of a restricted area close to the beacons is it possible to perform a positioning with good results. On the contrary, other test points far from the beacons or close to the walls or corners have large mean errors and/or low SA. There are different causes behind these bad results such as multipath (test points in column 0,  $p_{i0}$ ), poor coverage (test points in row 0,  $p_{0j}$ ) and MAI (test point in row 6 column 4,  $p_{64}$ ).

Also, we have studied the effect on these results of adding white Gaussian noise in the emitted signal. Specifically, we have emitted signals with SNR of 12, 9, 6, 3 and 0 dB, obtaining worse results as SNR decreases, both in the positioning mean error and the SA. This circumstance shows the low tolerance against noise of the system when no additional signal processing is carried out. The following sections show the results obtained when the same set of data is processed with the MAI compensation and multipath cancellation algorithms described in the previous sections.

<sup>1</sup>The System Availability is defined as the percentage of measurements whose error is below the outliers threshold, which has been defined as 50 cm in this work.

### C.4.3. Results Obtained with MAI Compensation Algorithm

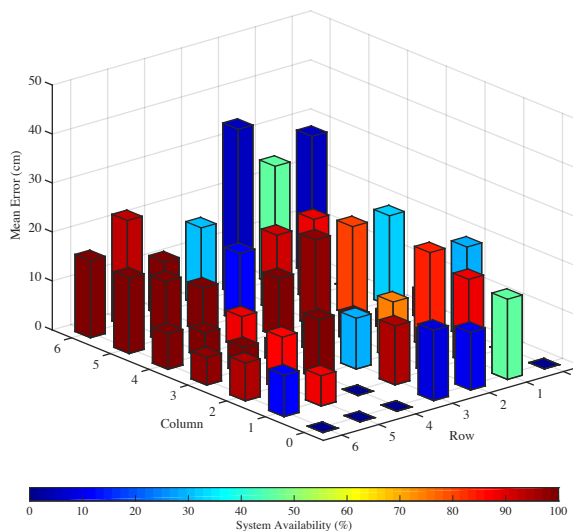


FIGURA C.14: Results obtained applying MAI compensation algorithm.

Figure C.14 depicts the results obtained when data are processed using the MAI compensation algorithm. As in the previous figure, each test point is represented by one vertical bar whose length and color represent the mean error and SA respectively.

In general terms, the results have improved with respect to those obtained with simple correlation. Now, it can be seen that the positioning error is lower and the SA is greater especially in those areas with good coverage and free of multipath. Special relevance has the improvement obtained in those points which are affected by MAI (as p64 or p62). These points exhibited very bad results in Figure C.13 (mean error of 9.1 cm and SA of 7%) and now their mean errors and SA are around 7 cm and 100% respectively.

Unfortunately, the MAI cancellation algorithm is not effective against multipath. Those test points that are close to walls or corners still exhibit bad results. A clear example of this fact can be observed in test points belonging to column 0, where a strong multipath is caused by the reflection of signals coming from beacons B1, B2 and B3.

On the other hand, this algorithm has turned out to be strongly robust against noise, since the results obtained in Figure C.14 remain practically invariable for SNR as low as 3 dB. The emission of signals with lower SNR (0 dB) has demonstrated to have pernicious effects on the results, especially in the SA.

### C.4.4. Results Obtained with Multipath Cancellation Algorithm

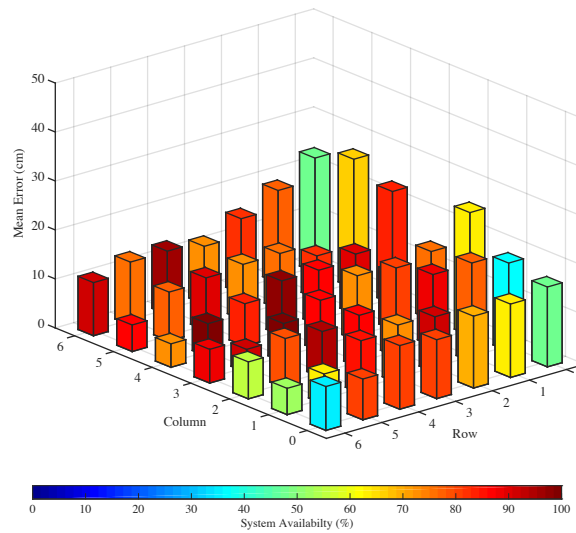


FIGURA C.15: Results obtained applying multipath cancellation algorithm.

Figure C.15 shows the results obtained when data are processed using the MP cancellation algorithm, using the same type of representation than in the two previous figures.

As can be seen, results have clearly improved in this case. The most remarkable aspect is that the system is capable of positioning with good results in the entire location area. Note that those points close to walls in column 0 which reported bad results in the two previous occasions, now exhibit mean errors below 18 cm and SA above 35 %.

Also, it can be concluded that best results are obtained in those test points from central columns (2, 3 and 4) close enough to the beacons as to have good cover but far enough from them as to avoid Near-Far effect. It is also seen that test points which suffer from Near-Far have a bit worse results in terms of SA when applying MP instead of MAI compensation.

This algorithm has shown to have low tolerance against noise. Adding noise to the emitted signal has a direct impact on the quality of the results, especially in terms of SA where the first pernicious effects can be observed with SNR of 9 dB. Performance deterioration becomes more pronounced with SNR below 6 dB, when the algorithm begins to lose its capability to resolve multipath.

### C.4.5. Results obtained with Doppler Compensation

Although, as detailed in section 1.3.3, the iPad does not feature enough acquisition frequency to address the resolution of the Doppler shift caused by the movement of the receiver, two tests have been carried out to demonstrate that the method proposed in [AHM<sup>+</sup>13] could have solved the problem if it were not for the hardware limitations. In the first test the iPad was placed on an electric slider which can move this device at a maximum speed of 2 m/s. The iPad starts at 0 m/s in p23, then it accelerates at 3 m/s<sup>2</sup> until achieving the final speed of 2 m/s in which it remains for about 0.63 s, to finally decelerate at 3 m/s<sup>2</sup> until stopping in p63. In the second test an ultrasonic microphone connected to a high sampling rate (500 kS/s) acquisition system has been used instead of the iPad.

#### Results obtained with the iPad

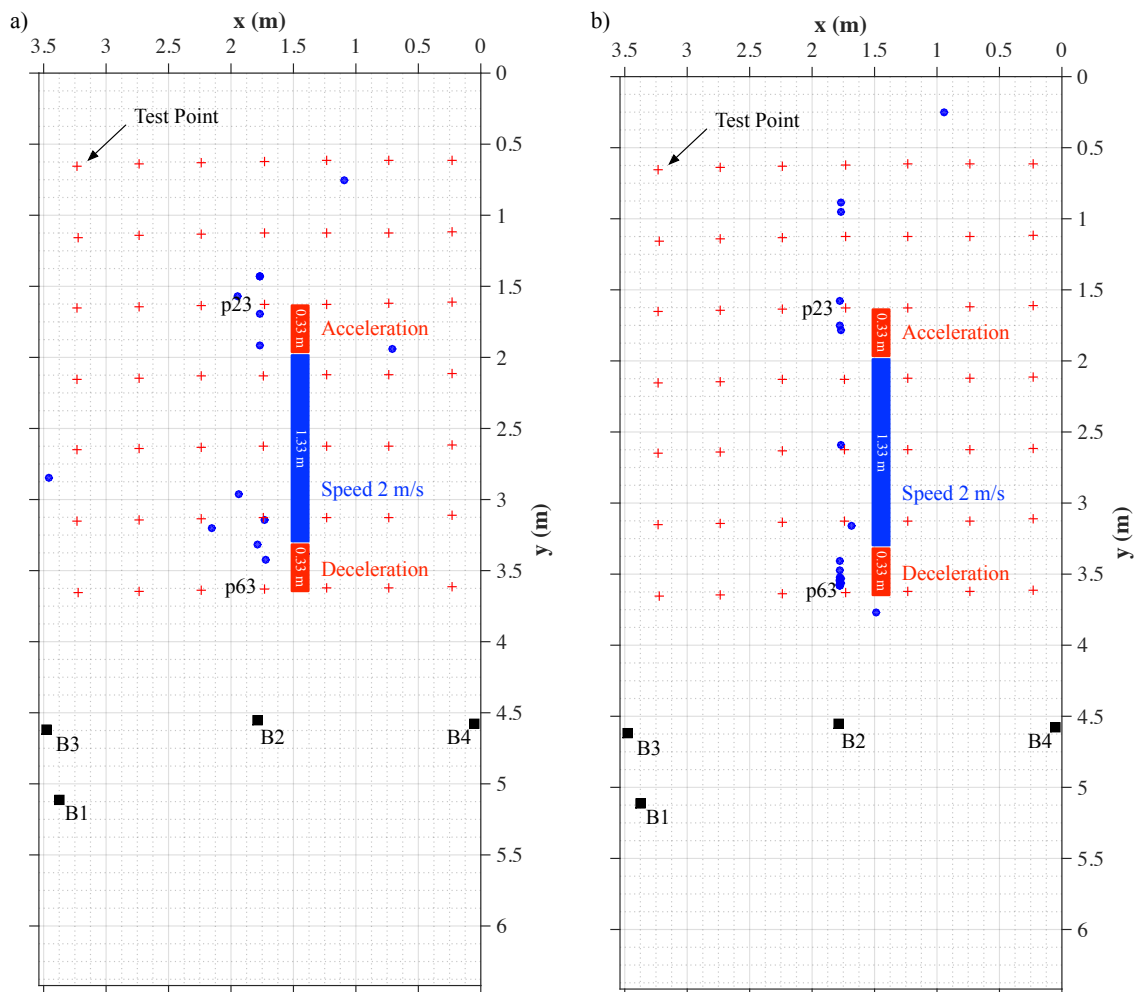


FIGURA C.16: iPad positioning in motion using Doppler compensation: a) without MP application and b) with MP application.

