



Programa de Doctorado en Electrónica: Sistemas  
Electrónicos Avanzados. Sistemas Inteligentes

# Contribución al Posicionamiento en Interiores Basado en Emisores de Señal Óptica y Detectores PSD

Tesis Doctoral presentada por  
**Álvaro De La Llana Calvo**

2020



Universidad  
de Alcalá

Programa de Doctorado en Electrónica: Sistemas  
Electrónicos Avanzados. Sistemas Inteligentes

**Contribución al Posicionamiento en  
Interiores Basado en Emisores de  
Señal Óptica y Detectores PSD**

Tesis Doctoral presentada por  
**Álvaro De La Llana Calvo**

Directores

**Dr. José Luis Lázaro Galilea**

**Dr. Alfredo Gardel Vicente**

Alcalá de Henares, 2020



# Resumen

Esta tesis se centra en aportar propuestas que permitan establecer la base de desarrollo de sistemas de posicionamiento local (LPS) basados en señales ópticas y que utilicen sensores PSD.

La principal fuente de error de los sistemas LPS desarrollados a partir de señales ópticas es el efecto del multicamino producido por las diferentes reflexiones de la luz en el entorno. Gran parte del trabajo se ha centrado en analizar su influencia para poder decidir qué técnica de medida es más inmune a este efecto.

Para conocer cómo se va a reflejar la luz procedente del emisor en los distintos materiales del entorno se ha desarrollado un modelo de reflexión. Se ha demostrado que el modelo propuesto es válido para la gran mayoría de los materiales. Además, se ha propuesto un método para obtener los parámetros del modelo de forma sencilla y con pocas medidas.

Conocido cómo se refleja la luz en los distintos materiales, se ha propuesto un método para obtener la respuesta al impulso del canal debida al efecto del multicamino, utilizando el modelo de reflexión propuesto. Además, se ha desarrollado un método que permite analizar la influencia del efecto del multicamino en sistemas basados en AoA con sensores PSD obteniendo el punto de impacto y la potencia con la que llega cada uno de los multicaminos, después de  $k$  rebotes de la señal en el entorno, a la superficie del PSD.

Una vez desarrollado el método, se ha analizado qué técnica de medida es más inmune al efecto del multicamino. Se han estudiado los efectos sobre las técnicas de ángulo de llegada (AoA) y fase de llegada (PoA), concluyendo que la técnica más inmune es AoA. Se ha demostrado la validez del método con pruebas experimentales.

Dado que en ocasiones es necesario poder distinguir entre varios agentes en sistemas de posicionamiento local, se han analizado distintas técnicas de discriminación multiagente para su uso en posicionamiento local con sistemas que utilicen PSD y señales ópticas, como pueden ser el acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA) y de código (CDMA). Tras analizarlas en distintos entornos se ha concluido que la técnica usada en el LPS será FDMA ya que, eligiendo correctamente los filtros, la interferencia entre emisores es mínima y se evitan los problemas de interferencia por acceso múltiple (MAI) de CDMA y se reducen los tiempos de obtención de la posición. Se han expuesto distintas propuestas para el posicionamiento 3D con sensor PSD en función del número de emisores dentro del

campo de visión (FoV) del receptor.

Finalmente, se han realizado distintas pruebas en entornos reales donde se demuestra que se pueden obtener, a partir de las propuestas presentadas, una alta precisión y exactitud en el posicionamiento, con errores de pocos centímetros y en algunos casos por debajo del centímetro.

**Palabras clave:** LPS, sensor PSD, señal óptica, multicamino, AoA, modelo de reflexión.

# Abstract

This dissertation focuses on providing proposals that can establish the basis for the development of local positioning systems (LPS) based on optical signals and PSD sensors.

The primary source of error of LPS systems based on optical signals is the multipath effect produced by different reflections of light in the environment. Much of this work has focused on analysing their influence in order to decide which measurement technique is most immune to this effect.

To know how the light coming from the emitter is going to be reflected by the different materials in the environment, a reflection model has been developed. The proposed model has been shown to be valid for most materials. Besides, a method has been proposed to obtain the parameters of the model in a simple way and with few measurements.

Knowing how light is reflected by different materials, using the proposed reflection model, a method has been proposed to obtain the response to the channel impulse due to the multipath effect. In addition, we have proposed a method to analyse the influence of the multipath effect in AoA-based systems. This method obtains the point of impact and the signal strength arrival for each one of the multipaths after  $k$  bounces of the signal in the environment reaching the surface of the PSD.

Once the method has been developed, it has been analysed which measurement technique is more immune to the multipath effect. The effects on the angle of arrival (AoA) and phase of arrival (PoA) techniques have been studied, concluding that the most immune technique is AoA. The validation of the method has been demonstrated with experimental tests.

Since it is sometimes necessary to be able to distinguish between various agents in local positioning systems, different multi-agent discrimination techniques have been analysed for use in systems using PSD and optical signals, such as frequency division multiple access (FDMA) and code division multiple access (CDMA). After analysing them in different environments, it has been concluded that the technique used in the LPS will be FDMA since, by correctly choosing the filters, the interference between transmitters is minimal. Using that technique, the interference problems due to CDMA multiple access are avoided and the time to obtain the position is reduced. Different proposals xiv Resumen for 3D positioning with PSD sensor have been presented depending on the number of transmitters

within the field of vision of the receiver.

Finally, different tests have been carried out in real environments proving that it is possible to obtain, from our proposals, high precision, and positioning accuracy with errors of a few centimetres and in some cases below the centimetre.

**Keywords:** LPS, PSD sensor, optical signal, multipath, AoA, reflection model.

# Índice general

Resumen	xi
Abstract	xiii
Índice general	xv
Índice de figuras	xxi
Índice de tablas	xxix
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Introducción . . . . .	1
1.2 Motivación y objetivos de la tesis . . . . .	3
1.3 Contexto de la tesis . . . . .	4
1.4 Estructura de la tesis . . . . .	5
<b>2 Estado del arte</b>	<b>7</b>
2.1 Introducción a los sistemas de posicionamiento local . . . . .	7
2.2 Principios de medida, estrategias y tecnologías de posicionamiento . . . . .	8
2.2.1 Principios de medida para estimar la posición en LPS . . . . .	8
2.2.2 Estrategias de posicionamiento . . . . .	9
2.2.3 Tecnologías de posicionamiento . . . . .	10
2.3 Sistemas de determinación de distancia y posición mediante señales ópticas	13
2.4 Modelado de los multicaminos en señales ópticas . . . . .	15
2.4.1 Modelos de reflexión de las señales ópticas . . . . .	17
2.4.2 Métodos para determinar la respuesta al impulso del canal debida al efecto del multicamino . . . . .	19
2.5 Conclusiones . . . . .	20

<b>3</b>	<b>Descripción y condicionantes de la propuesta</b>	<b>23</b>
3.1	Descripción general de sistemas de posicionamiento local basados en señal óptica . . . . .	23
3.1.1	Emisor . . . . .	24
3.1.2	Receptor . . . . .	26
3.2	Consideraciones para determinar el punto de impacto en el PSD . . . . .	30
3.2.1	Consideraciones eléctricas . . . . .	30
3.2.2	Consideraciones debidas al sistema óptico . . . . .	31
3.3	Efecto del multicamino . . . . .	32
3.3.1	Modelo de reflexión de la luz . . . . .	33
3.3.2	Modelado del efecto del multicamino . . . . .	33
3.4	Detección multiemisor . . . . .	34
3.4.1	Acceso Múltiple por División de Frecuencia . . . . .	34
3.4.2	Acceso Múltiple por División de Código . . . . .	35
3.4.3	Acceso Múltiple por División de Tiempo . . . . .	37
3.5	Factores de la señal recibida a considerar . . . . .	37
3.6	Resumen y conclusiones . . . . .	39
<b>4</b>	<b>Modelado de la reflexión de la luz</b>	<b>41</b>
4.1	Introducción . . . . .	41
4.2	Planteamiento teórico del modelo de reflexión . . . . .	41
4.2.1	Consideraciones iniciales . . . . .	41
4.2.2	Primera aproximación al modelo real de reflexión de la luz . . . . .	43
4.2.3	Segunda aproximación al modelo real de reflexión de la luz . . . . .	43
4.3	Modelo propuesto . . . . .	45
4.3.1	Limitaciones del modelo de reflexión propuesto . . . . .	49
4.4	Metodología para la obtención de los valores de los coeficientes . . . . .	50
4.4.1	Herramienta y procedimiento para la toma de datos . . . . .	50
4.4.2	Datos obtenidos en las medidas experimentales . . . . .	52
4.4.3	Método propuesto para obtener el valor de los coeficientes . . . . .	54
4.5	Resultados y ajuste del método propuesto . . . . .	57
4.5.1	Resultados del método propuesto . . . . .	57
4.5.2	Comparación de los resultados obtenidos utilizando un número diferente de puntos para determinar los parámetros del modelo . . . . .	60

4.5.3	Comparativa de resultados con otros modelos existentes . . . . .	61
4.6	Conclusiones . . . . .	64
<b>5</b>	<b>Modelado y caracterización del efecto del multicamino en señales ópticas</b>	<b>67</b>
5.1	Introducción . . . . .	67
5.2	Modelado del efecto del multicamino en señales ópticas . . . . .	67
5.2.1	Planteamiento teórico . . . . .	68
5.2.1.1	Consideraciones iniciales . . . . .	68
5.2.1.2	Modelo de emisor y receptor y camino LOS . . . . .	69
5.2.1.3	Caracterización de las reflexiones en el entorno . . . . .	70
5.2.2	Algoritmo para el cálculo de la respuesta al impulso debida a los multicaminos . . . . .	72
5.2.3	Validación del procedimiento . . . . .	77
5.2.3.1	Características de las pruebas . . . . .	77
5.2.3.2	Resultados de las pruebas empíricas . . . . .	81
5.2.3.3	Resultados obtenidos con el modelo propuesto y comparación con las pruebas empíricas . . . . .	82
5.3	Caracterización de los efectos de las señales debidas a multicamino en sistemas de posicionamiento basados en AoA y PoA usando señales ópticas . . . . .	85
5.3.1	Modelos para el cálculo de la señal recibida utilizando AoA y PoA . . . . .	85
5.3.1.1	Modelo propuesto para calcular la señal recibida usando ángulo de llegada (AoA) . . . . .	85
5.3.1.2	Modelo propuesto para calcular la señal recibida usando fase de llegada (PoA) . . . . .	87
5.3.2	Planteamiento y definición del escenario de pruebas y modelo de cobertura . . . . .	89
5.3.3	Determinación del efecto de las señales debidas a multicamino . . . . .	93
5.3.3.1	Procedimiento para determinar el efecto del multicamino en sistemas de posicionamiento basados en ángulo de llegada (AoA) . . . . .	93
5.3.3.2	Procedimiento para determinar el efecto del multicamino en sistemas de posicionamiento basados en fase de llegada (PoA) . . . . .	97
5.3.4	Resultados . . . . .	101

5.3.4.1	Comparativa de los resultados de emulación . . . . .	102
5.3.4.2	Curvas de error en función de la focal y la posición del detector . . . . .	104
5.3.4.3	Resultados cuando el emisor está fijo y el receptor sobre el agente móvil . . . . .	107
5.3.4.4	Resultados comparativos de las emulaciones y de las pruebas empíricas . . . . .	108
5.4	Conclusiones . . . . .	110
<b>6</b>	<b>Propuesta para posicionamiento 3D respecto de múltiples emisores. Bases para el desarrollo de un LPS mediante señal óptica</b>	<b>113</b>
6.1	Introducción . . . . .	113
6.2	Propuesta para la determinación de los diferentes agentes en un sistema de posicionamiento basado en sensor PSD . . . . .	114
6.2.1	Acceso Múltiple por División en Frecuencias (FDMA) . . . . .	114
6.2.1.1	Discriminación mediante filtros paso banda . . . . .	115
6.2.1.2	Discriminación mediante FFT . . . . .	115
6.2.1.3	Discriminación mediante IQ . . . . .	116
6.2.2	Acceso Múltiple por División en Códigos (CDMA) . . . . .	119
6.2.3	Análisis del error en la determinación del punto de impacto en función de las técnicas de discriminación multiemisor en diferentes entornos . . . . .	122
6.2.3.1	Comportamiento de las distintas técnicas en entornos ruidosos . . . . .	123
6.2.3.2	Análisis de las interferencias entre distintos emisores del sistema . . . . .	126
6.2.3.3	Pruebas experimentales . . . . .	131
6.2.3.4	Análisis del error en la determinación del punto de impacto en función del tiempo de integración de la señal recibida y el SNR . . . . .	133
6.3	Bases para el desarrollo de un LPS mediante señal óptica con sensor PSD .	137
6.3.1	Posicionamiento con 1 único emisor . . . . .	138
6.3.2	Posicionamiento con 2 emisores . . . . .	139
6.3.3	Posicionamiento con 3 o más emisores . . . . .	141
6.3.4	Propuesta para la obtención de parámetros del sistema mediante algoritmos genéticos . . . . .	142

6.4	Conclusiones . . . . .	144
<b>7</b>	<b>Resultados</b>	<b>147</b>
7.1	Introducción . . . . .	147
7.2	Set-up para la realización de las pruebas . . . . .	147
7.3	Evaluación de los resultados . . . . .	152
7.3.1	Posicionamiento 3D con un único emisor . . . . .	152
7.3.2	Posicionamiento 3D con dos emisores . . . . .	154
7.3.3	Posicionamiento 3D con más de dos emisores . . . . .	159
7.3.4	Resultados a partir de la obtención de parámetros del sistema mediante algoritmos genéticos. Comparativa con calibración formal . .	162
7.4	Evaluación de la precisión . . . . .	166
7.5	Conclusiones . . . . .	170
<b>8</b>	<b>Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>173</b>
8.1	Conclusiones . . . . .	173
8.2	Trabajos futuros . . . . .	176
8.3	Publicaciones derivadas de la tesis . . . . .	177
8.3.1	Peer-reviewed journals . . . . .	177
8.3.2	Conferencias . . . . .	177
<b>9</b>	<b>Conclusions and future works</b>	<b>179</b>
9.1	Conclusions . . . . .	179
9.2	Future Works . . . . .	182
9.3	Publications derived from the thesis . . . . .	183
9.3.1	Peer-reviewed journals . . . . .	183
9.3.2	Conferences . . . . .	183
	<b>Bibliografía</b>	<b>185</b>
<b>A</b>	<b>Simulador de técnicas de discriminación multiagente</b>	<b>201</b>
A.1	Configuración inicial . . . . .	201
A.2	Generación de la señal emitida . . . . .	202
A.3	Canal . . . . .	202
A.3.1	Obtención del punto de impacto real . . . . .	203

---

A.3.2	Potencia y desfase de cada emisor . . . . .	203
A.3.3	Atenuación y desfase . . . . .	204
A.3.4	Función de transferencia del PSD . . . . .	204
A.3.5	Amplitud de cada canal en función del punto de impacto . . . . .	205
A.3.6	Señal de cada emisor y canal del PSD . . . . .	205
A.3.7	Señal de cada canal . . . . .	205
A.3.8	Generación de ruido . . . . .	206
A.4	Obtención del punto de impacto . . . . .	206
A.4.1	BPSK . . . . .	207
A.4.2	FDMA con filtros paso banda . . . . .	207
A.4.3	FDMA con demodulador IQ . . . . .	208
A.4.4	FDMA con FFT . . . . .	209