Figure C.16 a) shows the results obtained when signals acquired with the iPad are processed using the Doppler compensation algorithm developed in [AHM<sup>+</sup>13]. As expected, these results show the incapability of this device to solve its position when in motion. Checking the ToFs obtained after processing has shown that the slider generates a strong multipath for the signal coming from beacon 1. To solve this circumstance a new algorithm has been programmed to combine the action of the Doppler and MP algorithms. After a new processing of the data with this combined algorithm the results shown in Figure C.16 b) were obtained. As can be seen, these results are slightly improved but still show the incapability of the system to solve the position of the moving device.

### Results obtained with the Microphone and Acquisition System

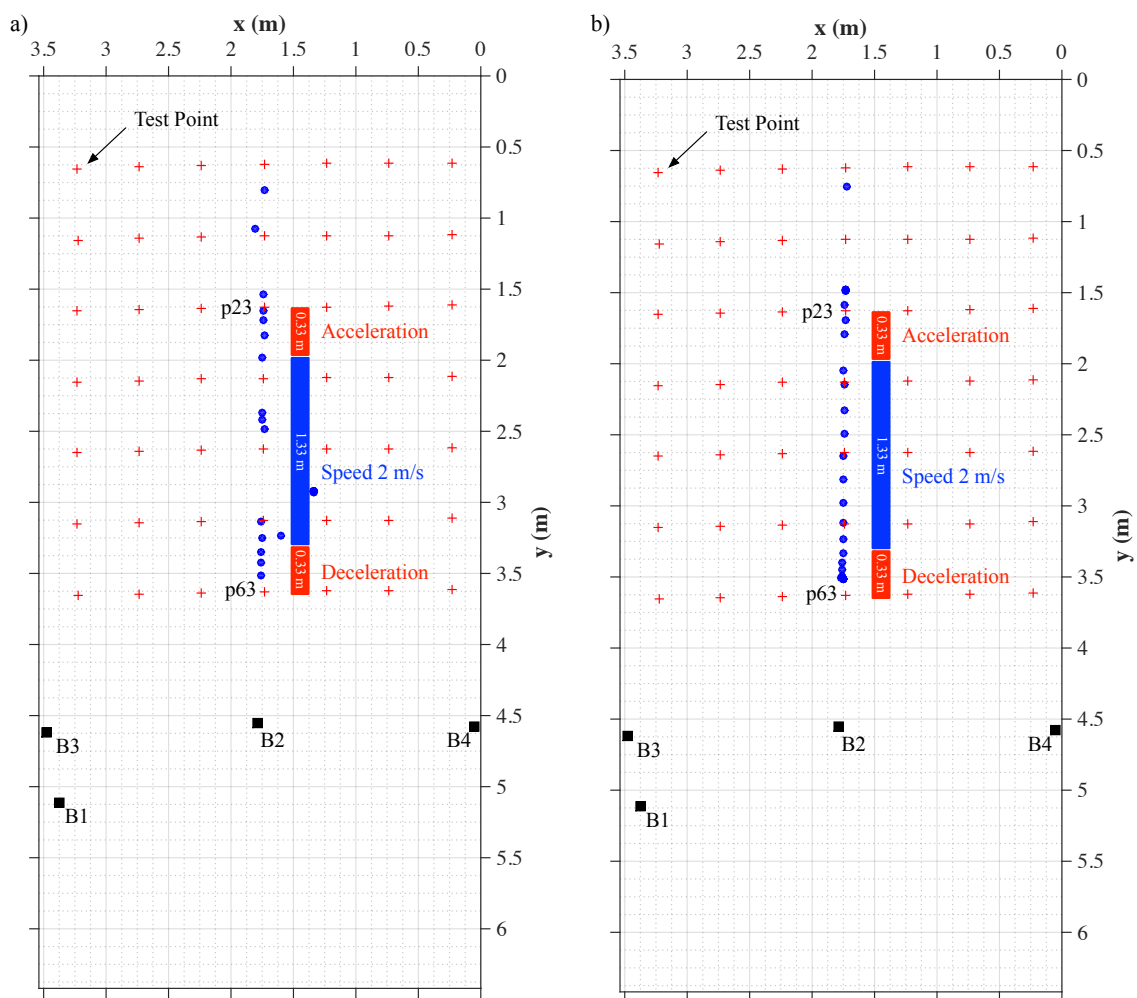


FIGURA C.17: Microphone positioning in motion using Doppler compensation: a) without MP application and b) with MP application.



The same test under the same conditions has been carried out but replacing the iPad by an ultrasonic microphone connected to a high frequency acquisition system. Figure C.17 a) shows the results obtained when using only the Doppler compensation algorithm. In this figure, a high number of outliers caused by multipath can also be observed. Data were processed again using the combined Doppler/MP algorithm to provide the results shown in Figure C.17 b). This figure shows that positioning in motion is possible making use of the approach proposed in [AHM<sup>+</sup>13], the number of outliers having being reduced to just 2 out of a total of 37 measurements.

## C.5. Conclusions and Future Works

### C.5.1. Conclusions

- Throughout all the work done in this thesis, an acoustic local positioning system for indoor environments and based on the emission of spread spectrum signals has been developed.
- The system consists of two distinct parts: the emission architecture and the receiver module. The emission architecture has been designed to simultaneously emits a set of four spread spectrum signals (63 bits BPSK-modulated Kasami codes). In the receiver module (iPad) an acquisition system, a multilateration positioning technique and three signal processing algorithms: simple correlation, Multiple Access Interference (MAI) compensation and Matching Pursuit (MP) multipath cancellation, have been implemented. Besides, all these elements can be managed through a graphical user interface that also shows the positioning results.
- The MAI compensation algorithm has shown to be effective in those locations where the system is subjected to an intense Near-Far (NF) effect. This algorithm has also proved to be the most robust against noise. Conversely, the MAI compensation algorithm has turned out to be ineffective in the presence of multipath.
- The Matching Pursuit algorithm for multipath cancellation has provided successful results on the entire location area, especially where the acquired signal is heavily affected by multipath, as those zones close to walls or corners. However, the multipath cancellation algorithm has shown low performance when noise is added to the emitted signal.
- Results suggest that MAI and MP algorithms should be used in a complementary way in order to obtain a complete solution for the entire positioning area.

- Regarding the effects that the receiver movement has on the iPad positioning, it can be concluded that the iPad's low acquisition rate is the main limiting factor to implement a feasible solution. It has been also demonstrated that positioning in motion is possible using the approach proposed in [AHM<sup>+</sup>13] as far as the receiver acquisition rate is high enough.

### C.5.2. Future Works

- From the point of view of the emitting module the target is moving towards a set of emitters which do not depend on the FPGA. This means that each beacon should include a embedded microcontroller to generate the emission whose characteristics and synchronization could be specified via WiFi or Bluetooth from the iPad.
- Finding beacons with a wider directivity pattern in order to provide better coverage conditions and exploring other possible distributions of these beacons.
- From the point of view of the receiver module, the performance of the signal processing algorithms will be improved as much as possible. In that sense, the design of a new algorithm which performs the combined action of the MAI and multipath compensation algorithms will be carry out, to solve the iPad positioning under any circumstance (noise, MAI, NF or multipath).
- Ultrasonic microphones for gesture recognition [kno16] are among the sensors that are planned to be included in a new generation of mobile devices. In that case, a higher carrier frequency could be used to operate out of the audible range.
- According to the new market trends, we contemplate the combined use of the iPad with other wearable-type devices such as smartwatches or activity trackers bands, which could be used to display or/and provide additional useful information for positioning.
- Following the line of research recently proposed by some authors, we would also like to explore the possibility of determining the iPad's orientation by studying the amplitudes of the signals received from different beacons.
- Finally, one of the main challenges that we would like to address is the implementation of the system developed in this thesis in an Android-based platform. Unfortunately, by the moment, Android devices feature sampling rates up to 48 kS/s and the Android development platform does not provide libraries which allow a good performance in signal processing tasks.

# Bibliografía

- [AAS<sup>+</sup>14] Teodoro Aguilera, Fernando J. Álvarez, Almudena Sánchez, Daniel Albuquerque, José Vieira, and Sérgio Lopes. Characterization of the near-far problem in a CDMA-based ultrasonic localization system. *Accepted for publication in the 4th Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2014.
- [AB79] Jont B. Allen and David A. Berkley. Image method for efficiently simulating small room acoustics. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 65(4):943–950, 1979.
- [AGKO04] Lauri Aalto, Nicklas Göthlin, Jani Korhonen, and Timo Ojala. Bluetooth and WAP push based location-aware mobile advertising system. In *Proceedings of the 2Nd International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services*, MobiSys’04, pages 49–58, New York, NY, USA, 2004. ACM.
- [AH10] M. Alloulah and M. Hazas. An efficient CDMA core for indoor acoustic position sensing. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–5, Sept 2010.
- [AHM<sup>+</sup>13] Fernando J. Álvarez, Álvaro Hernández, José A. Moreno, M. Carmen Pérez, Jesús Ureña, and Carlos De Marziani. Doppler-tolerant receiver for an ultrasonic LPS based on kasami sequences. *Sensors and Actuators A: Physical*, 189(0):238 – 253, 2013.
- [Amp14] Amplificador de audio tipo D, 2014. <http://www.classdaudio.com>.
- [ARO03] Markus Aittola, Tapio Ryhanen, and Timo Ojala. Smartlibrary location-aware mobile library service. In Luca Chittaro, editor, *Human-Computer Interaction with Mobile Devices and Services*, volume 2795 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 411–416. Springer Berlin Heidelberg, 2003.
- [AS11] Clemens Arth and Dieter Schmalstieg. Challenges of large-scale augmented reality on smartphones. *Graz University of Technology, Graz*, pages 1–4, 2011.

- [Asc11] Ascension Technology. <http://www.ascension-tech.com/>, 2011.
- [ÁUH<sup>+</sup>08] Fernando J. Álvarez, J. Ureña, A. Hernández, M. Mazo, J.J. García, and A. Jiménez. Influence of atmospheric refraction on the performance of an outdoor ultrasonic pulse compression system. *Applied Acoustics*, 69(11):994–1002, 2008.
- [AUM<sup>+</sup>06] F .J Álvarez, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, J.J. García, and C. De Marziani. High reliability outdoor sonar prototype based on efficient signal coding. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 53(10):1862–1872, 2006.
- [Bar69] ErwinH. Bareiss. Numerical solution of linear equations with Toeplitz and vector Toeplitz matrices. *Numerische Mathematik*, 13(5):404–424, 1969.
- [BCR<sup>+</sup>07] J. Barnes, J. Van Cranenbroeck, C. Rizos, A. Pahwa, and N. Politi. Long term performance analysis of a new ground-transceiver positioning network (LocataNet) for structural deformation monitoring applications. In *FIG Working Week*, 2007.
- [BF07] A. Bose and Chuan Heng Foh. A practical path loss model for indoor WIFI positioning enhancement. In *Information, Communications Signal Processing, 2007 6th International Conference on*, pages 1–5, 2007.
- [BH99] J.D. Bard and F.M. Ham. Time difference of arrival dilution of precision and applications. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 47(2):521–523, Feb 1999.
- [BHJ96] J.D. Bard, F.M. Ham, and W.L. Jones. An algebraic solution to the time difference of arrival equations. In *Southeastcon '96. Bringing Together Education, Science and Technology. Proceedings of the IEEE*, pages 313–319, Apr 1996.
- [BIC11] Pascal Bihler, Paul Imhoff, and Armin B. Cremers. Smartguide a smart-phone museum guide with ultrasound control. *Procedia Computer Science*, 5(0):586 – 592, 2011.
- [BLCP08] Jared B. Bancroft, Gerard Lachapelle, M. Elizabeth Cannon, and Mark G. Petovello. Twin IMU-HSGPS integration for pedestrian navigation. In *Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2008)*. ION, 2008.
- [BLO<sup>+</sup>05] Gaetano Borriello, Alan Liu, Tony Offer, Christopher Palistrant, and Richard Sharp. WALRUS: Wireless acoustic location with room-level resolution using ultrasound. In *Proceedings of the 3rd International Conference*

- on Mobile Systems, Applications, and Services*, MobiSys '05, pages 191–203, New York, NY, USA, 2005. ACM.
- [BLW<sup>+</sup>07] Jan D Bjercknes, Wenguo Liu, Alan FT Winfield, Chris Melhuish, and Coldharbour Lane. Low cost ultrasonic positioning system for mobile robots. *Proceeding of Towards Autonomous Robotic Systems*, pages 107–114, 2007.
- [BN10] J. Blankenbach and A. Norrdine. Position estimation using artificial generated magnetic fields. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–5, Sept 2010.
- [BNHG11] Jörg Blankenbach, Abdelmoumen Norrdine, Hendrik Hellmers, and Eduard Gasparian. A novel magnetic indoor positioning system for indoor location services. In *Proceedings of the 8th International Symposium on Location-Based Services*, 2011.
- [Bol08] Philipp Bolliger. Redpin - Adaptive, zero-configuration indoor localization through user collaboration. In *Proceedings of the First ACM International Workshop on Mobile Entity Localization and Tracking in GPS-less Environments*, MELT '08, pages 55–60, New York, NY, USA, 2008. ACM.
- [Bos14] Bosch. Medidor láser de distancias GLM 80 professional. <http://www.bosch-professional.com/es/es/glm-80-26171-ocs-p/>, 2014.
- [BP00] P. Bahl and V.N. Padmanabhan. Radar: an in-building RF-based user location and tracking system. In *INFOCOM 2000. Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings. IEEE*, volume 2, pages 775–784 vol.2, 2000.
- [BPF<sup>+</sup>12] A Bahillo, J. Prieto, H. Fernández, P. Fernández, R.M. Lorenzo, and E.J. Abril. Fusing technologies for a continuous positioning solution developed on a smartphone. In *Computing and Convergence Technology (ICCCT), 2012 7th International Conference on*, pages 763–766, Dec 2012.
- [BQ12] André Jucovsky Bianchi and Marcelo Queiroz. On the performance of real-time DSP on Android devices. In *Proceedings of the 9th Sound and Music Computing Conference*, pages 113–120, 2012.
- [Bre09] Philip Breen. Algorithms for Sparse Approximation. Diploma Thesis, School of Mathematics, University of Edinburgh, 2009.
- [BRKP05] J. Barnes, C. Rizos, M. Kanli, and A. Pahwa. High accuracy positioning using Locata's next generation technology. In *Proceedings of the 18th International Technical Meeting of The Institute of Navigation*, pages 2049–2056, 2005.

- [BS13] A. Bilke and J. Sieck. Using magnetic field for indoor localisation on a mobile phone. *Progress in Location-Based Services*, 2013.
- [BSS<sup>+</sup>10] F. Boochs, R. Schutze, C. Simon, F. Marzani, H. Wirth, and J. Meier. Increasing the accuracy of untaught robot positions by means of a multi-camera system. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–9, 2010.
- [BTVG06] Herbert Bay, Tinne Tuytelaars, and Luc Van Gool. Surf: Speeded up robust features. In Ales Leonardis, Horst Bischof, and Axel Pinz, editors, *Computer Vision - ECCV 2006*, volume 3951 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 404–417. Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [Caf00] Jr. Caffery, J.J. A new approach to the geometry of TOA location. In *Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE-VTS Fall VTC 2000. 52nd*, volume 4, pages 1943–1949 vol.4, 2000.
- [Car86] A. B. Carlson. *Communication systems*. 3rd ed. McGraw-Hill, 1986.
- [CBA09] David López Ciurana, Marc and and Francisco Barceló-Arroyo. SofTOA: Software ranging for TOA-based positioning of WLAN terminals. In Tanzeem Choudhury, Aaron J. Quigley, Thomas Strang, and Koji Sugiuma, editors, *LoCA*, volume 5561 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 207–221. Springer, 2009.
- [CBZ<sup>+</sup>14] Paul Curtis, Mahesh K. Banavar, Sai Zhang, Andreas Spanias, and Vitor Weber. Android acoustic ranging. In *Information, Intelligence, Systems and Applications, IISA 2014, The 5th International Conference on*, pages 118–123, July 2014.
- [CCC<sup>+</sup>05] Yi-Chao Chen, Ji-Rung Chiang, Hao-hua Chu, Polly Huang, and Arvin Wen Tsui. Sensor-assisted Wi-Fi indoor location system for adapting to environmental dynamics. In *Proceedings of the 8th ACM International Symposium on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems*, MS-WiM '05, pages 118–125, New York, NY, USA, 2005. ACM.
- [CGK09] T. Chrysikos, G. Georgopoulos, and S. Kotsopoulos. Site-specific validation of ITU indoor path loss model at 2.4 Ghz. In *World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks Workshops, 2009. WoWMoM 2009. IEEE International Symposium on a*, pages 1–6, 2009.
- [CHOS95] I. Cespedes, Y. Huang, J. Ophir, and S. Spratt. Methods for estimation of subsample time delays of digitized echo signals. *Ultrasonic Imaging*, 17(2):142 – 171, 1995.

- [CIL06] K. Cheung, S. Intille, and K. Larson. An inexpensive Bluetooth-based indoor positioning hack. In *Proceedings of the 8th International Conference on Ubiquitous Computing, Extended Abstracts*, 2006.
- [cor14] Coreplot libraries, 2014. <https://code.google.com/p/core-plot/>.
- [CRKDA99] S. F. Cotter, B. D. Rao, K. Kreutz-Delgado, and J. Adler. Forward sequential algorithms for best basis selection. *IEE Proceedings - Vision, Image and Signal Processing*, 146:235–244(9), October 1999.
- [CS98] J. Caffery and G.L. Stuber. Subscriber location in CDMA cellular networks. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 47(2):406–416, May 1998.
- [cte15] Código técnico, 2015. <http://itec.cat/cec/Pages/BusquedaSC.aspx>.
- [DFFRV05] C. Di Flora, M. Ficco, S. Russo, and V. Vecchio. Indoor and outdoor location based services for portable wireless devices. In *Distributed Computing Systems Workshops, 2005. 25th IEEE International Conference on*, pages 244–250, 2005.
- [DK02] G.N. DeSouza and A.C. Kak. Vision for mobile robot navigation: a survey. *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, 24(2):237–267, 2002.
- [DMB10] D. Daly, T. Melia, and G. Baldwin. Concrete embedded RFID for way-point positioning. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–10, 2010.
- [DMCA<sup>+</sup>15] C. De Marziani, M. Colombo, R. Alcoleas, S. Murano, J. Gallardo, A. Colombo, and J. Pires. An optimization algorithm for relative positioning systems based on harmony search. In *International Conference on Industrial Technology, 2015. ICIT 2015. IEEE International Conference on*, pages 3392–3397, March 2015.
- [DS10] Amnon Dekel and Elad Schiller. DRec: Exploring indoor navigation with an un-augmented smartphone. In *Proceedings of the 12th International Conference on Human Computer Interaction with Mobile Devices and Services, MobileHCI '10*, pages 393–394, New York, NY, USA, 2010. ACM.
- [DTDS12] D.L. Donoho, Y. Tsaig, I. Drori, and J.-L. Starck. Sparse solution of underdetermined systems of linear equations by stagewise orthogonal matching pursuit. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 58(2):1094–1121, Feb 2012.