<b>B</b>	<b>Tablas de resultados del comportamiento de las técnicas multiagente en entorno ruidoso</b>	<b>211</b>
----------	---	------------

# Índice de figuras

2.1	Ejemplos de trilateración esférica e hiperbólica. . . . .	9
2.2	Ejemplo de triangulación. . . . .	10
2.3	Visión general a las técnicas de posicionamiento en función de la cobertura y la precisión, tomada de [Mau12]. . . . .	10
2.4	Ilustración de las 4 variables reales de la función BRDF. . . . .	17
2.5	Vectores usados en los modelos empíricos de reflexión de la luz. . . . .	17
3.1	Esquemas de sistemas de posicionamiento local basados en el concepto de espacio inteligente. (a) Sistema basado en AoA, (b) sistema basado en PDoA	23
3.2	Espectro de emisión (a) de un led IR (imagen obtenida del datasheet de Osrom SFH4233), (b) de varios tipos de led visibles de luz blanca (imagen obtenida del datasheet de Luxeon 3535L Line). . . . .	25
3.3	Ejemplos de diagramas normalizados de radiación para varios valores de $n$ .	25
3.4	Ejemplos de diagramas de radiación normalizados para un led IR (imagen obtenida del datasheet de OSROM SFH4233). . . . .	26
3.5	Circuito equivalente de un sensor Position Sensitive Device (PSD) pin-cushion (imagen cortesía de Hamamatsu, obtenida de la información técnica del PSD). . . . .	26
3.6	Respuesta espectral de los sensores PSD de Hamamatsu (imagen cortesía de Hamamatsu, obtenida de la información técnica del PSD). . . . .	27
3.7	FoV en función de la distancia focal para un PSD de $9 \times 9 \text{ mm}^2$ . . . . .	28
3.8	Diagrama de los componentes de la potencia recibida en un punto $x$ ( $P_x$ ). . . . .	28
3.9	Diagrama del modelo pinhole. . . . .	30
3.10	Circuito acondicionador de señal y circuito de polarización para un PSD, obtenida de [Rod16c]. . . . .	31
3.11	Esquema de PSD más lente. . . . .	32
3.12	Ejemplo de 3 emisores usando FDMA (a) en el dominio del tiempo y (b) en el dominio de la frecuencia. . . . .	35

4.1	Potencia recibida en el receptor debida a la reflexión en un punto $x$ . . . . .	42
4.2	Reflexión de la luz en la superficie de distintos materiales con diferentes grado de rugosidad. (a) Superficie lisa y (b) superficie rugosa. . . . .	42
4.3	Ejemplo de $\theta_i$ para 4 componentes. . . . .	44
4.4	Reflection model. . . . .	45
4.5	Ilustración de un ejemplo de patrón de emisión con dos componentes en un plano. . . . .	47
4.6	Ilustración de un ejemplo de patrón de emisión en 3D con dos componentes. . . . .	49
4.7	Parámetro $K$ en función del ángulo de incidencia. . . . .	49
4.8	Esquema de la herramienta de medida usada. . . . .	50
4.9	Herramienta de medida utilizada durante el proyecto. . . . .	51
4.10	Ilustración de los materiales que se han analizado a lo largo del trabajo. . . . .	52
4.11	Medidas experimentales de $P(\gamma, \phi, \theta)$ en función de $\theta$ para distintos valores de $\gamma$ para el terrazo. a) coordenadas polares, b) representación en 3D. . . . .	53
4.12	Medidas experimentales de $P(\gamma, \phi, \theta)$ en función de $\theta$ para distintos valores de $\gamma$ para la placa de escayola. a) coordenadas polares, b) representación en 3D. . . . .	53
4.13	Medidas experimentales de $P(\gamma, \phi, \theta)$ en función de $\theta$ para distintos valores de $\gamma$ para el cartón pluma. a) coordenadas polares, b) representación en 3D. . . . .	53
4.14	Frente de pareto para los tres materiales. a) Terrazo , b) placa de escayola y c) cartón pluma. . . . .	55
4.15	Situación de los 12 puntos para los 3 materiales. . . . .	55
4.16	Representación 3D de $P(\gamma, \phi, \theta)$ en función de $\gamma$ y $\theta$ . a) terrazo, b) placa de escayola. . . . .	58
4.17	Representación 3D de los residuos del modelo obtenido con respecto a los puntos medidos. a) terrazo, b) placa de escayola. . . . .	59
4.18	Representación 3D de los residuos relativos del modelo obtenido con respecto a los puntos medidos. a) terrazo, b) placa de escayola. . . . .	59
4.19	Histograma de los residuos relativos. a) terrazo, b) placa de escayola. . . . .	59
4.20	Ejemplo del cálculo del error. . . . .	61
4.21	Sistema de coordenadas polar con el ground-truth de las medidas experimentales (marcadores circulares), curva ajustada con el modelo propuesto (línea discontinua) y curva ajustada con el modelo Phong (línea solida). (a) Ángulo de incidencia $\gamma = 10^\circ$ ; (b) ángulo de incidencia $\gamma = 60^\circ$ . . . . .	62
5.1	Diagrama de los componentes de la potencia recibida en un punto $x$ ( $P_x$ ). . . . .	69

5.2	Modelo de reflexión. (a) Componente difusa; (b) componente especular; (c) reflexión total. . . . .	70
5.3	Diagrama de los componentes de la potencia recibida en el elemento $n$ debida a la reflexión en $m$ de la potencia emitida por el elemento $l$ . . . . .	71
5.4	Diagrama del algoritmo recursivo para obtener la respuesta al impulso. . . . .	74
5.5	Posiciones del emisor dentro del entorno. . . . .	78
5.6	Esquema del entorno y posición del emisor y el receptor. . . . .	79
5.7	Fotografía del banco en el que se ha montado el entorno. . . . .	80
5.8	Modelo de reflexión de la plancha de cartón pluma. . . . .	80
5.9	Puntos de impacto de las medidas reales en la superficie del PSD. (a) Tamaño total del PSD; (b) ampliado. . . . .	81
5.10	Puntos de impacto de las medidas reales y emuladas en la superficie del PSD. (a) Tamaño total del PSD; (b) ampliado. . . . .	82
5.11	Puntos de impacto de las medidas reales y emuladas con un modelo de reflexión lambertiano en la superficie del PSD. . . . .	83
5.12	Puntos de impacto de las medidas reales y emuladas en la superficie del PSD en función del tamaño del grid. . . . .	84
5.13	Diagrama del sistema de posicionamiento basado en PSD usado para el análisis de los multicaminos. . . . .	86
5.14	Diagrama de flujo que resume los pasos llevados a cabo para calcular la posición del emisor. . . . .	86
5.15	Diagrama de flujo que resume los pasos para calcular la distancia entre el emisor y el receptor. . . . .	88
5.16	Ejemplo de 3 multicaminos con diferente número de rebotes. . . . .	89
5.17	Índices de la posición del emisor. . . . .	90
5.18	Índices de la posición del receptor. . . . .	91
5.19	Area de cobertura (a) usando una distancia focal de 16 mm; (b) usando una distancia focal de 7.5 mm; (c) usando una distancia focal de 4.5 mm. . . . .	92
5.20	Potencia y posición de los multicaminos para la posición E1 del emisor considerando únicamente el (a) 1°, (b) 2°, y (c) 3° rebote. . . . .	94
5.21	Potencia y punto de impacto de los multicaminos en la superficie del PSD para la posición E1 del emisor considerando únicamente el (a) 1°, (b) 2°, y (c) 3° rebote. . . . .	94
5.22	Posición y potencia de señal de los multicaminos considerando los 3 primeros rebotes en (a) la superficie del PSD y (b) en el entorno. . . . .	95

5.23	Posiciones calculadas en función del número de rebotes considerados en <b>(a)</b> todas las posiciones en las que se ha movido el emisor; <b>(b)</b> en la posición E1 del emisor, comentada en el ejemplo. . . . .	96
5.24	Errores de posicionamiento considerando los 3 primeros rebotes. . . . .	96
5.25	Superficie del error de posicionamiento en función de las posiciones del emisor. . . . .	97
5.26	Respuesta al impulso para <b>(a)</b> el índice E1 y <b>(b)</b> el índice E17. . . . .	98
5.27	<b>(a)</b> Error de distancia en función de la frecuencia; <b>(b)</b> Fase en función de la frecuencia. . . . .	99
5.28	Error de distancia considerando el primer, los 2 primeros y los 3 primeros rebotes. . . . .	100
5.29	Superficie del error de distancia en función de las posiciones del emisor. . .	101
5.30	Error de posición de todas las combinaciones de $E_i$ y $R_i$ usando una distancia focal de <b>(a)</b> 4.5 mm, <b>(c)</b> 7.5 mm, y <b>(e)</b> 16 mm. Error de distancia de todas las combinaciones de $E_i$ y $R_i$ usando una distancia focal de <b>(b)</b> 4.5 mm, <b>(d)</b> 7.5 mm, y <b>(f)</b> 16 mm. En <b>(g)</b> se muestra el indicador de color que identifica cada posición del receptor. . . . .	103
5.31	Superficie del error de posicionamiento con AoA en la posición del receptor R1 usando una distancia focal de <b>(a)</b> 4.5 mm, <b>(b)</b> 7.5 mm, y <b>(c)</b> 16 mm; Superficie del error de distancia con PoA en la posición del receptor R1 usando una distancia focal de <b>(d)</b> 4.5 mm, <b>(e)</b> 7.5 mm, y <b>(f)</b> 16 mm. . . .	105
5.32	Superficie del error de posicionamiento con AoA en la posición del receptor R4 usando una distancia focal de <b>(a)</b> 4.5 mm, <b>(b)</b> 7.5 mm, y <b>(c)</b> 16 mm; Superficie del error de distancia con PoA en la posición del receptor R4 usando una distancia focal de <b>(d)</b> 4.5 mm, <b>(e)</b> 7.5 mm, y <b>(f)</b> 16 mm. . . .	105
5.33	Posiciones obtenidas en un pasillo emulado <b>(a)</b> usando una distancia focal de 7.5 mm; <b>(b)</b> usando una distancia focal de 16 mm. . . . .	106
5.34	Error de posición en un pasillo emulado usando una distancia focal de 7.5 mm. <b>(a)</b> En representación 3D; <b>(b)</b> En representación de mapa de color en 2D. . . . .	106
5.35	Error de posición en un pasillo emulado usando una distancia focal de 16 mm. <b>(a)</b> En representación 3D; <b>(b)</b> En representación de mapa de color en 2D. . . . .	106
5.36	Errores de posicionamiento cuando el emisor se sitúa en el centro del techo (posición E17 en el plano del techo) y el receptor se mueve por distintas posiciones del plano del suelo, para una distancia focal de <b>(a)</b> 16 y <b>(b)</b> 7.5 mm. . . . .	107

5.37 (a) Medidas (puntos de color) y círculo con mejor ajuste (línea punteada negra) de las pruebas empíricas con radios de 160 (azul), 400 (rojo), y 650 mm (verde). (b) Versión ampliada de (a). . . . . 108

5.38 Entorno de la prueba colocando una pared cerca del movimiento del emisor. 109

5.39 Setup del escenario real. . . . . 109

5.40 Segundo test (a) resultados empíricos y (b) resultados emulados. . . . . 110

6.1 Esquema de filtros paso banda de uno de los canales. . . . . 115

6.2 Esquema de un demodulador IQ. . . . . 116

6.3 Ejemplo de 3 emisores usando FDMA. En (a) se muestra la señal total, señales de referencia y las señales  $I(t)$  y  $Q(t)$  en el dominio del tiempo; y en (b) se muestra la señal  $I(t)$  en el dominio de la frecuencia. . . . . 118

6.4 Ejemplo de los primeros chip de una secuencia Kasami junto con la señal modulada en BPSK . . . . . 119

6.5 Módulo de la FFT de (a) la secuencia Kasami y (b) de la secuencia Kasami modulada en BPSK. . . . . 120

6.6 Función de autocorrelación de secuencia Kasami de 10 bits modulada en BPSK. (a) Tamaño total de la función de autocorrelación, (b) zona ampliada centrada en el pico de correlación. . . . . 121

6.7 Esquema general del simulador. . . . . 123

6.8 Índices de las diferentes posiciones del receptor. . . . . 124

6.9 Comparativa del error medio en el cálculo del punto de impacto en función del SNR, posición del receptor, técnica usada y tamaño de la señal. . . . . 125

6.10 Puntos de impacto en el PSD para cada una de las posiciones en las que ha posicionado el receptor en función del SNR usando FDMA con IQ y tamaño de (a) 10 bits y (b) 8 bits. . . . . 126

6.11 Posición e índice de los distintos emisores. . . . . 127

6.12 Puntos de impacto en el PSD de los 5 emisores usando CDMA-BPSK antes y después de aplicar la corrección PIC con tamaños de (a) 10 bits y (b) 8 bits. . . . . 128

6.13 Puntos de impacto en la superficie del PSD usando CDMA-BPSK con tamaño 10 bits antes y después de aplicar la corrección con (a) 2 emisores, (b) 3 emisores, (c) 4 emisores, (d) 5 emisores, (e) 6 emisores, (f) 7 emisores, (g) 8 emisores, (h) 9 emisores y (i) 10 emisores. . . . . 130

6.14 Puntos de impacto en la superficie del PSD usando FDMA y usando secuencias en BPSK emitidas de forma independiente . . . . . 131

6.15	Puntos de impacto en la superficie del PSD usando FDMA y emitiendo cada uno de los tonos de forma independiente . . . . .	132
6.16	Puntos de impacto en la superficie del PSD usando CDMA-BPSK emitidos de forma independiente, sin aplicar y aplicando la corrección PIC con tamaño de (a) 8 bits y (b) 10 bits. . . . .	132
6.17	Posición e índice de los distintos emisores. . . . .	134
6.18	Error en el punto de impacto de cada emisor en función del número de muestras de la señal y el valor RMS. (a) Valor medio, (c) desviación estándar, (e) valor máximo. Zona de error ampliada entre 5000 y 50000 muestras y entre 43 y 73 dB con el eje del error en escala logarítmica (b) Valor medio, (d) desviación estándar, (f) valor máximo . . . . .	135
6.19	Esquema del sistema de posicionamiento propuesto. . . . .	137
6.20	Método de obtención del ángulo $\theta_{\text{PSD}}$ . . . . .	139
6.21	Método para la obtención de la separación $H$ entre el plano de los emisores y el plano del PSD. . . . .	141
6.22	Proceso de calibración. . . . .	142
6.23	Posición relativa entre el plano de movimiento y el plano del sensor PSD. . . . .	143
6.24	Algoritmo genético para la obtención de los parámetros. . . . .	143
7.1	Escenario donde se han realizado las pruebas. . . . .	148
7.2	Emisores usados. Vista de su colocación en el techo del laboratorio. . . . .	148
7.3	Receptor junto con un prisma de posicionamiento. . . . .	148
7.4	Precisión de las total stations. . . . .	149
7.5	Receptores apuntados por las total station. . . . .	150
7.6	Entorno de pruebas (a) en 2D con los índices de las posiciones del receptor, (b) en 3D. . . . .	150
7.7	Posiciones del receptor calculadas con la información del emisor 2. . . . .	153
7.8	Errores cuando se posiciona con el emisor 2. (a) Errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor, (b) error de posición sobre la coordenada del receptor. . . . .	153
7.9	CDF del error de posicionamiento usando el emisor 2. . . . .	154
7.10	Posiciones del receptor calculadas con la información de los emisores 2 y 4. . . . .	154
7.11	Errores cuando se posiciona con los emisores 2 y 4. (a) Errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor, (b) error de posición sobre la coordenada del receptor. . . . .	155
7.12	CDF del error de posicionamiento usando los emisores 2 y 4. . . . .	155

7.13 Resultados cuando se posiciona con los emisores 2 y 4 y se conoce el plano de movimiento. (a) Posiciones del receptor calculadas, (b) errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor, (c) error de posición sobre la coordenada del receptor. . . . . 156

7.14 CDF del error de posicionamiento usando los emisores 2 y 4 cuando se conoce la altura del plano de movimiento. . . . . 157

7.15 Cálculo del ángulo de rotación usando los emisores 1 y 4. . . . . 158

7.16 Errores en el cálculo de la rotación cuando se posiciona con los emisores 1 y 4. (a) Error en la rotación en función del índice del receptor, (b) CDF del error de rotación. . . . . 158

7.17 Posiciones del receptor calculadas con la información de los 4 emisores con (a) DLT, (b) CPC. . . . . 160

7.18 Errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor cuando se posiciona con los 4 emisores con (a) DLT y (b) CPC. . . . . 160

7.19 Error de posición sobre la coordenada del receptor cuando se posiciona con los 4 emisores con CPC. . . . . 161

7.20 CDF del error de posicionamiento usando los 4 emisores con CPC. . . . . 161

7.21 Posiciones del receptor calculadas con la información de los emisores 2 y 4 usando la calibración con algoritmos genéticos. (a) Calculando la altura, (b) conocida la altura del plano. . . . . 164

7.22 Errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor con la información de los emisores 2 y 4 usando la calibración algoritmos con genéticos. (a) Calculando la altura, (b) conocida la altura del plano. . 165

7.23 Errores del posicionamiento del receptor mostrados gráficamente con la información de los emisores 2 y 4 usando la calibración con algoritmos genéticos. (a) Calculando la altura, (b) conocida la altura del plano. . . . . 165

7.24 CDF del error de posicionamiento con la información de 2 emisores usando la calibración con algoritmos genéticos. . . . . 166

7.25 Variación del valor medio de (a) traza, (b) determinante, (c) máximo autovvalor, (d) la desviación estándar del error en los ejes  $x$  e  $y$ , en función del tiempo de mediado. . . . . 168

7.26 En función del tiempo de mediado y trasladado al plano de movimiento se muestra (a) el valor medio del radio de la circunferencia, (b) el valor medio del error. . . . . 169

7.27 Elipses sobre la superficie del PSD en función del tiempo de mediado. . . . . 169

7.28 Semieje mayor normalizado en función de la distancia. . . . . 170

---

A.1	Esquema general del simulador. . . . .	201
A.2	Esquema general de la etapa canal del simulador. . . . .	202
A.3	Sistema para el modelo de PSD más lente. . . . .	203
A.4	Función de transferencia del sensor PSD. (a) Bode, (b) respuesta al escalón. 205	
A.5	Parámetros de configuración de los filtros de la herramienta FilterDesigner de Matlab. . . . .	207
A.6	Ejemplo de la respuesta en frecuencia del filtro paso banda utilizado centrado en una frecuencia de 50 kHz con una frecuencia de muestreo de 1 MHz. (a) Representación en todo el ancho de banda ( $f_s/2$ ), (b) zoom en la zona de paso. . . . .	208
A.7	Parámetros de configuración de los filtros paso bajo de la herramienta Filter Designer de Matlab. . . . .	209
A.8	Ejemplo de la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo utilizado con una frecuencia de muestreo de 1 MHz. (a) Representación en todo el ancho de banda ( $f_s/2$ ), (b) zoom en la zona de paso. . . . .	209
B.1	Comparativa del error en el cálculo del punto de impacto en función del SNR, posición del receptor, técnica usada y tamaño de la señal. (a) Error medio, (b) desviación estandar del error, (c) error máximo . . . . .	215

# Índice de tablas

4.1	Ángulos $\theta$ y $\gamma$ elegidos para realizar el ajuste del modelo con 12 puntos. . .	58
4.2	Ajuste del modelo de $P(\gamma, \phi, \theta)$ para los tres materiales. . . . .	60
4.3	Parámetros de reflexión obtenidos de forma empírica para cada uno de los diferentes materiales. . . . .	60
4.4	R-square y número de puntos de los diferentes métodos. . . . .	61
4.5	Errores obtenidos al aplicar el modelo de reflexión propuesto. . . . .	62
4.6	Comparación de distintos modelos de reflexión de la luz para 3 materiales obtenida a partir de los datos de [Kar95]. . . . .	63
5.1	Número de MP en función del tamaño de la celda y el número de rebotes .	77
5.2	Características del entorno, emisor y receptor. . . . .	78
5.3	Parámetros del modelo de reflexión para la plancha de cartón pluma. . . .	79
5.4	Tamaño de celda y número de multicaminos en función del rebote considerado. . . . .	90
5.5	Orientación del receptor en función de su posición y distancia focal. . . . .	91
5.6	Resultados empíricos del primer test. . . . .	108
6.1	Longitud de secuencias y número máximo de emisores en secuencias Kasami	122
6.2	Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con IQ con un tamaño de 10 bits .	125
6.3	Valores de desplazamiento de la señal emitida de cada emisor. . . . .	128
6.4	Tiempo de integración y número de veces que se calcula la posición por segundo usados en la simulación. . . . .	134
6.5	Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error medio de los 3 emisores en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con IQ en función del SNR y el tamaño de la señal. . . . .	136

6.6	Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error medio de los 3 emisores en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con IQ en función del SNR y el tamaño de la señal para las pruebas experimentales. .	136
7.1	Coordenadas de las posiciones del receptor junto con su rotación . . . . .	151
7.2	Coordenadas de las posiciones de los emisores . . . . .	151
7.3	Errores de posicionamiento usando el emisor 2 . . . . .	152
7.4	Errores de posicionamiento usando los emisores 2 y 4 . . . . .	155
7.5	Errores de posicionamiento usando los emisores 2 y 4 cuando se conoce el plano de movimiento . . . . .	157
7.6	Errores en el cálculo del ángulo de rotación usando los emisores 1 y 4 . . .	157
7.7	Índices a las posiciones del receptor donde todos los emisores están dentro del FoV del receptor . . . . .	159
7.8	Errores de posicionamiento usando los 4 emisores . . . . .	161
7.9	Índices a las posiciones del receptor usadas para el proceso de calibración con genéticos . . . . .	162
7.10	Errores de posicionamiento con la información de 2 emisores usando la calibración con algoritmos genéticos . . . . .	164
7.11	Radio de la circunferencia que contiene al 95 % de las medidas en función del tiempo de mediado . . . . .	168
A.1	Parámetros de configuración de los filtros paso banda utilizados. . . . .	208
A.2	Parámetros de configuración de los filtros paso bajo utilizados. . . . .	208
B.1	Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con IQ con un tamaño de 8 bits . .	211
B.2	Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando BPSK con un tamaño de 8 bits . . . . .	212
B.3	Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando BPSK con un tamaño de 10 bits . . . . .	212
B.4	Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con filtros paso banda con un tamaño de 8 bits . . . . .	213
B.5	Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con filtros paso banda con un tamaño de 10 bits . . . . .	213

- 
- B.6 Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con FFT con un tamaño de 8 bits . 214
- B.7 Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con FFT con un tamaño de 10 bits 214



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Introducción

En los últimos años, los sistemas globales de navegación por satélite (GNSS) han experimentado una enorme consolidación. En espacios exteriores son capaces de obtener una posición con una precisión de pocos metros y hasta centímetros, con una cobertura inalcanzable por cualquier otro sistema de posicionamiento. Esto se consigue gracias a su infraestructura formada por una constelación de satélites dedicados. Los sistemas GNSS han conseguido una gran implantación existiendo numerosas aplicaciones que hacen uso de este sistema.

En la evolución natural del posicionamiento en exteriores hacia el posicionamiento en espacios interiores, GNSS presenta distintas carencias. Entre las más importantes se encuentra la falta de precisión obteniendo, en el mejor de los casos, errores de metros debidos principalmente a problemas de oclusiones en el camino LOS, atenuación y multicamino cuando se usan estos sistemas en entornos cerrados. Por esta razón se están desarrollando alternativas denominadas sistemas de posicionamiento local (LPS) para entornos interiores que sean capaces de obtener mejores precisiones. Actualmente se está investigando en diferentes propuestas basadas principalmente en cámaras, radiofrecuencia (como puede ser UWB, radar, redes ad-hoc, GSM o WiFi), voz, ultrasonidos y luz.

Cabe destacar que ninguna de las alternativas expuestas soluciona todos los problemas, por lo que el uso de una u otra alternativa dependerá de los requerimientos de la aplicación. No es lo mismo, por ejemplo, posicionar personas en un centro comercial donde una precisión de varios metros es aceptable, que posicionar un robot en un centro logístico donde se requieren precisiones por debajo del centímetro.

En el caso de esta tesis, las contribuciones están centradas en aplicaciones para el posicionamiento de robots móviles, por lo que precisión en la medida es muy importante.

Por otra parte, en la actualidad las comunicaciones inalámbricas en entornos interiores, y en especial las basadas en comunicaciones ópticas tanto por señal infrarroja como señal

visible (VLC), han experimentado una enorme consolidación. Permiten comunicaciones seguras, ya que la señal queda confinada en el interior, y trabajan con altas tasas de bits. Dado que actualmente la iluminación está basada en LED y este tipo de dispositivo puede conmutar a altas frecuencias, permite simultáneamente iluminar y enviar información. Así, los sistemas de iluminación pueden servir, además, para comunicaciones y para implantar sistemas de posicionamiento local en interiores. Soluciones similares se pueden desarrollar basadas en la emisión de luz infrarroja (IR), para el caso en que no se quiera utilizar luz visible y/o no se quiera interferir en las señales del ambiente.

En comunicaciones ópticas en entornos cerrados cada vez se consiguen mayores tasas de bits (Mb/s) gracias al avance de la tecnología de fabricación de los nuevos dispositivos (emisores y receptores) que presentan mayores anchos de banda, permitiendo utilizar diferentes tipos de modulaciones. En cuanto al posicionamiento basado en emisión/recepción de señales ópticas, hay distintas alternativas que obtienen buenas precisiones beneficiándose de las ventajas de esta tecnología como inmunidad electromagnética, alta tasa de refresco y bajo coste.

Dada la creciente implantación de sistemas de iluminación LED, y las ventajas de esta técnica que la hacen adecuada para la localización de robots móviles con precisión, el desarrollo de esta tesis se centrará en contribuir al desarrollo de LPS basados señal óptica, tanto visible como infrarrojo. En particular se hará uso de sensores PSD (Position Sensitive Device): un tipo de fotodiodo que permite obtener, a partir de sus 4 salidas, el punto de impacto de un haz de luz en su superficie. Trabajos previos sobre LPS basados en PSD realizados en este mismo grupo de investigación demuestran que se pueden conseguir precisiones por debajo del centímetro.

Uno de los principales problemas que encontramos para poder implantar sistemas de comunicaciones y LPS, tanto con sistemas ad-hoc como aprovechando las infraestructuras disponibles, es el efecto del multicamino en la propagación de la señal. En comunicaciones degrada mucho la señal, aumenta la interferencia entre símbolos (ISI) y hace que la tasa binaria se reduzca considerablemente; en LPS los multicaminos pueden llegar a introducir errores de metros en la medida de distancia que imposibilita utilizar un sistema LPS sin técnicas de mitigación del efecto del multicamino. Debido a este hándicap, sería de excepcional importancia poder disponer de una metodología y un procedimiento que permitieran estimar cuál es el efecto y error aportado por los multicaminos en un entorno de trabajo con una geometría determinada. Esto evitaría tener que implementar los sistemas para constatar el error y permitiría comparar entre distintas alternativas para implementar la mejor e incluso intentar mitigar los errores en un siguiente paso.

Para conocer cuál es el efecto del multicamino tanto en los sistemas de comunicaciones como de LPS, en primer lugar hay que saber cómo se refleja la luz en las distintas superficies que componen un entorno interior. Es muy importante caracterizar este comportamiento para poder conocer la señal que recibirían los receptores. Dicha señal estaría

formada por la señal LOS más la suma de los infinitos multicaminos producidos por las reflexiones de la luz en los elementos del entorno.

Por todo ello, en la tesis se va a analizar el efecto del multicamino en LPS para posteriormente proponer un principio de medida (AoA) para el desarrollo de LPS basados en señal óptica con PSD.

## 1.2 Motivación y objetivos de la tesis

La motivación de esta tesis es la contribución al desarrollo LPS basado en señal óptica con sensores PSD. El objetivo es desarrollar un sistema de bajo coste y baja carga computacional, con alta tasa de actualización de posición y precisión elevada. Además, se pretende analizar el efecto multicamino en los LPS basados en señal óptica.

El objetivo general perseguido en la tesis es la obtención de sistemas de posicionamiento en interiores basados en sensor PSD. El sensor PSD, a bordo del agente que se quiera posicionar, será capaz de estimar su posición 3-D a partir de la luz procedente de distintos emisores situados en puntos conocidos del entorno.

Este objetivo se puede dividir en los siguientes objetivos específicos:

- Modelar el efecto del multicamino, dado que es conocido que en localización y navegación en interiores la propagación de señales por línea no directa (NoLOS) afecta a la determinación de la posición. Para ello será necesario:
  - Obtener un modelo de reflexión que caracterice cómo se va a reflejar la luz en distintos materiales.
  - Proponer un procedimiento y algoritmos que permitan introducir las características: del entorno (modelos de reflexión de sus diferentes partes, forma geométrica, tamaño, condicionantes, restricciones), del emisor y receptor, y a partir de esa información obtener información de los MP producidos por las diferentes reflexiones de la luz en el entorno.
  - Analizar el efecto del multicamino en el sistema de posicionamiento en función de la técnica usada. Comparar su efecto en las técnicas de ángulo de llegada (AoA) o fase de llegada (PoA).
- Analizar técnicas de discriminación multiagente, ya sea por acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA) o de código (CDMA), que permitan distinguir unívocamente la señal de cada emisor.
- A partir de la información obtenida de un sensor PSD (potencia recibida, ángulo de incidencia y desfase de la señal recibida...), desarrollar un sistema que permita estimar con precisión la posición de cada uno de los emisores.

- Proponer mejoras para el desarrollo de un sistema LPS basado en led de iluminación (VLP). Los emisores se sitúan en puntos conocidos del entorno y es el propio PSD quien obtiene su posición.
- Analizar las diferentes alternativas de configuración del LPS. En función del número de emisores en el campo de visión (FoV) del PSD, proponer distintas estrategias de posicionamiento.
- Desarrollar alternativas que permitan calibrar los distintos parámetros del sistema de la forma más eficiente posible.