- [EFNG97] H. Eren, Chun-Che Fung, D. Newcombe, and J. Goh. Operation of mobile robots in a structured infrared environment. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1997. IMTC/97. Proceedings. Sensing, Processing, Networking. IEEE*, volume 1, pages 20–25 vol.1, 1997.
- [ETZ05] Bernd Eissfeller, Andreas Teuber, and Peter Zucker. Indoor-GPS: Ist der satellitenempfang in gebäuden möglich? *zfv-Zeitschrift für Geodäsie, Geo-information und Landmanagement*, (4), 2005.
- [FBVS10] A. Fink, H. Beikirch, M. Voss, and C. Schroder. RSSI-based indoor positioning using diversity and inertial navigation. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–7, 2010.
- [FCC10] V. Filonenko, C. Cullen, and J. Carswell. Investigating ultrasonic positioning on mobile phones. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–8, Sept 2010.
- [FCC12] Viacheslav Filonenko, Charlie Cullen, and James D. Carswell. Asynchronous ultrasonic trilateration for indoor positioning of mobile phones. In Sergio Di Martino, Adriano Peron, and Taro Tezuka, editors, *Web and Wireless Geographical Information Systems*, volume 7236 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 33–46. Springer Berlin Heidelberg, 2012.
- [FCC13] Viacheslav Filonenko, Charlie Cullen, and James D. Carswell. Indoor positioning for smartphones using asynchronous ultrasound trilateration. *ISPRS International Journal of Geo-Information*, 2(3):598–620, 2013.
- [FKCR09] Korbinian Frank, Bernhard Krach, Noel Catterall, and Patrick Robertson. Development and evaluation of a combined WLAN & inertial indoor pedestrian positioning system. In *ION GNSS*, 2009.
- [FMA<sup>+</sup>05] Volkmar Falk, Fabien Mourgues, Loua Adhami, Stefan Jacobs, Holger Thiele, Stefan Nitzsche, Friedrich W. Mohr, and Eve Coste-Maniere. Cardio navigation: Planning, simulation, and augmented reality in robotic assisted endoscopic bypass grafting. *The Annals of Thoracic Surgery*, 79(6):2040 – 2047, 2005.
- [Foy76] W.H. Foy. Position-location solutions by Taylor-series estimation. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-12(2):187–194, March 1976.
- [Fuc08] Verena Fuchsberger. Ambient assisted living: Elderly people’s needs and how to face them. In *Proceedings of the 1st ACM International Workshop*



- on Semantic Ambient Media Experiences*, SAME '08, pages 21–24, New York, NY, USA, 2008. ACM.
- [FVPB<sup>+</sup>10] A. Fluerasu, A. Vervisch-Picois, G. Boiero, G. Ghinamo, P. Lovisolo, and N. Samama. Indoor positioning using GPS transmitters: Experimental results. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–9, Sept 2010.
- [GB07] Stuart A. Golden and Steve S. Bateman. Sensor measurements for Wi-Fi location with emphasis on time-of-arrival ranging. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 6(10):1185–1198, October 2007.
- [GHB09] J.R. González Hernández and C.J. Bleakley. High-precision robust broadband ultrasonic location and orientation estimation. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, 3(5):832–844, Oct 2009.
- [GIK10] D. Gusenbauer, C. Isert, and J. Krosche. Self-contained indoor positioning on off-the-shelf mobile devices. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–9, 2010.
- [GLDR10] T.J. Gallagher, Binghao Li, AG. Dempster, and C. Rizos. A sector-based campus-wide indoor positioning system. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–8, Sept 2010.
- [GPA<sup>+</sup>15] Enrique García, José A. Paredes, Fernando J. Álvarez, M. Carmen Pérez, and Juan Jesús García. Spreading sequences in active sensing: A review. *Signal Processing*, 106(0):88 – 105, 2015.
- [GPU<sup>+</sup>13] D. Gualda, M.C. Pérez, J. Ureña, J.C. García, D. Ruíz, E. García, and A Lindo. Ultrasonic LPS adaptation for smartphones. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2013 International Conference on*, pages 1–8, Oct 2013.
- [GT05] A.C. Gilbert and J.A. Tropp. Applications of sparse approximation in communications. In *Information Theory, 2005. ISIT 2005. Proceedings. International Symposium on*, pages 1000–1004, Sept 2005.
- [GTTH99] S.S. Ghidary, T. Tani, T. Takamori, and M. Hattori. A new home robot positioning system (HRPS) using IR switched multi ultrasonic sensors. In *Systems, Man, and Cybernetics, 1999. IEEE SMC '99 Conference Proceedings. 1999 IEEE International Conference on*, volume 4, pages 737–741 vol.4, 1999.

- [GUHN15] E. García, J. Ureña, A. Hernández, and F.J. Nombela. Discrete multitone modulation for ultrasonic indoor positioning systems. In *In Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN) International Conference on*, pages 1–4, October 2015.
- [GWL<sup>+</sup>12] T. Gallagher, E. Wise, Binghao Li, A.G. Dempster, C. Rizos, and E. Ramsey-Stewart. Indoor positioning system based on sensor fusion for the blind and visually impaired. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2012 International Conference on*, pages 1–9, Nov 2012.
- [Has93] H. Hashemi. The indoor radio propagation channel. *Proceedings of the IEEE*, 81(7):943–968, 1993.
- [HB08] H. Hile and G. Borriello. Positioning and orientation in indoor environments using camera phones. *Computer Graphics and Applications, IEEE*, 28(4):32–39, 2008.
- [HH06] M. Hazas and A Hopper. Broadband ultrasonic location systems for improved indoor positioning. *Mobile Computing, IEEE Transactions on*, 5(5):536–547, May 2006.
- [HHRH05] S. Holm, O.B. Hovind, S. Rostad, and R. Holm. Indoors data communications using airborne ultrasound. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005. Proceedings. (ICASSP '05). IEEE International Conference on*, volume 3, pages iii/957–iii/960 Vol. 3, March 2005.
- [HK09] Janne Haverinen and Anssi Kemppainen. Global indoor self-localization based on the ambient magnetic field. *Robotics and Autonomous Systems*, 57(10):1028 – 1035, 2009. 5th International Conference on Computational Intelligence, Robotics and Autonomous Systems (5th CIRAS).
- [HK10] D. Hauschildt and N. Kirchhof. Advances in thermal infrared localization: Challenges and solutions. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–8, 2010.
- [HLB<sup>+</sup>10] H. Hile, A. Liu, G. Borriello, R. Grzeszczuk, R. Vedantham, and J. Kosecka. Visual navigation for mobile devices. *MultiMedia, IEEE*, 17(2):16–25, 2010.
- [HNH08] S. Hay, J. Newman, and R. Harle. Optical tracking using commodity hardware. In *Mixed and Augmented Reality, 2008. ISMAR 2008. 7th IEEE/ACM International Symposium on*, pages 159–160, 2008.
- [HPALP09] V. Honkavirta, T. Perala, S. Ali-Loytty, and R. Piche. A comparative survey of WLAN location fingerprinting methods. In *Positioning, Navigation*

- and Communication, 2009. WPNC 2009. 6th Workshop on*, pages 243–251, 2009.
- [HSB10] R. Herrmann, J. Sachs, and F. Bonitz. On benefits and challenges of person localization using ultra-wideband sensors. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–7, 2010.
- [HTK11] T. Horiuchi, S. Takayama, and T. Kato. A pointing system based on acoustic position estimation and gravity sensing. In *3D User Interfaces (3DUI), 2011 IEEE Symposium on*, pages 105–106, March 2011.
- [HW02] Mike Hazas and Andy Ward. A novel broadband ultrasonic location system. In *UbiComp 2002: Ubiquitous Computing*, pages 264–280. Springer, 2002.
- [HW03] M. Hazas and A Ward. A high performance privacy-oriented location system. In *Pervasive Computing and Communications, 2003. (PerCom 2003). Proceedings of the First IEEE International Conference on*, pages 216–223, March 2003.
- [HWJT09] R. Hansen, R. Wind, Christian S. Jensen, and B. Thomsen. Seamless indoor/outdoor positioning handover for location-based services in streamspin. In *Mobile Data Management: Systems, Services and Middleware, 2009. MDM '09. Tenth International Conference on*, pages 267–272, 2009.
- [HWJT10a] R. Hansen, R. Wind, Christian S. Jensen, and B. Thomsen. Algorithmic strategies for adapting to environmental changes in 802.11 location fingerprinting. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–10, 2010.
- [HWJT10b] R. Hansen, R. Wind, Christian S. Jensen, and B. Thomsen. Algorithmic strategies for adapting to environmental changes in 802.11 location fingerprinting. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–10, 2010.
- [HWK09] M. Hynes, Han Wang, and L. Kilmartin. Off-the-shelf mobile handset environments for deploying accelerometer based gait and activity analysis algorithms. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 2009. EMBC 2009. Annual International Conference of the IEEE*, pages 5187–5190, Sept 2009.
- [IK03] R A Iltis and S Kim. Geometric derivation of expectation-maximization and generalized successive interference cancellation algorithms with applications to CDMA channel estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 51(5):1367–1377, May 2003.

- [iPa14] Apple support, 2014. <http://support.apple.com/kb/sp647>.
- [Iso93] Iso. ISO 9613-1, Acoustics attenuation of sound during propagation outdoors part 1: Calculation of the absorption of sound by the atmosphere, 1993.
- [Jek01] C. Jekeli. *Inertial Navigation Systems with Geodetic Applications*,. 2001.
- [JoLH11] Sukhoon Jung, Choon oh Lee, and Dongsoo Han. Wi-Fi fingerprint-based approaches following log-distance path loss model for indoor positioning. In *Intelligent Radio for Future Personal Terminals (IMWS-IRFPT), 2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on*, pages 1–2, 2011.
- [JR08] Yuzhe Jin and B.D. Rao. Performance limits of matching pursuit algorithms. In *Information Theory, 2008. ISIT 2008. IEEE International Symposium on*, pages 2444–2448, July 2008.
- [JTJ<sup>+</sup>10] Álvarez F. J., Aguilera T., Fernández J.A, Moreno J. A., and Gordillo A. Analysis of the performance of an ultrasonic local positioning system based on the emission of Kasami codes. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN) 2010 International Conference on*, pages 1–5, Sept 2010.
- [Kas68] T. Kasami. Weigh distribution formula for some class of cyclic codes. *Technical Report R-285*, 1968.
- [KBG<sup>+</sup>10] MikkelBaun Kjaergaard, Henrik Blunck, Torben Godsk, Thomas Toftkjaer, DanLund Christensen, and Kaj Gronbaek. Indoor positioning using GPS revisited. In Patrik Floréen, Antonio Kröger, and Mirjana Spasojevic, editors, *Pervasive Computing*, volume 6030 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 38–56. Springer Berlin Heidelberg, 2010.
- [KE12] Kourosh Khoshelham and Sander Oude Elberink. Accuracy and resolution of Kinect depth data for indoor mapping applications. *Sensors*, 12(2):1437–1454, 2012.
- [Ken12] The magnetic map of hatchling loggerhead sea turtles. *Current Opinion in Neurobiology*, 22(2):336–342, April 2012.
- [KI04] S Kim and R A Iltis. A matching-pursuit/GSIC-based algorithm for DS-CDMA sparse-channel estimation. *IEEE Signal Processing Letters*, 11(1):12–15, 2004.