### 1.3 Contexto de la tesis

En esta tesis se describe el trabajo realizado en el grupo de investigación GEINTRA (Grupo de Ingeniería Electrónica Aplicada a Espacios Inteligentes y Transporte) del Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá. Las aplicaciones en las que se enmarcan las investigaciones del grupo son los espacios inteligentes y transporte inteligente, siendo las líneas de investigación en: sistemas sensoriales, robótica móvil, interfaces hombre-máquina, sistemas orientados a la salud, sistemas de transporte inteligente, control distribuido y automatización, sistemas digitales empotrados, SOC y sistemas de localización y posicionamiento, que es la línea de investigación que se centra esta tesis.

Los proyectos vinculados a esta tesis han sido:

- ALCOR: (referencia DPI2013-47347-C2-1-R) [Ministerio de Economía y Competitividad]: Optimización de red de sensores inalámbricos y sistemas de control en red para cooperación de unidades móviles en entornos inteligentes. (2014-2017).
- Red de Posicionamiento y Navegación en Interiores (REPNIN): (referencia TEC2015-71426-REDT) [Ministerio de Economía y Competitividad]. (2016-2017)
- Red de Posicionamiento y Navegación en Interiores y Exteriores Delimitados REP-NIN+ (TEC2017-90808-REDT) [Ministerio de Economía y Competitividad]. (2018-2020).

Esta tesis también ha sido desarrollada con la ayuda del Ministerio de Educación, Cultura y Deporte del gobierno de España a través del programa de Formación del Profesorado Universitario (FPU - Ref.: BOE-A-2015-12849) y del programa de movilidad de la Universidad de Alcalá. Este último hizo posible la asistencia a diversas conferencias y a la estancia de investigación de 3 meses en el Instituto de Geodesia y Fotogrametría de ETH de Zúrich (Suiza).

## 1.4 Estructura de la tesis

Además de este capítulo, la tesis está organizada de la siguiente manera:

- Capítulo 2: “*Estado del arte*”. En este capítulo se va a mostrar el estado de las investigaciones en las áreas relacionadas con la tesis, destacando los sistemas de posicionamiento local y especialmente los basados en señal óptica. También se mostrarán los trabajos relacionados con el modelado de la reflexión de luz así como los modelos para caracterizar la propagación del multicamino.
- Capítulo 3: “*Descripción y condicionantes de la propuesta*”. Se realiza una descripción general de sistemas de posicionamiento local basados en señal óptica. Se detallan las consideraciones a la hora de determinar el punto de impacto así como la necesidad de analizar el efecto del multicamino para elegir el principio de medida para la propuesta de LPS. Se muestran teóricamente distintas técnicas de discriminación multiagente.
- Capítulo 4: “*Modelado de la reflexión de la luz*”. Este capítulo se va a centrar en la obtención de un modelo que caracterice la reflexión de la luz en distintos materiales. Además, se desarrollará un método para obtener los valores de los parámetros del modelo con pocas medidas.
- Capítulo 5: “*Modelado y caracterización del efecto del multicamino en señales ópticas*”. En este capítulo se va a desarrollar un método o herramienta que permita analizar el efecto del multicamino. Se usará ese método para analizar que principio de medida es más inmune al multicamino.
- Capítulo 6: “*Propuesta para posicionamiento 3D respecto de múltiples emisores. Bases para el desarrollo de un LPS mediante señal óptica*”. En este capítulo se van a describir las distintas técnicas de discriminación multiemisor que se van a analizar en la propuesta de sistema de posicionamiento. Posteriormente se van a describir de forma detallada las diferentes propuestas para el posicionamiento 3D de un agente usando un sensor PSD proponiendo distintos métodos en función del número de emisores dentro del FoV del receptor.
- Capítulo 7: “*Resultados*”. En este capítulo se van a mostrar los resultados empíricos obtenidos con las propuestas realizadas para establecer las bases a la hora de realizar un LPS basado en señal óptica.
- Capítulo 8: “*Conclusiones y trabajos futuros*”. En este capítulo se muestran las conclusiones más importantes del trabajo junto con las líneas de investigación futuras. Por último, se mostrarán las publicaciones derivadas de la tesis.
- Capítulo 9: “*Conclusions and future works*”. This chapter provides the most relevant conclusions of this thesis together with some relevant future investigations from here. Finally, the publications derived from this thesis will be shown.



# Capítulo 2

## Estado del arte

En este capítulo se va a mostrar el estado de las investigaciones en las áreas relacionadas con la tesis, destacando los sistemas posicionamiento local y especialmente los basados en señal óptica. También se mostrarán los trabajos relacionados con el modelado de la reflexión de luz así como los modelos para caracterizar la propagación de multicamino.

### 2.1 Introducción a los sistemas de posicionamiento local

Desde hace algún tiempo se acepta que en muchas actividades de interior, tanto profesionales como privadas, conocer la posición del usuario aporta un valor añadido.

En el posicionamiento en interiores, donde el entorno es complejo (paredes, objetos, etc.), ninguna tecnología prevalece como lo hace el sistema de posicionamiento global (GNSS) en exteriores. En función de la precisión, el alcance o la escalabilidad requeridos para la aplicación del sistema de posicionamiento local (LPS) se implementará una solución u otra. [Mau12, Liu07, Gu09, Koy10, Bre17].

La presencia de los sistemas LPS en cualquier lugar es un hecho [Bel96, Web96, Kol06, Gu15b]. Como se menciona en [Bah19], actualmente se está realizando un gran esfuerzo de investigación para desarrollar sistemas LPS basados en varias tecnologías ya que sus datos de localización permitirán numerosas aplicaciones. Entre las aplicaciones más populares están: el seguimiento de peatones [Har13], servicios basados en la ubicación [Ahs10, Kup05] en centros públicos y comerciales [Gu15b], servicios de asistencia en actividades diarias (Ambient Assistant Living (AAL)) [Sch11], ubicación y seguimiento de usuarios en centros geriátricos y hospitalarios [San15, Hel03], ubicación y seguimiento de los agentes de intervención de emergencia (por ejemplo, policía o bomberos) [Ran14, Nil14, Fer17], localización y guía de vehículos autónomos en entornos industriales y aparcamientos automatizados [Pen18, Li17], rastreo de bienes de alto valor durante el almacenamiento, información adicional para los usuarios a través de la realidad aumentada [Kim08, Gup18], internet de las cosas (IOT) [Khe18], etc.

Hay muchos requisitos que deben considerarse al elegir la tecnología adecuada para una aplicación de LPS. Como se ha discutido en [Mau12], algunos parámetros a tener en cuenta son: exactitud, precisión, área de cobertura, infraestructura requerida, madurez del mercado, privacidad, tasa de actualización, interfaz de usuario, integridad del sistema, robustez, disponibilidad, escalabilidad, número de usuarios potenciales, grado de intrusión y cobertura legal, etc.

Los avances en las tecnologías de materiales, electrónica y comunicación facilitan la mejora continua del rendimiento de los sistemas sensoriales. La elección de los sensores depende claramente de la aplicación y de los requisitos del usuario. La continua evolución de los LPS puede ser mostrada a través de varios trabajos que revisan el estado del arte sobre LPS [Mau12, Liu07, Gu09, Koy10, Bre17].

A continuación se van a describir, a grandes rasgos, los distintos principios de medida, estrategias de posicionamiento y tecnologías usadas en LPS haciendo especial hincapié en LPS basados en señal óptica ya que es la tecnología que se usará en esta tesis.

## 2.2 Principios de medida, estrategias y tecnologías de posicionamiento

### 2.2.1 Principios de medida para estimar la posición en LPS

Para estimar la posición del objetivo existen distintos principios de medida que serán más o menos útiles y fácilmente implementables en función de la propiedad o magnitud que se quiera medir. Los principales principios de medida son:

- Tiempo de llegada (Time of Arrival (ToA)) o diferencia de tiempo de llegada (Differential Time of Arrival (DToA)). Se obtiene la distancia recorrida por la señal a partir de:
  - Tiempo de vuelo (Time of Flight (ToF)). Se mide el retardo de la señal entre el emisor y el receptor y, a partir de ese retardo, se calcula la distancia que los separa.
  - Fase de llegada (Phase of Arrival (PoA)). A partir de la fase con la que se recibe la señal y la que se emitió se estima la distancia entre ellos.
- Ángulo de llegada (Angle of Arrival (AoA)). Se calcula el ángulo de incidencia de la señal recibida procedente del emisor.
- Potencia recibida (Received Signal Strength (RSS)). A partir de la potencia recibida y conocidas las expresiones que modelar su comportamiento se puede estimar la distancia. Igualmente se puede usar para estimar directamente posición tras realizar un mapeado de las potencias recibidas en distintos puntos del entorno.

- Visión por computador. A partir de las imágenes obtenidas por cámaras y conocida su posición o la posición de elementos en el entorno, se puede identificar al agente dentro del entorno y estimar su posición.
- Interferometría. Se miden los efectos de la interferencia óptica entre dos réplicas de un haz de luz, una de las cuales se propaga a través del camino a medir y la otra a través de un camino de referencia. En función de la interferencia medida se puede calcular la distancia.
- Mecánico. A través del contacto del agente con sensores mecánicos; conocida la posición de los sensores se puede conocer la posición del agente.
- Cell-ID. Conocida la posición de una celda, si se recibe señal de dicha celda, el agente a posicionar se encuentra dentro del area de cobertura de la celda.
- Capacidad y presión. La localización del agente se puede estimar en función de la variación de la capacidad o de la presión medida por diferentes sensores.

### 2.2.2 Estrategias de posicionamiento

En función del principio de medida usado y la información de uno o varios sensores se puede estimar la posición del agente mediante diferentes estrategias:

- Trilateración o multilateración. A partir de las medidas de distancia absoluta, o diferencias de distancias entre un punto y varios puntos de referencia, obtenidas mediante diferentes técnicas como ToA [Man05] o RSS [Agu16], se puede estimar la posición del agente. Si se conocen las distancias absolutas, usando trilateración esférica se puede calcular la posición del agente mediante la intersección de, al menos, 3 esferas centradas en los puntos de referencia y con un radio igual a la distancia que separa a los puntos del agente. Por otro lado, si se conocen las diferencias de distancia de al menos 4 puntos con TDoA [Mak16], RSS [Cha10] o PDoA [Mar11a], se estima la posición del agente a partir de trilateración hiperbólica. En la figura 2.1 se muestra un ejemplo de trilateración esférica y otro de hiperbólica.

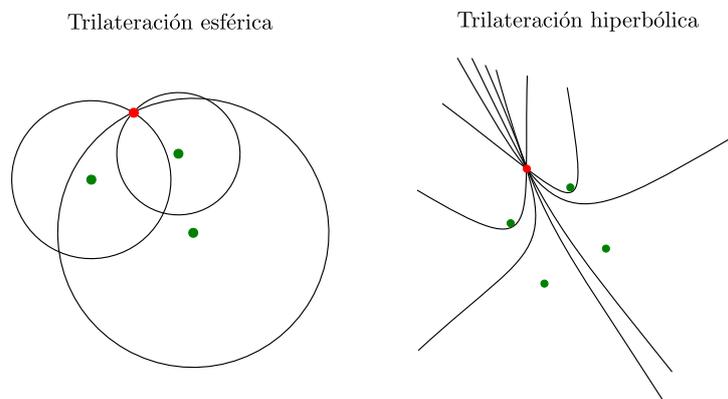


Figura 2.1: Ejemplos de trilateración esférica e hiperbólica.

- Triangulación. A partir de las medidas de AoA se puede estimar la posición del agente, como por ejemplo los mostrados en [Lee10, Hor15, Rod17]. En la figura 2.2 se puede ver un ejemplo.

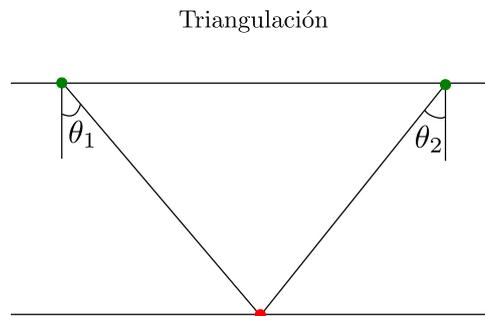


Figura 2.2: Ejemplo de triangulación.

- Fingerprinting. Se estima la posición del agente, generalmente a partir de medidas de RSS, al comparar las medidas obtenidas con medidas previas realizadas en el entorno de posicionamiento en puntos conocidos [Hon09, Kae04, Li05].

### 2.2.3 Tecnologías de posicionamiento

Como ya se comentó, en los sistemas LPS no existe una tecnología, ni método de medida dominante, sino que en función de los requerimientos de la aplicación se usará una u otra tecnología. En la figura 2.3 tomada de [Mau12] se muestran las diferentes tecnologías en función de la cobertura y la precisión. Aunque el trabajo [Mau12] tiene cierta antigüedad, sigue siendo un referente en LPS y ayuda a comprar las diferentes tecnologías usadas en sistemas de posicionamiento.

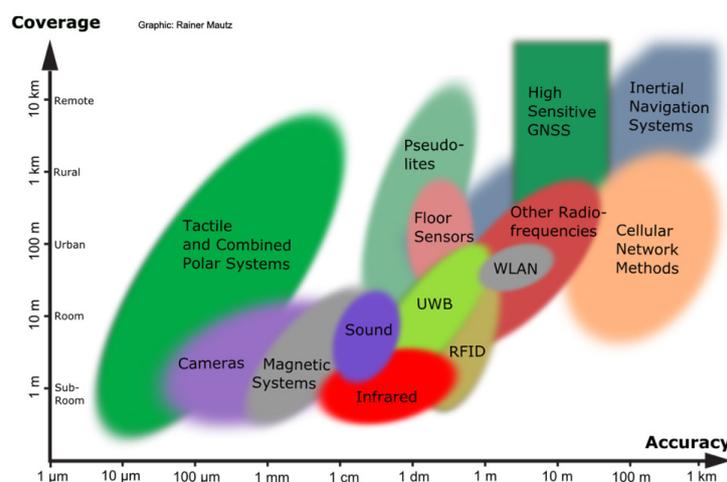


Figura 2.3: Visión general a las técnicas de posicionamiento en función de la cobertura y la precisión, tomada de [Mau12].

A continuación, se van a describir, a grandes rasgos, las diferentes técnicas o sistemas de posicionamiento usados en interiores.

- Ultrasonidos (US): Se basan principalmente en la medida ToF de una señal de ultrasonidos. La señal puede ser enviada por el agente a posicionar o por emisores situados en lugares conocidos y recibida por el agente. En ambos casos el principio de funcionamiento es el mismo: se mide el tiempo de vuelo de la señal US y a partir de la velocidad de propagación del sonido se puede saber la distancia a la que se encuentra el objeto. Si se utiliza más de un receptor se puede saber la posición del agente. La señal usada puede ser simplemente un pulso o un código que se debe correlar en el receptor. Son sistemas, en general, precisos, pero no son apropiados para usos en entornos con contaminación acústica. Se ven afectados por el efecto doppler y por la variación de la velocidad de propagación del sonido debido a los cambios en la temperatura ambiente y la humedad. Uno de los LPS basados en US más importantes se describe en [Pri05] en el que los emisores se distribuyen por el entorno y el receptor en el agente a posicionar, consiguiendo precisiones de 2 cm en rangos de 10 m. En [Med13] se presenta una propuesta basada en TDMA que mediante medidas de ToF de cada receptor colocado en el techo, consigue posicionar con errores entorno al centímetro en el rango de 2 a 6 metros. En [Qi17] se utiliza un método nuevo para extraer la envolvente de la señal con el objetivo de estimar el ToF, consiguiendo errores en torno al centímetro. En [Alv17] se desarrolla un método para reducir el efecto del multicamino, consiguiendo errores en torno a los 7 cm incluso con SNR bajos.
- Ultrawideband (UWB): Se usa generalmente la medida de tiempo de vuelo de un pulso o código. A partir de dicha medida se puede conocer la distancia y por tanto la posición del objetivo. Son sistemas bastante precisos, pero son caros y su precisión se ve afectada por el efecto del multicamino. Existen principalmente tres tipos métodos: los basados en onda continua (CW) que usan barridos de frecuencias para medir retardos en el dominio de la frecuencia [Als09], medidas directas de ToF [De 13, Ni19] o usando secuencias [Seg10, Nun13].
- WLAN. Se puede diferenciar entre dos tipos de sistemas de posicionamiento. Por un lado LPS en los que se monta una infraestructura dedicada, que estiman la posición a partir de la intensidad de señal que reciben de distintos emisores. En general no son sistemas muy precisos pero con una gran inversión, para ubicar múltiples detectores, se pueden conseguir buenas precisiones. Por otro lado los que hacen uso de infraestructuras y redes ya existentes como puede ser GSM, 4G, WLAN (wifi) para estimar la posición. Son sistemas poco precisos pero muy baratos dado que reutilizan la infraestructura. Existen distintas estrategias para posicionar mediante WLAN, entre ellas cabe destacar: las basadas en el modelado de la propagación [Chr13], sistemas basados en cell-ID [Tre04], en medida de distancia [Maz09] o fingerprinting [Tor17, Tor15, Tor14] que es el más ampliamente utilizado en LPS basados en WLAN.
- Unidades de medición inercial (Inertial Measurement Units (IMU)): Los sistemas

basados en IMU se basan en el uso de acelerómetros, brújulas y magnetómetros. Conocida la posición inicial, a partir de los datos de velocidad y dirección se puede estimar la posición en cada instante de tiempo. Con la información del magnetómetro se puede conocer la altura, información útil si se quiere posicionar dentro de un edificio con varias plantas. Son sistemas en general baratos y flexibles. El principal inconveniente de los sistemas basados en IMU es la poca precisión debida a los errores que se van acumulando. Requiere también sistemas para inicializarse y reinicializarse. En [Har13] se muestra una visión general de los LPS basados en IMU. En [Jim09] se muestra una comparación de los algoritmos de *pedestrian dead-reckoning* (PDR) usando IMU low cost. En [Kua18] se propone un algoritmo PDR usando las IMU de los smartphones.

- Telémetros ópticos (basados en Infrarrojos (IR)). Usa señales ópticas para estimar la posición. Los telémetros ópticos han sido los sistemas usados tradicionalmente para la telemetría de precisión. Entre las técnicas usadas en estos sistemas LPS se encuentran:
  - Interferometría: Medida de distancia ultra preciso. Requiere montaje muy estable por lo que no es válido para los sistemas de posicionamiento local usados habitualmente.
  - TOF. Existen dos alternativas:
    - \* Medida de tiempo de vuelo de un pulso, con la que se pueden conseguir mayores alcances.
    - \* Medidas de fase con las que se puede conseguir precisiones más altas.
- Visión: Los sistemas de posicionamiento basados en cámaras son de los sistemas de posicionamiento más ampliamente utilizados porque consiguen buenas precisiones con rangos de cobertura grandes. La ventaja de estos tipos de sistemas es la buena precisión que se puede llegar a alcanzar. Sin embargo, son sistemas que requieren una buena calibración, han de ser usados en entornos donde la iluminación sea la adecuada y el tiempo de computo es elevado. Existen diferentes alternativas, en [Mau11] se hace una revisión de las más importantes. Por un lado están las alternativas que se basan principalmente en el reconocimiento de un punto en varias cámaras situadas en lugares conocidos de un espacio. Conocida la posición de las cámaras y dónde se encuentra el punto en cada imagen se puede saber su posición. Para facilitar el reconocimiento existen sistemas que hacen uso de etiquetas, marcas que ayudan a la hora de identificar el objetivo con la cámara. Este es el caso de [Fan08] que utiliza un patrón de un triángulo y un conjunto de líneas, en [Xue08] se utilizan marcas de distintos colores, y en [Fer07] se utiliza un estructura en forma de T con emisores LED infrarrojos. También existen sistemas LPS que hacen uso de cámaras de profundidad [Koh10].

Existe además la configuración inversa donde la cámara se fija al agente a posicionar y a partir de las imágenes que obtiene consigue posicionarse. Pueden usarse marcas naturales como en [Koc14] que utiliza los carteles de información de los edificios o [Kim08] que determina su posición a partir de la posición de las puertas, ventanas o mobiliario. También existen trabajos que usan marcas artificiales como en [Guo06] o códigos QR [Ros15]. También existen trabajos donde se estima la pose de la cámara a partir de puntos conocidos de la imagen. Uno de los métodos más simples es el conocido como Direct Linear Transform (DLT) [Cho13] que obtiene la posición calculando los 12 parámetros de la matriz de proyección: 9 parámetros de la matriz de rotación más los 3 de la traslación en cada uno de los ejes. Es un método lento pero su implementación es sencilla y no necesita valores iniciales. En [Dem95] se desarrolla el método PosIt, que es método rápido de obtención de la pose que trabaja con proyección ortogonal en vez de con proyección en perspectiva como la mayoría de los métodos. A partir de una aproximación a la proyección en perspectiva se puede obtener la pose correcta. En [Obe96] se propone el método Coplanar PosIt desarrollado a partir del anterior, ya que [Dem95] no trabaja bien para nube de puntos situadas en un mismo plano. El método CamPoseCalib (CPC) [Ara96] está basado en Gauss-Newton y en optimización no lineal por mínimos cuadrados

## 2.3 Sistemas de determinación de distancia y posición mediante señales ópticas

Estos sistemas se describen a parte porque son los más relacionados con la propuesta de la tesis.

Entre las distintas tecnologías que se emplean en LPS, el uso de señal óptica es posiblemente la tecnología menos usada, aunque en la actualidad existe un boom de trabajos y publicaciones orientadas a posicionar a partir de la luz emitida por los sistemas LED utilizados para iluminación de los entornos. Existen principalmente dos configuraciones posibles. Por un lado los que colocan los emisores en puntos conocidos del entorno y es el receptor quien calcula su posición; por otro lado, los que sitúan el emisor en el agente a posicionar y son los receptores, situados en puntos conocidos del entorno, los que calculan la posición del agente.

Para estimar la posición del agente se pueden usar diferentes técnicas como trilateración a partir de ToA, TDoA o RSS, o triangulación mediante medidas de AoA. En función de la técnica y la configuración, el número de emisores o receptores necesarios será diferente.

Entre las ventajas de estos sistemas, destacan la inmunidad a ruido electromagnético, reducido tamaño, bajo coste y buena precisión. Como inconvenientes cabe mencionar la dificultad de conseguir una buena sincronización entre los elementos del LPS, la necesidad de tener camino LOS y los problemas o incertidumbres que provoca el efecto del

multicamino debido a las reflexiones de la luz en el entorno.

En la actualidad ha aparecido una alternativa a los tradicionales LPS basados en IR usando la luz visible para posicionar debido al despliegue de la iluminación LED. Esta tecnología se conoce como VLP (Visible Light Positioning) y junto con las comunicaciones por luz visible (VLC) permite usar la infraestructura de iluminación tanto para comunicar datos como para posicionarse dentro de un entorno.

En esta tecnología los emisores generalmente son LED, ya sean visibles o IR, ya que estos dispositivos se pueden modular a alta frecuencia en torno a centenas de MHz, cubren una zona amplia y no tienen riesgos para la seguridad como los emisores laser. Con respecto a los sensores utilizados, se suele emplear fotodiodos (PD) para TDoA, PDoA o RSS, y sensores PSD, QADA, arrays de PD o cámaras para el caso de AoA.

En cuanto a los sistemas TDoA o PDoA en [Mar11b] se presenta un LPS que permite obtener la posición 3D de un agente móvil que emite una señal sinusoidal a partir de trilateración hiperbólica con las medidas PDoA obtenidas por los fotodiodos colocados en puntos conocidos del entorno. Consiguen precisiones por debajo de los 10 cm y sus mayores desventajas son el SNR bajo de la señal y la presencia del efecto del multicamino. El efecto del multicamino pueden provocar errores inasumibles, por lo que en [Sal13] se propone un método basado en Delay-Locked Loop para mitigar, en lo posible, dicho efecto. Por otro lado, para obtener la mejor precisión posible en [Dom16] se desarrollan técnicas para colocar los receptores de la forma más óptima posible. Este tipo de sistemas tiene como principales inconveniente la necesidad de un sincronismo perfecto y la presencia de multicamino.

En [Jun14] se usa un fotodiodo en el agente móvil para medir la diferencia de potencias entre distintos emisores situados en el techo, y mediante lateración obtiene su posición. El uso de RSS tiene como principal inconveniente la necesidad de conocer con suficiente precisión la potencia emitida, cosa que no es sencilla debido a la gran cantidad de factores que influyen.

En cuanto a los sistemas de VLP, en la actualidad existen una gran variedad de trabajos que proponen desde los LPS más elementales, que estiman su posición en función del código emisor que reciben con más potencia (Cell-ID), a sistemas basados en PDoA, cámaras, sensores QADA o sistemas PSD.

En [Pop17] se desarrolla un protocolo para posicionamiento en entornos interiores a partir de los iluminaria LED. En [Ala19] se propone un método para calibrar el modelo de propagación de la luz para posicionar a los detectores. También se desarrollan trabajos [Yas13, Yas14, Huy16] que combinan la información de la señal óptica con acelerómetros. Dado que en VLP el entorno de propagación puede ser ruidoso, en [Cos19a, Cos19b] miden los ruidos ambientales y compensan sus efectos.

Dado que actualmente la gran mayoría de la población lleva siempre consigo un smartpone con cámara, se han llevado a cabo trabajos que utilizan dicha cámara para poder

posicionarse [Xu18, Mas08]. Otro tipo de sensor que se está utilizando es el sensor Quadrant Angular Diversity Aperture (QADA). En [Cin19] combinan un receptor QADA con una cámara de teléfono móvil y estudian y analizan sus limitaciones prácticas. En [Apa19] se presenta un LPS usando un sensor QADA con el que consiguen buena precisión en posición y rotación. En [Pha19] se propone un sistema VLP que utiliza una modulación multinivel. En [Lin17] se presenta un sistema basado en OFDMA junto con pruebas experimentales.

En cuanto a los sensores PSD, hace años estos sensores se utilizaban para la medición de distancia para el enfoque de cámaras como se puede ver en [Kat89]; en [New74] para medir desplazamientos y vibraciones y en [Mar93] para su uso en entrenamiento militar. Más recientemente se están usando para el control de un brazo robótico [Nie13, Wan12], medir distancias por medio de visión estereó [Lee10, Zho09] o determinar el error de velocidad angular y ángulo de un motor rotativo [Liu05].

En lo que se refiere al uso de sensores PSD en LPS, en [Sal06] se obtiene la posición 3D de un emisor IR situado sobre el agente mediante triangulación con las medidas de AoA de 4 PSD situados en el entorno. En [Rod17] se propone un LPS donde el PSD se sitúa en el techo y los agentes móviles emiten una señal IR. Consigue precisiones en el rango de los milímetros. Es importante destacar las no lineales del sensor PSD. Existen trabajos que analizan este hecho como [Joh03, Luo13]. En [Rod16c] se propone un método de calibración eléctrica para compensar tanto los efectos de la electrónica necesaria para acondicionar la señal de salida de los PSD como el comportamiento de los canales del PSD. En [Rod16b] se desarrolla un método de calibración geométrica para compensar las distorsiones del PSD y del sistema de lentes necesario para concentrar la luz de los emisores en la superficie del PSD.

## 2.4 Modelado de los multicaminos en señales ópticas

En espacios interiores (en mayor medida que en exteriores) las señales no llegan al receptor únicamente mediante el camino directo LOS, sino que llegan también señales procedentes de múltiples caminos indirectos o multicaminos (MP) debidos a las diferentes reflexiones de la señal en el entorno. Cada una de estas componentes llega al receptor con una potencia y fase distintas con respecto a la componente LOS.

Cuando se utilizan características de la señal recibida para detectar la posición del emisor o del receptor, como puede ser el tiempo de llegada o la fase de llegada de la señal, los efectos del multicamino degradan la precisión en la medida de la posición hasta el punto de hacerlas inservibles. Además, en este tipo de aplicaciones los errores en la posición son debidos principalmente al efecto del multicamino. El número generalmente desconocido de componentes MP, la geometría de sus caminos, las características de la señal, los efectos de difracción y reflexión, así como su naturaleza cambiante ya sea debida por el movimiento

del emisor o receptor o debida a un cambio en el entorno, hacen que el efecto de los multicaminos sea muy difícil de mitigar. Además, debido a que las señales multicamino son distintas en cada punto del entorno, hace que el uso de medidas diferenciales no resuelva el problema.

Debido a los efectos de los multicaminos, el dispositivo receptor capturará una señal compuesta por la suma del camino LOS más las señales MP, cada una de ellas con una potencia y fase distinta dependiendo de la fase relativa entre las componentes MP y la señal de LOS.

Los sistemas de medida de distancia basados en señales ópticas se llevan a cabo normalmente mediante mediciones del tiempo de vuelo de pulsos de señal [Moi12] o mediante PoA [Mar11a]. Las técnicas basadas en PoA no proporcionan intrínsecamente ninguna técnica de reducción del efecto del multicamino y los sistemas de impulsos, normalmente implementados con láser, requieren una anchura de banda muy elevada para poder discriminar entre los distintos multicaminos cercanos al LOS. La mayoría de las soluciones propuestas para reducir los efectos del multicamino se han desarrollado para el posicionamiento en exteriores. Los métodos clásicos se basan en un diseño de correlación especial [Bra01] mientras que los más recientes utilizan métodos de estimación de multitrayecto [Che13]. Estas últimas técnicas se basan en el concepto de estimación multitrayecto utilizando un delay-locked loop (DLL) [Nee94, San07]. Estas técnicas proporcionan un mayor rechazo de multitrayecto que las clásicas. Sin embargo, requieren tiempos de integración más largos y mayores tasas de muestreo.

Desafortunadamente, ninguna de estas técnicas de mitigación es directamente aplicable a los sistemas ópticos actuales [Sal13]. La principal limitación viene determinada por el fuerte equilibrio entre la relación señal-ruido (SNR), el campo de visión (FoV) de los dispositivos ópticos y el ancho de banda del canal para obtener la precisión, la cobertura y los requisitos de respuesta dinámica de las aplicaciones LPS [Mar11a]. Debido a este compromiso, el ancho de banda de canal que se puede conseguir utilizando dispositivos de bajo costo es del orden de las decenas de MHz, lo que limita la variedad de técnicas que se pueden aplicar. Los métodos de discriminación temporal, como los utilizados en la medida de distancia mediante láser pulsado, requieren anchos de banda mucho mayores para mitigar el efecto del multicamino en entornos interiores que los métodos basados en correlación.