- [KKH<sup>+</sup>06] Thomas King, Stephan Kopf, Thomas Haenselmann, Christian Lubberger, and Wolfgang Effelsberg. Compass: A probabilistic indoor positioning system based on 802.11 and digital compasses. In *Proceedings of the 1st International Workshop on Wireless Network Testbeds, Experimental Evaluation & Characterization*, WiNTECH '06, pages 34–40, New York, NY, USA, 2006. ACM.
- [KL08] J. Kemper and H. Linde. Challenges of passive infrared indoor localization. In *Positioning, Navigation and Communication, 2008. WPNC 2008. 5th Workshop on*, pages 63–70, 2008.
- [KNHL12] Wonho Kang, Seongho Nam, Youngnam Han, and Sookjin Lee. Improved heading estimation for smartphone-based indoor positioning systems. In *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2012 IEEE 23rd International Symposium on*, pages 2449–2453, Sept 2012.
- [kno16] Ultrasonic MEMS microphone, 2016. <http://www.knowles.com/eng/Newsroom/New-product-Ultrasonic-MEMS-Microphone>.
- [KPP10] L. Koski, T. Perala, and R. Piche. Indoor positioning using WLAN coverage area estimates. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–7, 2010.
- [KPS<sup>+</sup>] Moritz Kohler, Shwetak N. Patel, Jay W. Summet, Erich P. Stuntebeck, and Gregory D. Tracksense: Infrastructure free precise indoor positioning using projected patterns.
- [KRS09] Dusan Kocur, Jana Rovnakova, and Maria Svecova. Through wall tracking of moving targets by m-sequence UWB radar. In ImreJ. Rudas, János Fodor, and Janusz Kacprzyk, editors, *Towards Intelligent Engineering and Information Technology*, volume 243 of *Studies in Computational Intelligence*, pages 349–364. Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [KS10] H. Kröll and C. Steiner. Indoor ultra-wideband location fingerprinting. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–5, 2010.
- [KSJ<sup>+</sup>07] A.D. Koutsou, F. Seco, A.R. Jiménez, J.O. Roa, J.L. Ealo, C. Prieto, and J. Guevara. Preliminary localization results with an RFID-based indoor guiding system. In *Intelligent Signal Processing, 2007. WISP 2007. IEEE International Symposium on*, pages 1–6, Oct 2007.

- [KTS<sup>+</sup>12] O. Kosch, F. Thiel, F. Seifert, J. Sachs, and M. A. Hein. Motion detection in-vivo by multi-channel ultrawideband radar. In *Ultra-Wideband (ICUWB), 2012 IEEE International Conference on*, pages 392–396, 2012.
- [Lap14] LAPACK libraries, 2014. <http://www.netlib.org/lapack/>.
- [LCC<sup>+</sup>12a] Christos Laoudias, George Constantinou, Marios Constantinides, Silouanos Nicolaou, Demetrios Zeinalipour-Yazti, and Christos G. Panayiotou. The airplace indoor positioning platform for Android smartphones. In *Proceedings of the 2012 IEEE 13th International Conference on Mobile Data Management (Mdm 2012)*, MDM '12, pages 312–315, Washington, DC, USA, 2012. IEEE Computer Society.
- [LCC<sup>+</sup>12b] Jingbin Liu, Ruizhi Chen, Yuwei Chen, Ling Pei, and Liang Chen. iParking: An intelligent indoor location-based smartphone parking service. *Sensors*, 12(11):14612–14629, 2012.
- [LCP<sup>+</sup>04] Chunhan Lee, Yushin Chang, Gunhong Park, Jaeheon Ryu, Seung-Gweon Jeong, Seokhyun Park, Jae Whe Park, Hee Chang Lee, Keum-Shik Hong, and Man Hyung Lee. Indoor positioning system based on incident angles of infrared emitters. In *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, volume 3, pages 2218–2222 Vol. 3, 2004.
- [LCP<sup>+</sup>10] Jingbin Liu, Ruizhi Chen, Ling Pei, Wei Chen, T. Tenhunen, H. Kuusniemi, T. Kroger, and Yuwei Chen. Accelerometer assisted robust wireless signal positioning based on a hidden Markov model. In *Position Location and Navigation Symposium (PLANS), 2010 IEEE/ION*, pages 488–497, May 2010.
- [LCW08] Dominik Lucke, Carmen Constantinescu, and Engelbert Westkamper. Smart factory - A step towards the next generation of manufacturing. In Marmoru Mitsubishi, Kanji Ueda, and Fumihiko Kimura, editors, *Manufacturing Systems and Technologies for the New Frontier*, pages 115–118. Springer London, 2008.
- [LD08] B. D S Lakmali and D. Dias. Database correlation for GSM location in outdoor & indoor environments. In *Information and Automation for Sustainability, 2008. ICIAFS 2008. 4th International Conference on*, pages 42–47, 2008.
- [LDBL07] Hui Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and Jing Liu. Survey of wireless indoor positioning techniques and systems. *Systems, Man, and Cybernetics, Part*

- C: Applications and Reviews, IEEE Transactions on*, 37(6):1067–1080, Nov 2007.
- [Lev07] Avram Levi. Brown acoustic simulator. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/17619-brown-acoustic-simulator>, 2007. [Online; accessed 31-Marzo-2015].
- [LG05] Kang Seok Lee and Zong Woo Geem. A new meta-heuristic algorithm for continuous engineering optimization: harmony search theory and practice. *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, 194(36-38):3902 – 3933, 2005.
- [LGY<sup>+</sup>12] Hongbo Liu, Yu Gan, Jie Yang, Simon Sidhom, Yan Wang, Yingying Chen, and Fan Ye. Push the limit of Wi-Fi based localization for smartphones. In *Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Mobicom '12*, pages 305–316, New York, NY, USA, 2012. ACM.
- [LHM<sup>+</sup>06] Cristina V. Lopes, Amir Haghighat, Atri Mandal, Tony Givargis, and Pierre Baldi. Localization of off-the-shelf mobile devices using audible sound: Architectures, protocols and performance assessment. *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.*, 10(2):38–50, April 2006.
- [LJC<sup>+</sup>11] J. Ledlie, Park Jun-geun, D. Curtis, A Cavalcante, L. Camara, A Costa, and R. Vieira. Mole: A scalable, user-generated Wi-Fi positioning engine. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on*, pages 1–10, Sept 2011.
- [LKP09] C. Laoudias, P. Kemppi, and C.G. Panayiotou. Localization using radial basis function networks and signal strength fingerprints in WLAN. In *Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009. IEEE*, pages 1–6, Nov 2009.
- [LMKM06] Xiaohan Liu, Hideo Makino, Suguru Kobayashi, and Yoshinobu Maeda. An indoor guidance system for the blind using fluorescent lights-relationship between receiving signal and walking speed. *Conf Proc IEEE Eng Med Biol Soc*, 1:5960–3, 2006.
- [LMLGV10] J. Larrañaga, L. Muguira, J.M. López-Garde, and J.I. Vázquez. An environment adaptive ZigBee-based indoor positioning algorithm. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–8, Sept 2010.

- [LMP11] C. Laoudias, M.P. Michaelides, and C. Panayiotou. Fault tolerant fingerprint-based positioning. In *Communications (ICC), 2011 IEEE International Conference on*, pages 1–5, June 2011.
- [LS07] Sooyong Lee and Jae-Bok Song. Mobile robot localization using infrared light reflecting landmarks. In *Control, Automation and Systems, 2007. IC-CAS '07. International Conference on*, pages 674–677, 2007.
- [LSDR] Binghao Li, James Salter, Andrew G. Dempster, and Chris Rizos. Indoor positioning techniques based on wireless LAN. In *LAN, First IEEE International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications*, pages 13 – 16.
- [LSVW11] J.A.B. Link, P. Smith, N. Viol, and K. Wehrle. FootPath: Accurate map-based indoor navigation using smartphones. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on*, pages 1–8, Sept 2011.
- [LZD<sup>+</sup>12] Fan Li, Chunshui Zhao, Guanzhong Ding, Jian Gong, Chenxing Liu, and Feng Zhao. A reliable and accurate indoor localization method using phone inertial sensors. In *Proceedings of the 2012 ACM Conference on Ubiquitous Computing, UbiComp '12*, pages 421–430, New York, NY, USA, 2012. ACM.
- [MBL<sup>+</sup>09] S. Mazuelas, A. Bahillo, R.M. Lorenzo, P. Fernández, F.A. Lago, E. García, Juan Blas, and E.J. Abril. Robust indoor positioning provided by real-time RSSI values in unmodified WLAN networks. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, 3(5):821–831, 2009.
- [McG04] Stephen G. McGovern. *A Model for Room Acoustics*, 2004.
- [MdSC00] M. Marques da Silva and A Correia. Parallel interference cancellation with commutation signaling. In *Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference on*, volume 3, pages 1213–1217 vol.3, 2000.
- [MEA<sup>+</sup>10] Fujimoto M., Nakamori E., Inada A., Oda Y., and Wada T. SAGE algorithm for UWB channel parameter estimation. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, 2010.
- [MEA<sup>+</sup>11] Fujimoto M., Nakamori E., Inada A., Oda Y., and Wada T. A broad-typed multi-sensing-range method for indoor position estimation of passive RFID tags. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on*, 2011.