En este trabajo, por tanto, se quiere analizar el efecto del multicamino en LPS basados en señal óptica. Con ello se pretende conocer a priori los efectos sobre el sistema sin necesidad de su implementación física. También permitirá conocer que principio de medida es más inmune al efecto del multicamino. Para ello, el primer paso es conocer como se refleja la luz en distintos materiales del entorno, para posteriormente poder obtener la señal que recibiría el receptor o receptores del sistema de posicionamiento.

### 2.4.1 Modelos de reflexión de las señales ópticas

Conocer cómo se va a reflejar la luz en las distintas superficies del entorno es de especial importancia para poder analizar los efectos de los multicaminos.

Para estudiar la reflexión de los distintos materiales y proponer un modelo adecuado se van a revisar los modelos basados en la función BRDF (Bidirectional Reflectance Distribution Function). BRDF es una función de cuatro variables reales  $f(\theta, \phi, \theta_0, \phi_0)$  que define cómo se refleja la luz en una superficie opaca. En la figura 2.4 se muestran los cuatro ángulos característicos de la función BRDF.

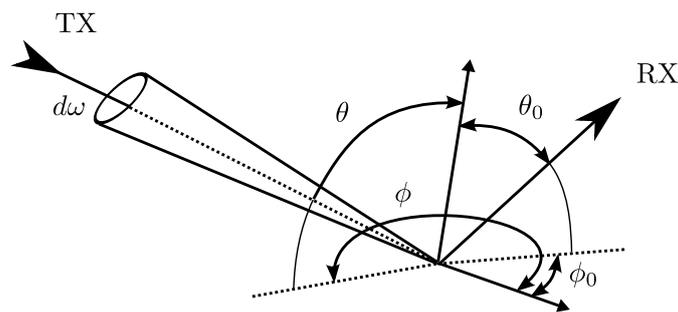


Figura 2.4: Ilustración de las 4 variables reales de la función BRDF.

Existen diversos modelos analíticos que estudian la función BRDF que se pueden clasificar en: modelos empíricos, modelos geométricos y modelos físicos. A continuación se describen dichos modelos y se destacan los trabajos más importantes relacionados con los mismos.

**Modelos empíricos:** En la figura 2.5 se muestran los vectores usados en los modelos empíricos, donde los vectores L, V y R son los rayos incidentes, de recepción y de máxima reflexión (siguiendo la ley de Snell) respectivamente. El vector N es el vector normal a la superficie.

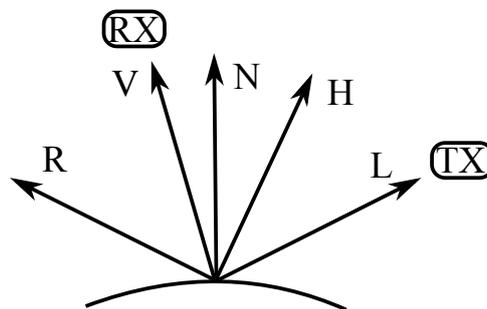


Figura 2.5: Vectores usados en los modelos empíricos de reflexión de la luz.

En [Pho75] se presenta un trabajo conocido como modelo de Phong; modelo empírico de reflexión de la luz mediante el que se modela la reflexión en una superficie como una combinación de reflexión difusa (como la que se produce en las superficies rugosas), especular (como la producida por superficies lisas y brillantes) y ambiente (iluminación que

tienen las superficies cuando no son iluminadas por un rayo directo). La componente de reflexión ambiente es una constante, la componente difusa se modela como una superficie lambertiana que depende del coseno del ángulo que forman los vectores  $\vec{L}$  y  $\vec{N}$  y la componente especular depende del coseno del ángulo formado por  $\vec{R}$  y  $\vec{V}$  elevado a un parámetro  $\alpha$ .

En [Bli77] se modifica el modelo Phong y se desarrolla un algoritmo que incorpora principios físicos de la reflexión de la luz en las superficies. El modelo crea un resultado más realista ya que se aleja tanto de los difusores perfectos, modelados mediante modelos lambertianos, como de los reflectores perfectos modelados mediante el modelo Phong. El modelo considera que la intensidad, posición y forma dependen de la dirección de la luz incidente. En [Laf97] se presenta el modelo Lafortune, que es una generalización del modelo Phong [Pho75], que considera la reflexión de la luz como un sumatorio de componentes. Las componentes las calcula según el modelo de lóbulo coseno generalizado (*the generalized cosine lobe model*) que se incluye en el mismo trabajo.

**Modelos de física óptica:** En [Bec87] se presenta un modelo basado en ondas electromagnéticas. El modelo es válido únicamente para superficies que cumplan ciertas restricciones como, por ejemplo, que las superficies deben ser conductoras eléctricas. El modelo está compuesto por dos componentes: componente *specular-spike* dependiente de la frecuencia (si se usan longitudes de onda elevadas una superficie rugosa puede ser lisa para esa longitud de onda) y componente *specular-lobe* resultado de la dispersión de la luz en superficies rugosas. En [He91] se presenta un modelo basado en teoría de ondas electromagnéticas. El modelo divide la reflexión de la luz en 3 componentes: especular ideal, difuso direccional y difuso ideal. La componente especular y la componente difusa direccional son resultado de la primera reflexión en la superficie. La componente especular es debida a la reflexión especular producida por la superficie principal y la componente difusa direccional causada por la dispersión debida a la rugosidad de la superficie. Las múltiples reflexiones en las superficies y subsuperficies provocan la componente difusa uniforme. El modelo depende de la longitud de onda de la luz incidente, dos parámetros de rugosidad, ángulo de incidencia e índice de refracción de la superficie.

En [Ore94] se presenta el modelo Oren-Nayar. Es un modelo físico de reflexión de la luz que considera que las superficies están formadas por *microfacets* con un comportamiento lambertiano. Las *microfacets* están distribuidas probabilísticamente en la superficie y pueden aparecer efectos de enmascaramiento, sombra o interreflexión.

En [Hol16] se presenta un modelo físico de la reflexión que combina el fenómeno físico de la reflexión y la difracción.

**Modelos de óptica geométrica:** En [Coo82] se presenta el modelo Cook and Torrance que parte de los modelos Blinn y Torrance-Sparrow [Tor67] y considera que las superficies están formadas por múltiples *microfacets* consideradas cada una de ellas como un espejo perfecto. El modelo es producto de tres términos: coeficientes de Fresnel, distri-

bución de la orientación de las *microfacets* y efectos de enmascaramiento y sombra. Se usa una función de distribución que representa la distribución de *microfacets* en la superficie de un material con sus vectores normales en alineación con la normal de la superficie. Para la reflexión especular introducen un término de Fresnel el cual depende tanto del ángulo de incidencia como de la longitud de onda de la luz reflejada.

En [Vid19] se presenta un modelo BRDF para materiales complejos y con un comportamiento anisotrópico usando redes neuronales en una arquitectura anidada.

En [Kar95], se realiza un análisis de los modelos BRDF más importantes, incluidos los mencionados anteriormente, y se compara su rendimiento con los datos obtenidos con un goniorelectómetro para materiales que van desde metales (por ejemplo, cromo) hasta pinturas mostrando la falta de precisión obtenida con algunos de ellos para diferentes ángulos de incidencia (obtienen errores de entre el 15 % y 40 %).

#### 2.4.2 Métodos para determinar la respuesta al impulso del canal debida al efecto del multicamino

Existen diversos trabajos que desarrollan algoritmos y métodos para aproximar la respuesta al impulso del canal debida al efecto del multicamino. Entre ellos se puede destacar uno realizado ya hace tiempo pero que es referenciado en muchísimas publicaciones y que incluso hoy en día se sigue utilizando: en [Bar93] se muestra un método recursivo que aproxima la respuesta al impulso estimando la potencia que llega desde la fuente a cada parte del entorno (discretizado) y las considera como un nuevo emisor con un patrón lambertiano que emite desde el punto central de cada parte en que se discretiza dicho entorno.

El trabajo sigue este mismo procedimiento hasta un número  $K$  de reflexiones. El problema principal que presenta este método, entre otros, es considerar todas las reflexiones como emisores de comportamiento lambertiano, independientemente de los materiales del entorno, ángulos de incidencia, etc., que, como se demostrará más adelante en este trabajo, está muy alejado de la realidad. A pesar de que el trabajo es antiguo, es intuitivo a la hora de discretizar el entorno para poder trabajar con métodos y herramientas numéricas actuales. No obstante, en la práctica solo tendría aplicación sobre entornos con materiales de reflexión muy difusa (casi difusa perfecta) lo que raramente puede suceder en la realidad. La simplicidad del modelo de reflexiones utilizado hace que sea relativamente fácil obtener un modelo de señal resultante de los múltiples caminos debido a que no se considera en ningún momento el ángulo de llegada al entorno del frente de onda de la señal del emisor, lo que no modela correctamente la realidad. En caso de que el modelo de reflexión de la señal en los materiales contemplase varias componentes y que el comportamiento de cada una de ellas dependiera del ángulo de incidencia complicaría muchísimo el modelo final. Esta dificultad crece exponencialmente con el número de rebotes (reflexiones) que se consideren.

En [Alq03] se desarrolla un método para aproximar la respuesta al impulso, utilizando MIMO (Multiple Input Multiple Output) de forma matricial dividiendo en diferentes matrices los parámetros de emisor, entorno, receptor, etc. Con este procedimiento se agilizan los cálculos pudiendo hacer barridos en una sola matriz como, por ejemplo, analizar los efectos de los multicaminos con diferentes posiciones del emisor en el entorno.

Los métodos anteriores, que son recursivos, presentan gran carga computacional. También se han propuesto métodos basados en simulaciones de Montecarlo (MMC) para la obtención de la respuesta al impulso debida a los MP que requieren mucha menor carga [Lop98, Rod02, Rod13]. Estos métodos se basan en densidades de probabilidad y serán menos precisos que los recursivos.

Combinando las ventajas de los dos tipos métodos anteriores en [Cho14] se propone un método que calcula la primera reflexión de forma determinista como en [Bar93] y las subsiguientes reflexiones aplicando métodos MMC. Con esto se consigue una buena precisión en la primera reflexión y calcular en poco tiempo un número elevado de rebotes.

Existen diversos trabajos en los que se analizan los efectos que tiene el MP a partir de la respuesta al impulso, tanto en sistemas de comunicaciones como en sistemas LPS [Sal87, Ami15, Gu15a, Gu16, Rod16a]. En [Zho14] se analizan el impacto de los rebotes de la luz de alto orden en un sistema de comunicaciones óptico en entornos interiores.

## 2.5 Conclusiones

En este punto se mostrarán las conclusiones una vez realizada la revisión del estado del arte.

Se ha visto como cada vez existen más aplicaciones que hacen uso de los sistemas de posicionamiento local. Para la implantación de los LPS existen diversas tecnologías, estrategias y principios de medida, cada una de ellas con unas ventajas e inconvenientes. Este trabajo se va a centrar en los LPS basados en señal óptica para el posicionamiento preciso de agentes móviles.

Entre los LPS basados en señal óptica existen diferentes tipos de sensores como los fotodiodos, array de PD, sensores QADA, cámaras o sensores PSD cada uno de ellos con unas características que hacen que sean más apropiados para algunas aplicaciones. En la tesis se va a trabajar con sensores PSD porque permiten calcular el punto de impacto de la señal recibida en su superficie (AoA), al igual que permitirían medir la potencia recibida (RSS) o incluso la fase (PoA). La desventaja principal sería el ancho de banda reducido (centenas de kHz) debido a su gran tamaño.

Como se ha mencionado el principal problema de LPS basados en señal óptica es el efecto del multicamino debido a las reflexiones de la luz en el entorno. Por ello, en este trabajo se quiere analizar su efecto para poder decidir que principio de medida es más inmune, ya que no se ha encontrado nada al respecto en la bibliografía.

Para ello, en primer lugar sería necesario conocer como se va a reflejar la luz en los distintos materiales. Se han mostrado diversos modelos de reflexión usados principalmente para visión por computador. Existen principalmente dos tipos de modelos de reflexión. Por un lado los modelos en los que es necesario conocer parámetros muy específicos de los materiales, lo cual no es fácil sin instrumentos de altas prestaciones. Por otro lado los modelos experimentales que, como se mostrará más adelante, no modelan fielmente el comportamiento de la reflexión de la luz. También existen modelos muy enfocados al uso por visión por computador que hacen uso de cámaras RGB para obtener los parámetros, lo que no los hace apropiados para su uso en nuestra aplicación. Por ello se va a proponer un modelo de reflexión preciso para la gran mayoría de los materiales y un método para obtener los parámetros del modelo de forma sencilla.

Una vez conocido el modelo de reflexión, se han mostrado trabajos que utilizan dicha información para obtener la respuesta al impulso del canal debida al efecto del multicamino. Se usan tanto para comunicaciones como para LPS. En cuanto a los LPS, dado que obtienen la respuesta al impulso, se centran en los basados en medida de tiempo (ToA) o fase (PoA). El principal problema de estos trabajos es que utilizan un modelo de reflexión lambertiano que no modela fielmente la realidad. Por ello, basándose en la idea de discretizar el entorno, se va a proponer un método que obtenga la respuesta al impulso utilizando el modelo de reflexión propuesto. Dado que se quiere analizar la influencia del multicamino en LPS basados en AoA con PSD, va a ser necesario desarrollar un método para obtener el punto de impacto y la potencia con la que llega cada uno de los multicaminos, después de  $k$  rebotes de la señal en el entorno, a la superficie del PSD. Para este trabajo se va a centrar el estudio en métodos determinísticos en los que se calculan todos los multicaminos, descartando en un principio los métodos probabilísticos, que permitirían analizar más ordenes de reflexión en menos tiempo, pero los resultados, en especial en AoA no serían igual de precisos.

Finalmente se usarán los resultados obtenidos para proponer las bases de un LPS basado en señal óptica con PSD, utilizando el principio de medida que menos se vea afectado por el multicamino y usando el método de discriminación multiagente más apropiado para su uso con sensores PSD.



## Capítulo 3

# Descripción y condicionantes de la propuesta

### 3.1 Descripción general de sistemas de posicionamiento local basados en señal óptica

Este trabajo parte de investigaciones previas del grupo investigación GEINTRA sobre LPS basados en señal óptica. Por un lado, del LPS propuesto en [Mar11b] basado en PDoA y más directamente del LPS basado AoA con sensor PSD propuesto en [Rod17]. Los trabajos previos estaban enfocados en el concepto de espacios inteligentes, donde el propio espacio obtenía la posición del agente móvil. Dichos trabajos presentaban los esquemas mostrados en la figura 3.1.

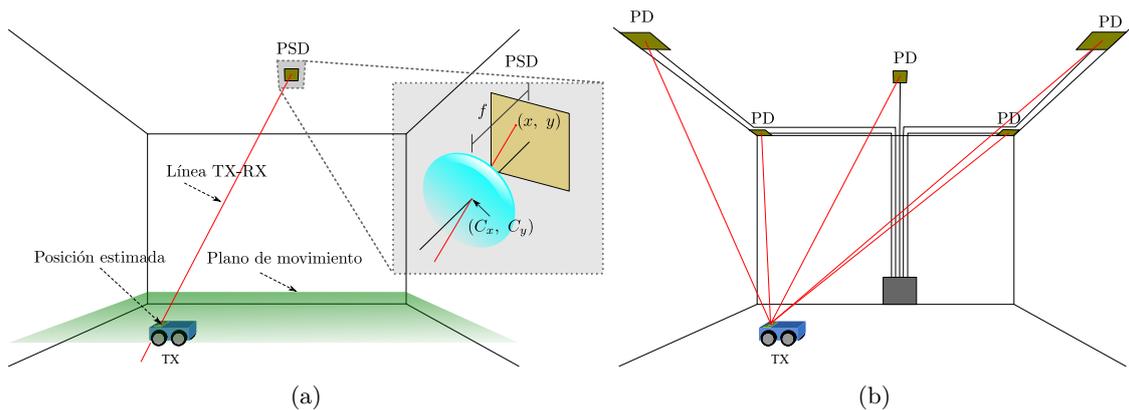


Figura 3.1: Esquemas de sistemas de posicionamiento local basados en el concepto de espacio inteligente. (a) Sistema basado en AoA, (b) sistema basado en PDoA

El esquema de funcionamiento general es el siguiente: el emisor a bordo del agente móvil emite una señal óptica (infrarroja o visible a partir de emisores LED) y el detector o detectores situados en puntos conocidos del entorno procesan dicha señal y calculan la posición del emisor. En [Mar11b] se lleva a cabo mediante triangulación hiperbólica con medidas de PDoA de la señal recibida en los fotodiodos del sistema, y en [Rod17]

mediante triangulación a partir de medida de AoA de la señal recibida en el sensor PSD.

En la primera parte de esta tesis se partirá de estos esquemas de posicionamiento para abordar el problema del multicamino y poder analizar a priori qué técnica de medida es la más adecuada para utilizar un sensor PSD como receptor en entornos interiores, donde los multicaminos tienen gran impacto.

Una vez elegido el método de medida, en la segunda parte de la tesis se va a cambiar el concepto proponiendo las bases para un LPS donde el propio agente se localizará dentro de un entorno. Esta opción tiene importantes ventajas con respecto a la anterior propuesta. La ventaja principal es que ahora no será necesario añadir infraestructura; únicamente modificando el hardware de algunos de los focos de iluminación permitirá al agente posicionarse dentro de un entorno al mismo tiempo que seguirán sirviendo para iluminación. Para llevarlo a cabo sería necesario invertir la configuración del sistema que se ha estado usando hasta ahora. En el nuevo sistema los emisores estarán colocados en el techo (focos LED de luz visible) y será el receptor el que, situado a bordo de un agente móvil, determine su posición.

### 3.1.1 Emisor

El emisor del LPS será un emisor LED IR o visible. Uno de los parámetros a tener en cuenta en la elección del emisor es su espectro de emisión, situándose los LED IR generalmente centrados en una longitud de onda de 850 y 940 nm y los LED visibles en longitudes de onda entre los 400 y los 750 nm. Hay que tener en cuenta que el sensor PSD tiene una respuesta espectral determinada y que la señal obtenida dependerá de la longitud de onda de emisión. En la figura 3.2 se muestra un ejemplo del espectro de emisión de un led IR (Osrom SFH4233) y de varios tipos de led visibles de luz blanca (Luxeon 3535L).

Otro aspecto a tener en cuenta en los emisores del sistema de posicionamiento, es el patrón de emisión del LED.

En términos generales el patrón de emisión,  $I(\omega)$  se puede representar como:

$$I(\omega) = \frac{n+1}{2\pi} P_{\text{TX}} \cos^n(\omega) \quad (3.1)$$

donde,  $n$  es el número del modo del lóbulo de radiación,  $P_{\text{TX}}$  la potencia del emisor y  $\omega$  es el ángulo en que se evalúa la emisión de la intensidad radiada con respecto al eje axial del emisor.

El índice  $n$  viene dado por la expresión:

$$n = -\frac{\ln(2)}{\ln(\cos(\phi_{1/2}))} \quad (3.2)$$

donde  $\phi_{1/2}$  es el ángulo para el que la potencia emitida es la mitad que la potencia a  $0^\circ$ .

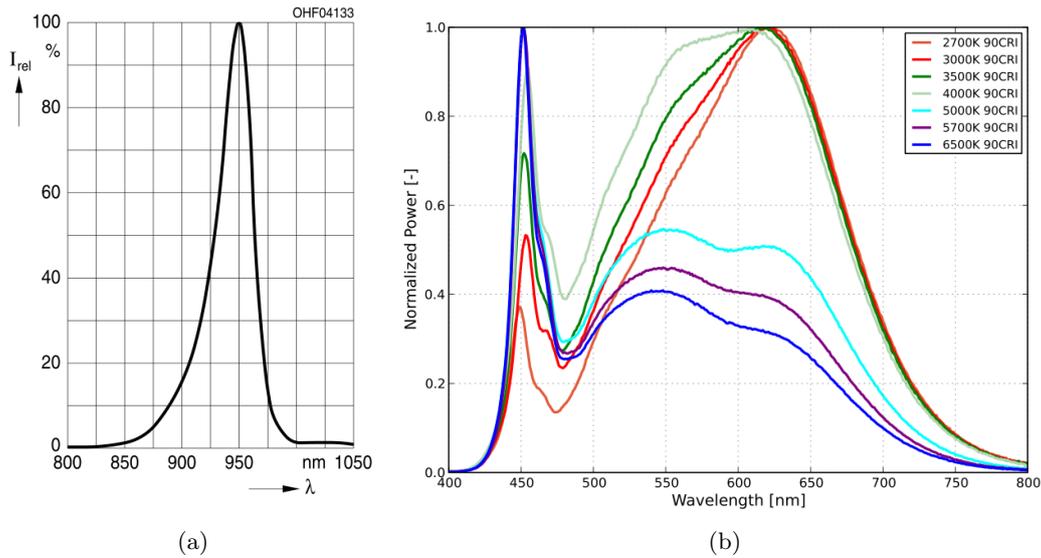


Figura 3.2: Espectro de emisión (a) de un led IR (imagen obtenida del datasheet de Osrom SFH4233), (b) de varios tipos de led visibles de luz blanca (imagen obtenida del datasheet de Luxeon 3535L Line).

El índice  $n$  caracteriza la direccionalidad del emisor. Valores elevados de  $n$  muestran un comportamiento muy direccional, es decir, el lóbulo de emisión sería más estrecho, teniendo casi toda la potencia en la normal ( $0^\circ$ ). Por el contrario, en el caso de  $n$  pequeñas, el lóbulo se ensancha haciendo que se distribuya la potencia en un cono de apertura mayor.

En la figura 3.3 se muestran los diagramas normalizados de emisión de un emisor con distintos valores del índice  $n$ . Se observa que para  $n = 0$ , el comportamiento es totalmente isótropo y toda la potencia se reparte por igual en todas las direcciones.

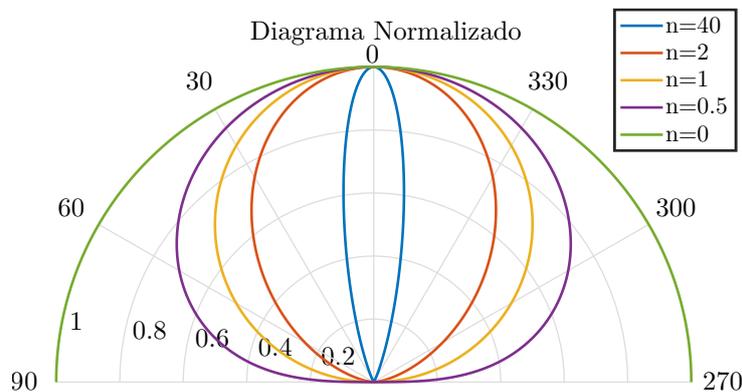


Figura 3.3: Ejemplos de diagramas normalizados de radiación para varios valores de  $n$ .

Cuando el valor de  $n$  es igual a 1, el patrón de emisión tiene un comportamiento lambertiano, en el que a  $60^\circ$  de la normal la potencia es exactamente la mitad de la potencia máxima. Se observa cómo según aumenta el índice  $n$  el diagrama es más estrecho.

En la figura 3.4 se muestra el patrón de un emisor IR (Osrom SFH4233), con un comportamiento lambertiano.

También existe la posibilidad de acoplar una lente al emisor para conseguir el diagrama de radiación deseado. Con ello se puede conseguir iluminar únicamente la forma de interés

concentrando ahí toda la potencia de emisión. De esta manera también se pueden reducir el efecto del multicamino a la vez que se aumenta el SNR.

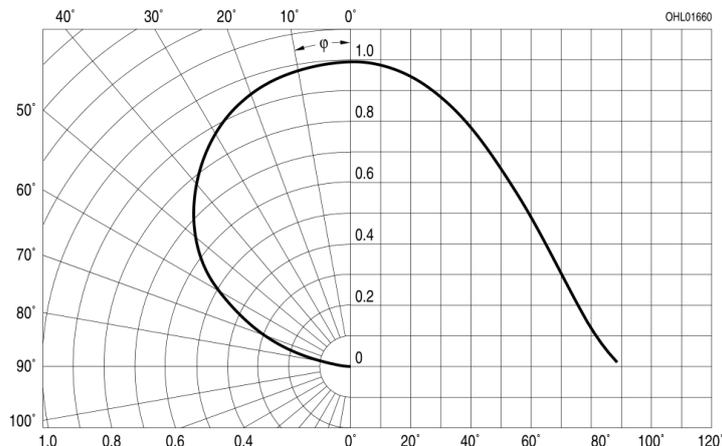


Figura 3.4: Ejemplos de diagramas de radiación normalizados para un led IR (imagen obtenida del datasheet de OSROM SFH4233).

### 3.1.2 Receptor

El detector que se va a proponer como base de un LPS basado en señal óptica es un sensor PSD. En la Fig. 3.5 se puede ver el circuito equivalente para un PSD bidimensional pin-cushion. Está formado por 4 ánodos y un cátodo común.

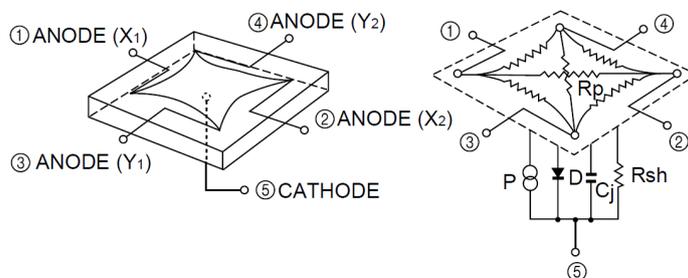


Figura 3.5: Circuito equivalente de un sensor Position Sensitive Device (PSD) pin-cushion (imagen cortesía de Hamamatsu, obtenida de la información técnica del PSD).

El punto de impacto en la superficie del PSD de un haz de luz, colectado a través de una lente, se determina a partir de la corriente de salida de cada ánodo según las expresiones ideales (3.3) and (3.4).

$$x = \frac{L_X (I_{X2} + I_{Y1}) - (I_{X1} + I_{Y2})}{2 (I_{X1} + I_{X2} + I_{Y1} + I_{Y2})}, \quad (3.3)$$

$$y = \frac{L_Y (I_{X2} + I_{Y2}) - (I_{X1} + I_{Y1})}{2 (I_{X1} + I_{X2} + I_{Y1} + I_{Y2})}, \quad (3.4)$$

donde  $I_{X1}$ ,  $I_{X2}$ ,  $I_{Y1}$ , y  $I_{Y2}$  son las corrientes eléctricas procedentes de los ánodos del PSD y  $L_X$  y  $L_Y$  son las dimensiones del sensor.

Uno de los parámetros a tener en cuenta es la respuesta espectral del PSD. Conocida la respuesta del PSD y la de los emisores se puede estimar la señal generada a partir de la señal recibida en el sensor. En la figura 3.6 se puede ver la respuesta espectral de los PSD de Hamamatsu.

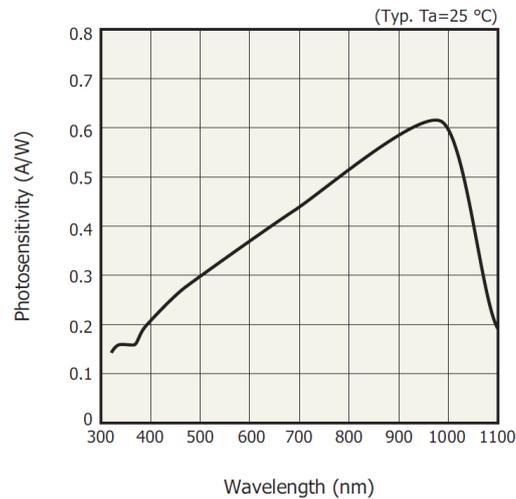


Figura 3.6: Respuesta espectral de los sensores PSD de Hamamatsu (imagen cortesía de Hamamatsu, obtenida de la información técnica del PSD).

Un aspecto importante, a la hora de elegir el sensor PSD es el tamaño del propio sensor. Cuanto mayor sea el sensor mayor será el campo de visión. Por contra aumenta la capacidad interna del sensor y con ello los tiempos de respuesta, reduciendo su ancho de banda de trabajo.

Para concentrar la luz en la superficie del PSD y “formar imagen” es necesario acoplar una lente al sensor. El campo de visión dependerá de la distancia focal de la lente elegida (junto al tamaño del PSD). A la hora de elegir la lente hay que tener varios aspectos en cuenta como por ejemplo el tamaño de la lente, distancia focal o la transmitancia.

El campo de visión (Field of View (FoV)) del sensor se puede calcular a partir de la distancia focal y el tamaño del PSD según (3.5),

$$\text{FoV} = 2 \arctan \left( \frac{d}{2f} \right), \quad (3.5)$$

donde  $d$  es la diagonal del sensor PSD. La figura 3.7 muestra un ejemplo de cómo el FoV varía dependiendo de la distancia focal para un tamaño de PSD de  $9 \times 9 \text{ mm}^2$ .

Dado que en este trabajo no es necesario un ancho de banda elevado, se va a elegir un PSD de Hamamatsu de tamaño  $9 \times 9 \text{ mm}^2$  (S5991-01) para conseguir la mayor cobertura y la mayor potencia posible. En cuanto al ancho de banda se ha podido comprobar con medidas reales en el propio sensor que se sitúa en 200 kHz aproximadamente.

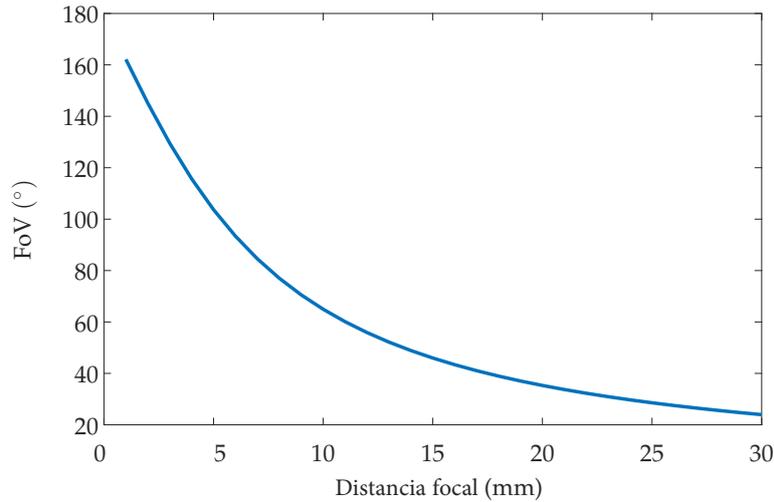


Figura 3.7: FoV en función de la distancia focal para un PSD de  $9 \times 9 \text{ mm}^2$ .