- [MEM<sup>+</sup>05] D. Madigan, E. Einahrawy, R.P. Martin, W.H. Ju, P. Krishnan, and A S. Krishnakumar. Bayesian indoor positioning systems. In *INFOCOM 2005. 24th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Proceedings IEEE*, volume 2, pages 1217–1227 vol. 2, March 2005.
- [MFD07] M. Mahdavi, M. Fesanghary, and E. Damangir. An improved harmony search algorithm for solving optimization problems. *Applied Mathematics and Computation*, 188(2):1567 – 1579, 2007.
- [MGS<sup>+</sup>05] M. Marrón, J.C. García, M.A. Sotelo, D. Fernández, and D. Pizarro. XPFCP: an extended particle filter for tracking multiple and dynamic objects in complex environments. In *Intelligent Robots and Systems, 2005. (IROS 2005). 2005 IEEE/RSJ International Conference on*, pages 2474–2479, Aug 2005.
- [MH99] U. Madhow and M.L. Honig. On the average near-far resistance for MMSE detection of direct sequence CDMA signals with random spreading. *Information Theory, IEEE Transactions on*, 45(6):2039–2045, Sep 1999.
- [MLG<sup>+</sup>05] A Mandal, C.V. Lopes, T. Givargis, A Haghghat, R. Jurdak, and P. Baldi. Beep: 3D indoor positioning using audible sound. In *Consumer Communications and Networking Conference, 2005. CCNC. 2005 Second IEEE*, pages 348–353, Jan 2005.
- [MLG<sup>+</sup>08] S. Mazuelas, F.A. Lago, D. González, A. Bahillo, J. Blas, P. Fernández, R.M. Lorenzo, and E.J. Abril. Dynamic estimation of optimum path loss model in a RSS positioning system. In *Position, Location and Navigation Symposium, 2008 IEEE/ION*, pages 679–684, May 2008.
- [MM03] M.R. McCarthy and H.L. Muller. RF free ultrasonic positioning. In *Wearable Computers, 2003. Proceedings. Seventh IEEE International Symposium on*, pages 79–85, Oct 2003.
- [MMF97] Heinrich Meyr, Marc Moeneclaey, and Stefan A. Fechtel. *Digital Communication Receivers, Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*. Wiley Interscience, 1997.
- [MMM<sup>+</sup>W10] Kiers M., Krajnc M., Dornhofer M., and Bischof W. Evaluation and improvements of an RFID based indoor navigation system for visually impaired and blind people. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, 2010.
- [MnHLV13] J. Muñoz, O. Henao, J. F. López, and J. F. Villada. BKI: Brain Kinect interface, a new hybrid BCI for rehabilitation. In Ben Schouten, Stephen

- Fedtke, Tilde Bekker, Marlies Schijven, and Alex Gekker, editors, *Games for Health*, pages 233–245. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013.
- [Mos96] S. Moshavi. Multi-user detection for DS-CDMA communications. *Communications Magazine, IEEE*, 34(10):124–136, Oct 1996.
- [MSDIT13] Carlos Medina, José Carlos Segura, and Ángel De la Torre. Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy. *Sensors*, 13(3):3501–3526, 2013.
- [MSII00] Y. Matsumoto, K. Sakai, M. Inaba, and H. Inoue. View-based approach to robot navigation. In *Intelligent Robots and Systems, 2000. (IROS 2000). Proceedings. 2000 IEEE/RSJ International Conference on*, volume 3, pages 1702–1708 vol.3, 2000.
- [MSW10] Paul Meissner, Christoph Steiner, and Klaus Witrisal. UWB positioning with virtual anchors and floor plan information. In *Positioning Navigation and Communication (WPNC), 2010 7th Workshop on*, pages 150–156. IEEE, 2010.
- [MT11] R. Mautz and S. Tilch. Survey of optical indoor positioning systems. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on*, pages 1–7, 2011.
- [MT12] R. Mautz and S. Tilch. Application for venia legendi in positioning and engineering geodesy. In *Indoor Positioning Technologies*, page 128, 2012.
- [MTS07] Wutjanun Muttitanon, Nitin K Tripathi, and Marc Souris. An indoor positioning system (IPS) using grid model. *Journal of Computer Science*, 3(12):907, 2007.
- [MWBS09] Alessandro Mulloni, Daniel Wagner, Istvan Barakonyi, and D. Schmalstieg. Indoor positioning and navigation with camera phones. *Pervasive Computing, IEEE*, 8(2):22–31, 2009.
- [MZ93] S.G. Mallat and Z. Zhang. Matching pursuits with time-frequency dictionaries. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 41(12):3397–3415, Dec 1993.
- [Nat95] B. K. Natarajan. Sparse approximate solutions to linear systems. *SIAM Journal on Computing*, 24(2):227–234, 1995.
- [Nav14] <http://www.future-shape.com/en/technologies/32/navifloor>, 2014.

- [Nie97] R.O. Nielsen. Relationship between dilution of precision for point positioning and for relative positioning with GPS. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 33(1):333–338, Jan 1997.
- [NJH98] William Navidi, William S. Murphy Jr., and Willy Hereman. Statistical methods in surveying by trilateration. *Computational Statistics and Data Analysis*, 27(2):209 – 227, 1998.
- [NMNK11] Hirokazu Nishikata, Hideo Makino, Kentaro Nishimori, and Takayuki Kaneda. Basic research of indoor positioning method using visible light communication and dead reckoning. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on*, 2011.
- [NPJ08] A. Narzullaev, YongWan Park, and Hoyoul Jung. Accurate signal strength prediction based positioning for indoor WLAN systems. In *Position, Location and Navigation Symposium, 2008 IEEE/ION*, pages 685–688, May 2008.
- [NSPK+99] Luis E. Navarro-Serment, Christian J.J. Paredis, Pradeep K Khosla, et al. A beacon system for the localization of distributed robotic teams. In *Proceedings of the International Conference on Field and Service Robotics*, volume 6, 1999.
- [NT09] D. Needell and J.A. Tropp. CoSaMP: Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples. *Applied and Computational Harmonic Analysis*, 26(3):301 – 321, 2009.
- [NV10] D. Needell and R. Vershynin. Signal recovery from incomplete and inaccurate measurements via regularized orthogonal matching pursuit. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, 4(2):310–316, April 2010.
- [PAA+11] José A. Paredes, Teodoro Aguilera, Fernando J. Álvarez, Jesús Lozano, and Jorge Morera. Analysis of Doppler effect on the pulse compression of different codes emitted by an ultrasonic LPS. *Sensors*, 11(11):10765–10784, 2011.
- [PAA+13] J.A. Paredes, T. Aguilera, F.J. Álvarez, J.A. Fernández, and J. Morera. New pseudo-orthogonal family of polyphase codes to improve Doppler resilience. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2013 International Conference on*, pages 1–8, Oct 2013.
- [PAC93] H. Peremans., K. Audenaert, and J. M. Van Campenhout. A High-Resolution Sensor Based on Tri-Aural Perception. *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, 9(1):36–48, 1993.

- [PCB00] Nissanka B. Priyantha, Anit Chakraborty, and Hari Balakrishnan. The Cricket location-support system. In *Proceedings of the 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, MobiCom '00, pages 32–43, New York, NY, USA, 2000. ACM.
- [PCC<sup>+</sup>10] Jun-geun Park, Ben Charrow, Dorothy Curtis, Jonathan Battat, Einat Minkov, Jamey Hicks, Seth Teller, and Jonathan Ledlie. Growing an organic indoor location system. In *Proceedings of the 8th International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services*, MobiSys10, pages 271–284, New York, NY, USA, 2010. ACM.
- [Pér14] M. Pérez. *Diseño e Implementación de un SOC para el Control de un LPS Extenso*. 2014.
- [PFHG03] D. Peña, R. Feick, H.D. Hristov, and W. Grote. Measurement and modeling of propagation losses in brick and concrete walls for the 900-Mhz band. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 51(1):31–39, 2003.
- [PH94] P. Patel and J. Holtzman. Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 12(5):796–807, Jun 1994.
- [PJG07] J.C. Prieto, A.R. Jiménez, and J.I Guevara. Subcentimeter-accuracy localization through broadband acoustic transducers. In *Intelligent Signal Processing, 2007. WISP 2007. IEEE International Symposium on*, pages 1–6, Oct 2007.
- [PJG<sup>+</sup>09] J.C. Prieto, A.R. Jiménez, J. Guevara, J.L. Ealo, F. Seco, J.O. Roa, and F. Ramos. Performance evaluation of 3D-LOCUS advanced acoustic LPS. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 58(8):2385–2395, Aug 2009.
- [PLG<sup>+</sup>12] Ling Pei, Jingbin Liu, Robert Guinness, Yuwei Chen, Heidi Kuusniemi, and Ruizhi Chen. Using LS-SVM based motion recognition for smartphone indoor wireless positioning. *Sensors*, 12(5):6155–6175, 2012.
- [PLS<sup>+</sup>06] B.B. Parodi, H. Lenz, A. Szabo, Hui Wang, J. Horn, J. Bamberger, and D. Obradovic. Initialization and online-learning of RSS maps for indoor / campus localization. In *Position, Location, And Navigation Symposium, 2006 IEEE/ION*, pages 164–172, 2006.
- [PMBT01] Nissanka B. Priyantha, Allen K.L. Miu, Hari Balakrishnan, and Seth Teller. The Cricket compass for context-aware mobile applications. In *Proceedings*

- of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MobiCom '01, pages 1–14, New York, NY, USA, 2001. ACM.
- [Pmo14] Módulo PMOD, 2014. [http://www.digilentinc.com/Data/Products/PMOD-DA2/PMod%20DA2\\_rm.pdf](http://www.digilentinc.com/Data/Products/PMOD-DA2/PMod%20DA2_rm.pdf).
- [Pol11] Polhemus Technology. <http://www.polhemus.com/>, 2011.
- [PPP11] P. Pivato, L. Palopoli, and D. Petri. Accuracy of RSS-based centroid localization algorithms in an indoor environment. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 60(10):3451–3460, Oct 2011.
- [PRK93] Y.C. Pati, R. Rezaifar, and P.S. Krishnaprasad. Orthogonal matching pursuit: recursive function approximation with applications to wavelet decomposition. In *Signals, Systems and Computers, 1993. 1993 Conference Record of The Twenty-Seventh Asilomar Conference on*, pages 40–44 vol.1, Nov 1993.
- [Pro00] J. G. Proakis. Digital communications. 4th ed. McGraw-Hill, 2000.
- [PRSSUU<sup>+</sup>12] M.C. Pérez Rubio, R. Sanz Serrano, J. Ureña Ureña, A. Hernández Alonso, C. De Marziani, and F.J. Álvarez Franco. Correlator implementation for orthogonal CSS used in an ultrasonic LPS. *Sensors Journal, IEEE*, 12(9):2807–2816, Sept 2012.
- [PS10] A. Povalac and J. Sebesta. Phase of arrival ranging method for UHF RFID tags using instantaneous frequency measurement. In *ICECom, 2010 Conference Proceedings*, pages 1–4, 2010.
- [PSZ<sup>+</sup>07] Chunyi Peng, Guobin Shen, Yongguang Zhang, Yanlin Li, and Kun Tan. BeepBeep: A high accuracy acoustic ranging system using COTS mobile devices. In *Proceedings of the 5th International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, SenSys '07, pages 1–14, New York, NY, USA, 2007. ACM.
- [PUH<sup>+</sup>07] M.C. Pérez, J. Ureña, A. Hernández, C. De Marziani, A. Jiménez, J.M. Villadangos, and F.J. Álvarez. Ultrasonic beacon-based local positioning system using loosely synchronous codes. In *Intelligent Signal Processing, 2007. WISP 2007. IEEE International Symposium on*, pages 1–6, Oct 2007.
- [PUH<sup>+</sup>09a] M.C. Pérez, J. Ureña, A. Hernández, A. Jiménez, D. Ruíz, F.J. Álvarez, and C. De Marziani. Performance comparison of different codes in an ultrasonic positioning system using DS-CDMA. In *Intelligent Signal Processing, 2009. WISP 2009. IEEE International Symposium on*, pages 125–130, Aug 2009.

- [PUH<sup>+</sup>09b] M.C. Pérez, J. Ureña, A Hernández, A Jiménez, D. Ruíz, C. De Marziani, and F.J. Álvarez. Efficient hardware implementation for detecting CSS-based loosely synchronous codes in a local positioning system. In *Emerging Technologies Factory Automation, 2009. ETFA 2009. IEEE Conference on*, pages 1–4, Sept 2009.
- [PvdG10] M.M. Pietrzyk and T. von der Grun. Experimental validation of a TOA UWB ranging platform with the energy detection receiver. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–8, 2010.
- [QCMM11] Jian Qiu, David Chu, Xiangying Meng, and Thomas Moscibroda. On the feasibility of real-time phone-to-phone 3D localization. In *Proceedings of ACM SenSys 2011*. ACM SenSys, November 2011.
- [QLLT14] Jun-Wei Qiu, Chi Chung Lo, Cheng-Kuan Lin, and Yu-Chee Tseng. A D2D relative positioning system on smart devices. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conf.(WCNC), 2014*.
- [RDM03] Cliff Randell, C. Djiallis, and H. Muller. Personal position measurement using dead reckoning. In *Wearable Computers, 2003. Proceedings. Seventh IEEE International Symposium on*, pages 166–173, Oct 2003.
- [RFMM04] M.D. Rodríguez, J. Favela, E.A. Martínez, and M.A. Muñoz. Location-aware access to hospital information and services. *Information Technology in Biomedicine, IEEE Transactions on*, 8(4):448–455, 2004.
- [RG08] Gagan Rath and Christine Guillemot. Complementary matching pursuit algorithms for sparse approximation. *IEEE Trans. on SP*, 2008.
- [RGHR10] A.R.J. Ruíz, F.S. Granja, J.C.P. Honorato, and J.I.G. Rosas. Pedestrian indoor navigation by aiding a foot-mounted IMU with RFID signal strength measurements. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–7, Sept 2010.
- [Rib01] Miguel Ribo. State of the art report on optical tracking, 2001.
- [RKC11] Laura Ruotsalainen, Heidi Kuusniemi, and Ruizhi Chen. Visual-aided two-dimensional pedestrian indoor navigation with a smartphone. *J. Glob. Position. Syst*, 10:11–18, 2011.
- [RLFP04] Bruce Richardson, Krispin Leydon, Mikael Fernstrom, and Joseph A. Paradiso. Z-tiles: Building blocks for modular, pressure-sensing floorspaces.

- In *CHI '04 Extended Abstracts on Human Factors in Computing Systems*, CHI EA '04, pages 1529–1532, New York, NY, USA, 2004. ACM.
- [RM01] Cliff Randell and Henk Muller. Low cost indoor positioning system. In Gregory D. Abowd, Barry Brumitt, and Steven Shafer, editors, *UbiComp 2001: Ubiquitous Computing*, volume 2201 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 42–48. Springer Berlin Heidelberg, 2001.
- [RMT<sup>+</sup>02] Teemu Roos, Petri Myllymaki, Henry Tirri, Pauli Misikangas, and Juha Sievanen. A probabilistic approach to WLAN user location estimation. *International Journal of Wireless Information Networks*, 9(3):155–164, 2002.
- [RPE05] Miguel Rodríguez, Juan P. Pece, and Carlos J. Escudero. In-building location using Bluetooth. In *In Proceedings of the International Workshop on Wireless Ad Hoc Networks*, 2005.
- [RRBG10] C. Rizos, G. Roberts, J. Barnes, and N. Gambale. Experimental results of Locata: A high accuracy indoor positioning system. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–7, Sept 2010.
- [RS09] Gagan Rath and Arabinda Sahoo. A comparative study of some greedy pursuit algorithms for sparse approximation, 2009.
- [RSA<sup>+</sup>13] Mirco Rossi, Julia Seiter, Oliver Amft, Seraina Buchmeier, and Gerhard Tröster. Roomsense: An indoor positioning system for smartphones using active sound probing. In *Proceedings of the 4th Augmented Human International Conference*, March 2013.
- [RYT07] Valérie Renaudin, Okan Yalak, and Phillip Tomé. Hybridization of MEMS and Assisted GPS for Pedestrian Navigation. *Inside GNSS*, January/February:34–42, 2007.
- [SA87a] J.O. Smith and J.S. Abel. Closed-form least-squares source location estimation from range-difference measurements. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 35(12):1661–1669, Dec 1987.
- [SA87b] Julius O. Smith and J.S. Abel. The spherical interpolation method of source localization. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 12(1):246–252, Jan 1987.
- [SBBD12] M. M. Saad, Chris J. Bleakley, T. Ballal, and Simon Dobson. High-accuracy reference-free ultrasonic location estimation. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 61(6):1561–1570, June 2012.

- [Sch86] R.O. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 34(3):276–280, Mar 1986.
- [Sch10] O. Schneider. Requirements for positioning and navigation in underground constructions. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–4, 2010.
- [SCM10] Alberto Serra, Davide Carboni, and Valentina Marotto. Indoor pedestrian navigation system using a modern smartphone. In *Proceedings of the 12th International Conference on Human Computer Interaction with Mobile Devices and Services, MobileHCI '10*, pages 397–398, New York, NY, USA, 2010. ACM.
- [SdCE<sup>+</sup>12] Alberto Sánchez, Ángel de Castro, Santiago Elvira, Guillermo González de Rivera, and Javier Garrido. Autonomous indoor ultrasonic positioning system based on a low-cost conditioning circuit. *Measurement*, 45(3):276 – 283, 2012.
- [SGS<sup>+</sup>13] A. Sheinker, B. Ginzburg, N. Salomonski, L. Frumkis, and B.Z. Kaplan. Localization in 3-D using beacons of low frequency magnetic field. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 62(12):3194–3201, Dec 2013.
- [SHL<sup>+</sup>09] Shuang Song, Chao Hu, Mao Li, Wanan Yang, and M.Q.H. Meng. Real time algorithm for magnet’s localization in capsule endoscope. In *Automation and Logistics, 2009. ICAL'09. IEEE International Conference on*, pages 2030–2035, Aug 2009.
- [SHSM10] M. Segura, H. Hashemi, C. Sisterna, and V. Mut. Experimental demonstration of self-localized ultra wideband indoor mobile robot navigation system. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–9, 2010.
- [Sir10] N. Sirola. Closed-form algorithms in mobile positioning: Myths and misconceptions. In *Positioning Navigation and Communication (WPNC), 2010 7th Workshop on*, pages 38–44, March 2010.
- [SJP<sup>+</sup>09] F. Seco, A.R. Jiménez, C. Prieto, J. Roa, and K. Koutsou. A survey of mathematical methods for indoor localization. In *Intelligent Signal Processing, 2009. WISP 2009. IEEE International Symposium on*, pages 9–14, 2009.



- [SKH95] Ashwin Sampath, P.S. Kumar, and J.M. Holtzman. Power control and resource management for a multimedia CDMA wireless system. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC'95. Wireless: Merging onto the Information Superhighway., Sixth IEEE International Symposium on*, volume 1, pages 21–25 vol.1, Sep 1995.
- [SLM11] T.A Shanklin, B. Loulier, and E.T. Matson. Embedded sensors for indoor positioning. In *Sensors Applications Symposium (SAS), 2011 IEEE*, pages 149–154, Feb 2011.
- [smc15] 2015. <http://www.smcusa.com/top-navigation/cad-models.aspx/125680>.
- [SPR<sup>+</sup>08] Erich P. Stuntebeck, Shwetak N. Patel, Thomas Robertson, Matthew S. Reynolds, and Gregory D. Abowd. Wideband powerline positioning for indoor localization. In *Proceedings of the 10th International Conference on Ubiquitous Computing, UbiComp '08*, pages 94–103, New York, NY, USA, 2008. ACM.
- [SPRG14] F. Seco, J.C. Prieto, AR.J. Ruíz, and J. Guevara. Compensation of multiple access interference effects in CDMA-based acoustic positioning systems. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, PP(99):1–1, 2014.
- [SR87] H. Schau and A. Robinson. Passive source localization employing intersecting spherical surfaces from time-of-arrival differences. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 35(8):1223–1225, Aug 1987.
- [SS02] Dong-Ho Shin and Tae-Kyung Sung. Comparisons of error characteristics between TOA and TDOA positioning. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 38(1):307–311, Jan 2002.
- [SSSR07] S.P. Subramanian, J. Sommer, S. Schmitt, and W. Rosenstiel. SBIL: Scalable indoor localization and navigation service. In *Wireless Communication and Sensor Networks, 2007. WCSN '07. Third International Conference on*, pages 27–30, Dec 2007.
- [Ste94] R. Steele. Mobile radio communications. *IEEE Press*, 1994.
- [SVESV07] J. Salo, L. Vuokko, H.M. El-Sallabi, and P. Vainikainen. An additive model as a physical basis for shadow fading. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 56(1):13–26, 2007.
- [SVG<sup>+</sup>10] J. Schmid, M. Volker, T. Gadeke, P. Weber, W. Stork, and K.D. Muller-Glaser. An approach to infrastructure-independent person localization with

- an IEEE 802.15.4 WSN. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–9, Sept 2010.
- [SVM<sup>+</sup>10] J. Seitz, T. Vaupel, S Meyer, J. Gutiérrez Boronat, and J. Thielecke. A hidden Markov model for pedestrian navigation. In *Positioning Navigation and Communication (WPNC), 2010 7th Workshop on*, pages 120–127, March 2010.
- [SWU11] H.G. Schantz, C. Weil, and A.H. Uden. Characterization of error in a near-field electromagnetic ranging (NFER) real-time location system (RTLS). In *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2011 IEEE*, pages 379–382, Jan 2011.
- [Tad06] S. Tadakamadla. Indoor local positioning system for ZigBee based on RSSI. In *M.Sc. Thesis Report, Mid Sweden University, 50 p.*, 2006.
- [Tap09] F. Tappero. Low-cost optical-based indoor tracking device for detection and mitigation of NLOS effects. *Procedia Chemistry*, 1(1):497 – 500, 2009.
- [TDDM11] Stephen P. Tarzia, Peter A. Dinda, Robert P. Dick, and Gokhan Memik. Demo: indoor localization without infrastructure using the acoustic background spectrum. In Ashok K. Agrawala, Mark D. Corner, and David Wetherall, editors, *MobiSys*, pages 385–386. ACM, 2011.
- [Tib96] R. Tibshirani. Regression shrinkage and selection via the Lasso. *Journal of the Royal Statistical Society (Series B)*, 58:267–288, 1996.
- [TKS09] F. Thiel, D. Kreiseler, and F. Seifert. Non-contact detection of myocardium’s mechanical activity by ultrawideband RF-radar and interpretation applying electrocardiography. *Review of Scientific Instruments*, 80(11):114302–114302–12, 2009.
- [Tor84] D.J. Torrieri. Statistical theory of passive location systems. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-20(2):183–198, March 1984.
- [TP06] E. Trucco and K. Plakas. Video tracking: A concise survey. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 31(2):520–529, 2006.
- [Tsa14] Zhi-Ren Tsai. Robust Kinect-based guidance and positioning of a multidirectional robot by Log-ab recognition. *Expert Systems with Applications*, 41(4, Part 1):1271 – 1282, 2014.

- [UHJ<sup>+</sup>07] J. Ureña, A. Hernández, A. Jiménez, J.M. Villadangos, M. Mazo, J.C. García, J.J. García, F.J. Álvarez, C. De Marziani, M.C. Pérez, J.A. Jiménez, A.R. Jiménez, and F. Seco. Advanced sensorial system for an acoustic LPS. *Microprocessors and Microsystems*, 31(6):393 – 401, 2007. Special Issue on Sensor Systems.
- [UK10] D. Urdzik and D. Kocur. CFAR detectors for through wall tracking of moving targets by m-sequence UWB radar. In *Radioelektronika, 2010 20th International Conference*, pages 1–4, 2010.
- [UMG<sup>+</sup>99] J. Ureña, M. Mazo, J. J. García, Á. Hernández, and E. Bueno. Correlation detector based on a FPGA for ultrasonic sensors. *Microprocessors and Microsystems*, 23(1):25 – 33, 1999.
- [vDS14] Apple developer libray, 2014. [https://developer.apple.com/library/mac/documentation/Performance/Conceptual/vDSP\\_Programming\\_Guide/Introduction/Introduction.html](https://developer.apple.com/library/mac/documentation/Performance/Conceptual/vDSP_Programming_Guide/Introduction/Introduction.html).
- [Vir14] Virtex FPGA, 2014. <http://www.digilentinc.com/Products/Detail.cfm?Prod=GENESYS>.
- [Vis14] Visaton speaker, 2014. [http://www.visaton.com/en/chassis\\_zubehoer/ht\\_kalotten/sc5\\_8.html](http://www.visaton.com/en/chassis_zubehoer/ht_kalotten/sc5_8.html).
- [VMV09] M. Valtonen, J. Maentausta, and J. Vanhala. TileTrack: Capacitive human tracking using floor tiles. In *Pervasive Computing and Communications, 2009. PerCom 2009. IEEE International Conference on*, pages 1–10, March 2009.
- [VUM<sup>+</sup>05] J.M. Villadangos, J. Ureña, M. Mazo, A. Hernández, F. Álvarez, J.J. García, C. De Marziani, and D. Alonso. Improvement of ultrasonic beacon-based local position system using multi-access techniques. In *Intelligent Signal Processing, 2005 IEEE International Workshop on*, pages 352–357, Sept 2005.
- [WBCE11] Mark Weber, Ulrich Birkel, Ralf Collmannz, and Julia Engelbrechtz. Wireless indoor positioning localization improvements with a leaky coaxial cable. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on*, 2011.
- [WBR05] K. Wendlandt, M. Berhig, and P. Robertson. Indoor localization with probability density functions based on Bluetooth. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on*, volume 3, pages 2040–2044 Vol. 3, Sept 2005.

- [WF74] Robert A. Wagner and Michael J. Fischer. The string-to-string correction problem. *J. ACM*, 21(1):168–173, January 1974.
- [WHFG92] Roy Want, Andy Hopper, Veronica Falco, and Jonathan Gibbons. The active badge location system. *ACM Transactions on Information Systems*, 10:91–102, 1992.
- [WIPK10] J. Wagner, C. Isert, A. Purschwitz, and A. Kistner. Improved vehicle positioning for indoor navigation in parking garages through commercially available maps. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–8, 2010.
- [WJH97] Andy Ward, A. Jones, and A. Hopper. A new location technique for the active office. *Personal Communications, IEEE*, 4(5):42–47, Oct 1997.
- [WKM08] Carl Wong, R. Klukas, and G. Messier. Using WLAN infrastructure for angle-of-arrival indoor user location. In *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th*, pages 1–5, 2008.
- [WKM11] M. Werner, M. Kessel, and C. Marouane. Indoor positioning using smartphone camera. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2011 International Conference on*, pages 1–6, Sept 2011.
- [WKR07] B. Williams, G. Klein, and I Reid. Real-time SLAM relocalisation. In *Computer Vision, 2007. ICCV 2007. IEEE 11th International Conference on*, pages 1–8, Oct 2007.
- [WS03] Daniel Wagner and Dieter Schmalstieg. First steps towards handheld augmented reality. *2012 16th International Symposium on Wearable Computers*, 0:127, 2003.
- [WYLY13] Chenshu Wu, Zheng Yang, Yunhao Liu, and Wei Xi. WILL: Wireless indoor localization without site survey. *Parallel and Distributed Systems, IEEE Transactions on*, 24(4):839–848, April 2013.
- [xco14] Xcode SDK, 2014. <https://developer.apple.com/xcode/>.
- [XSC<sup>+</sup>04] Z. Xiang, S. Song, J. Chen, H. Wang, J. Huang, and X. Gao. A wireless LAN-based indoor positioning technology. *IBM Journal of Research and Development*, 48(5.6):617–626, 2004.
- [XYSY11] Bin Xu, Ran Yu, Guodong Sun, and Zheng Yang. Whistle: Synchronization-free TDOA for localization. In *Distributed Computing Systems (ICDCS), 2011 31st International Conference on*, pages 760–769, June 2011.

- [YA05] Moustafa Youssef and Ashok Agrawala. The Horus WLAN location determination system. In *Proceedings of the 3rd International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services*, MobiSys '05, pages 205–218, New York, NY, USA, 2005. ACM.
- [YSC<sup>+</sup>11] Jie Yang, Simon Sidhom, Gayathri Chandrasekaran, Tam Vu, Hongbo Liu, Nicolae Cekan, Yingying Chen, Marco Gruteser, and Richard P. Martin. Detecting driver phone use leveraging car speakers. In *Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, MobiCom '11, pages 97–108, New York, NY, USA, 2011. ACM.
- [Zan09] P.A. Zandbergen. Accuracy of iPhone locations: A comparison of assisted GPS, WiFi and cellular positioning. *Transactions in GIS*, 13:5–26, 2009.
- [ZP06] Sheng Zhou and J.K. Pollard. Position measurement using Bluetooth. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 52(2):555–558, May 2006.
- [ZST10] R. Zetik, Guowei Shen, and R.S. Thoma. Evaluation of requirements for UWB localization systems in home-entertainment applications. In *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2010 International Conference on*, pages 1–8, 2010.
- [ZWJHL01] Geem Zong Woo, Kim Joong Hoon, and G.V. Loganathan. A new heuristic optimization algorithm: Harmony search. *Simulation*, 76(2):60–68, 2001.