Por otra parte, la potencia de la señal recibida ( $P_x$ ) por un detector en un determinado punto  $x$ , en relación con la energía emitida por el emisor (figura 3.8), viene expresada por la ecuación 3.6:

$$P_x = I(\omega) \frac{1}{d_{\text{TX}}^2} F(\gamma) R(\gamma) A_x = E(\omega) F(\gamma) R(\gamma) A_x \quad (3.6)$$

donde  $I(\omega)$  representa la función de emisión de energía (patrón de emisión) del emisor,  $d_{\text{TX}}$  la distancia que separa la fuente del receptor,  $F(\gamma)$  la función de transmisión de un posible filtro colocado en el receptor,  $R(\gamma)$  la respuesta del receptor (donde se incluye la ganancia de posibles concentradores y la respuesta del mismo), y  $A_x$  es el área activa del receptor.  $E(\omega)$  representa la energía por unidad de superficie que el emisor genera en el punto donde se encuentra el detector.

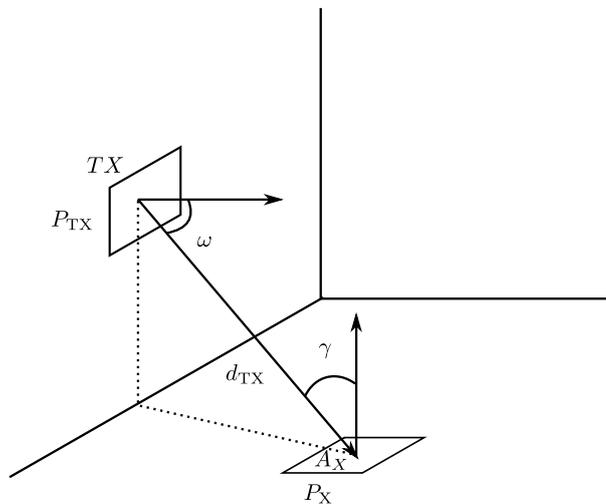


Figura 3.8: Diagrama de los componentes de la potencia recibida en un punto  $x$  ( $P_x$ ).

Si el detector no tiene incorporado ningún tipo de concentrador (lente por ejemplo) su

respuesta, respecto de su eje axial, se considera Lambertiana con  $n=1$ :

$$R(\gamma) = \cos(\gamma) \quad (3.7)$$

Si se considera que el receptor tiene acoplada una lente delgada la respuesta del detector, respecto de su eje axial, se puede escribir como:

$$R(\gamma) = \cos(\gamma) \operatorname{rect}\left(\frac{\gamma}{\text{FOV}}\right) \quad (3.8)$$

Si la lente no se pudiese considerar delgada, habría que sustituir el  $\cos(\gamma)$  por una función  $f(\gamma)$ . La función rectangular se define como:

$$\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{for } |x| \leq 1 \\ 0 & \text{for } |x| > 1 \end{cases} \quad (3.9)$$

donde FOV es el ángulo máximo de incidencia en el que el receptor es capaz de recibir señal.

Así, para un caso general en el que no incorporen lentes ni filtros, la potencia de la señal recibida sería la expresión de Lambert:

$$P_x = \frac{n_{\text{TX}} + 1}{2\pi} \frac{1}{d_{\text{TX}}^2} \cos^{n_{\text{TX}}}(\omega) A_x \cos(\gamma) P_{\text{TX}} \quad (3.10)$$

Para caracterizar el conjunto sensor+óptica se va a usar el modelo pinhole que permitirá obtener todos los parámetros geométricos del sistema y conocer la cantidad de energía que se recoge.

La figura 3.9 muestra el diagrama del modelo pinhole para el PSD (nótese que a diferencia de los sensores de imagen que son discretos con  $n \times m$  píxeles, en este caso se trata de un sensor continuo que equivale a tener un solo píxel).  $(X_W, Y_W, Z_W)$  son las coordenadas del sistema de referencia del mundo y  $(X_R, Y_R, Z_R)$  son las coordenadas en el sistema de referencia del PSD. El punto de impacto en el PSD se representa como  $(x, y)$ , la distancia focal de la óptica como  $f$  y el centro óptico como  $(C_x, C_y)$ . Las matrices de rotación y translación que relacionan los dos sistemas de referencia,  $(X_W, Y_W, Z_W)$  y  $(X_R, Y_R, Z_R)$ , son  $\mathbf{R}$  y  $\mathbf{T}$  respectivamente.

La expresión (3.11) relaciona el sistema de coordenadas del mundo con el sistema de coordenadas del receptor [Fau93]:

$$\begin{pmatrix} X_R \\ Y_R \\ Z_R \end{pmatrix} = \mathbf{R} \begin{pmatrix} X_W \\ Y_W \\ Z_W \end{pmatrix} + \mathbf{T}, \quad (3.11)$$

donde  $\mathbf{R}$  es la matriz de rotación con dimensiones de  $3 \times 3$  y  $\mathbf{T}$  es el vector de translación con dimensiones de  $3 \times 1$ .

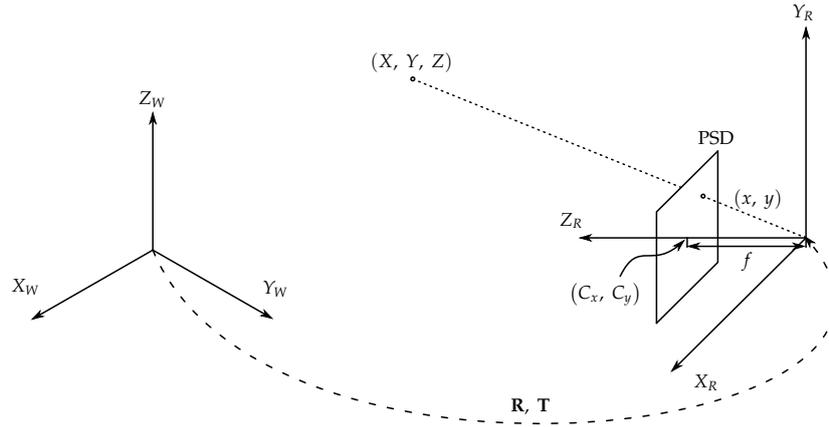


Figura 3.9: Diagrama del modelo pinhole.

La relación entre el sistema de coordenadas del receptor y la imagen formada en el plano imagen de la superficie deñ PSD, se muestra en (3.12).

$$\begin{pmatrix} sx \\ sy \\ s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f & 0 & C_x \\ 0 & f & C_y \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_R \\ Y_R \\ Z_R \end{pmatrix}, \quad (3.12)$$

donde  $s$  representa el factor de escala que relaciona la proyección 3D con la proyección 2D del plano imagen.

El modelo matemático final para el detector se muestra en (3.13).

$$\begin{pmatrix} sx \\ sy \\ s \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} f & 0 & C_x \\ 0 & f & C_y \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & T_x \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & T_y \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & T_z \end{pmatrix}}_{\mathbf{RT}} \begin{pmatrix} X_W \\ Y_W \\ Z_W \\ 1 \end{pmatrix}, \quad (3.13)$$

donde la matriz  $\mathbf{A}$  representa los parámetros intrínsecos que dependen del dispositivo físico y la matriz  $\mathbf{RT}$  representa los parámetros extrínsecos que dependen de la geometría del entorno.

## 3.2 Consideraciones para determinar el punto de impacto en el PSD

### 3.2.1 Consideraciones eléctricas

Las corrientes de salida del PSD con las que se calcula el punto de impacto de un haz de luz en su superficie son, en el mejor de los casos, de  $\mu\text{A}$ , por lo que es necesario amplificarlas y posteriormente digitalizarlas para procesar la señal y calcular el punto de impacto. En la figura 3.10 se puede ver el esquema del circuito electrónico utilizado para la polarización

del PSD y amplificación de las señales.

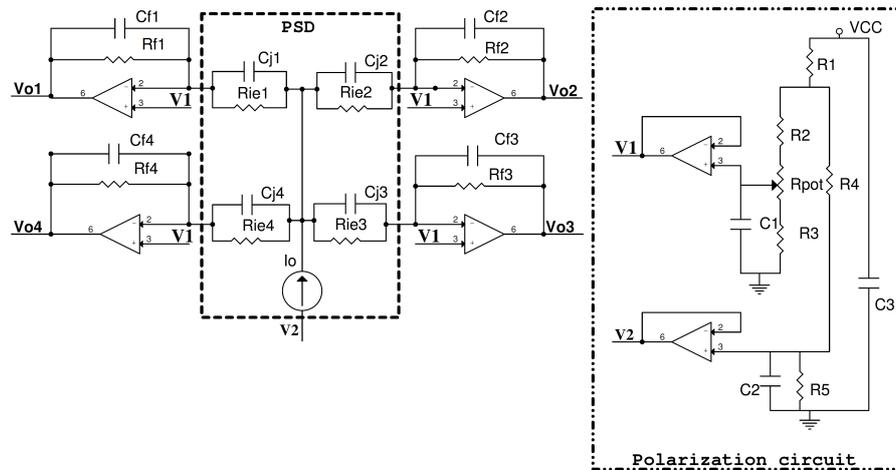


Figura 3.10: Circuito acondicionador de señal y circuito de polarización para un PSD, obtenida de [Rod16c].

La presencia del circuito de amplificación produce pequeñas diferencias en las señales resultantes que tienen influencia a la hora de determinar el punto de impacto en la superficie del PSD. Entre estos efectos están las tolerancias de los componentes, condiciones ambientales, ruidos en las señales, el ruido de cuantificación y los efectos de los amplificadores operacionales.

Para compensar y corregir los efectos no deseados, en [Rod16c] se propone un método de calibración eléctrica.

Además, existe la distorsión del propio del PSD que se va a tratar con el sistema óptico.

### 3.2.2 Consideraciones debidas al sistema óptico

Para concentrar la luz de un emisor en la superficie del sensor PSD es necesario acoplar una lente. La lente será la encargada de formar la imagen en la superficie del PSD.

Si se conociese con precisión la focal de la lente, el punto de impacto en la superficie del PSD y la colocación mecánica fuese ideal sería sencillo poder calcular el ángulo con el que ha incidido el haz de luz. Un esquema del PSD más la lente acoplada se puede ver en la figura 3.11.

Uno de los principales problemas del uso de lentes son las distorsiones. Las distorsiones hacen que el punto de impacto que se obtenga no sea el correcto y, por tanto, producen un error en la determinación del ángulo de incidencia.

Existen principalmente dos tipos de distorsión, distorsión radial y distorsión tangencial. La distorsión radial se produce por la curvatura propia de la lente y pueden ser de tipo barril o tipo cojín. La distorsión tangencial es debida al acoplamiento entre la lente y el sensor PSD. A estas distorsiones hay que añadir la propia distorsión del sensor PSD.

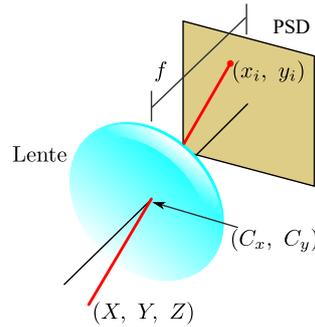


Figura 3.11: Esquema de PSD más lente.

Otro factor a tener en cuenta es la diferencia entre la intersección del eje axial de la lente con la superficie del PSD y el centro óptico del sensor PSD, que provocan asimetrías en la distorsión dificultando su corrección.

En [Rod16b] se propone una calibración geométrica que permite obtener los parámetros del sistema PSD+lente, como: focal, centro óptico, distorsiones radiales y tangenciales.

### 3.3 Efecto del multicamino

Los multicaminos debidos a las distintas reflexiones de la luz en el entorno provocan que el punto de impacto que se obtenga no sea el correcto. Esto es debido a que el PSD recibe tanto la señal de línea directa (LOS) como todos los multicaminos (NLOS) y a partir de sus cuatro salidas (ecuaciones (3.3) y (3.4)) lo que se obtiene es el centro de masas de la suma de la componente LOS más todos los multicaminos. Por otro lado, los multicaminos provocan un desfase en la señal recibida distinto al desfase de la señal LOS, ya que llegan al sensor cada uno con un desfase diferente en función del camino recorrido. En función de la geometría del entorno, los materiales que lo forman, y las posiciones del sensor y emisor, el efecto del multicamino en la determinación del punto de impacto y el desfase medido serán diferentes.

Analizar el efecto del multicamino en el sistema de posicionamiento propuesto es uno de los objetivos principales de este trabajo. Para ello en primer lugar hay que analizar cómo se va a reflejar la luz en las distintas superficies, y posteriormente modelar el efecto del multicamino.

Finalmente, el objetivo es poder establecer que método de medida es más inmune al efecto del multicamino. Este método de medida será el que se propondrá para el sistema de posicionamiento. Se analizarán los métodos de medida de AoA y PoA con las que se podría obtener la posición mediante triangulación y trilateración respectivamente. En este trabajo no se va a analizar inicialmente el uso de RSS, dado que es fuertemente dependiente de la potencia emitida, que a su vez depende de numerosos factores externos como temperatura, tiempo de uso, y provoca errores significativos en la determinación de la distancia.

### 3.3.1 Modelo de reflexión de la luz

Conocer cómo se va a reflejar la luz en las distintas superficies es fundamental para poder analizar el efecto del multicamino. Como se ha visto en [2.4.1](#) existen diversos modelos de reflexión de la luz en la bibliografía, usados principalmente en visión por computador para obtener imágenes realistas.

Es importante destacar que, para poder utilizar los modelos físico y geométrico, es necesario conocer los parámetros de dichos modelos propios de cada material. Hace falta medir propiedades y características de los materiales con instrumentos de medida de altas prestaciones. Por ejemplo, en algunos métodos es necesario medir la desviación típica de la rugosidad en la superficie de los materiales, por lo que, en algunos casos, es necesario disponer de una herramienta de medida con precisión de micras. También es necesario conocer el índice de refracción de los materiales que en ocasiones es muy difícil de obtener, en particular cuando se trabaja con materiales que habitualmente forman el entorno como pueden ser baldosas en el suelo o paredes de yeso, etc.

Igualmente existen diversas bases de datos con los parámetros de los modelos de reflexión de muestras genéricas de distintos materiales y generalmente no indican el tipo de luz o longitud de onda usada para obtener los parámetros. Para usar estas bases de datos habría que simular o emular el material a partir de la muestra genérica más parecida (ya que cada material es distinto y el propio material en función del grado de pulido), pero dado que la reflexión en los materiales depende de la longitud de onda de la luz, podría no ser del todo válido. Por ello, sería mejor poder obtener el modelo de reflexión en el rango de longitudes de onda que se vaya a usar posteriormente en el sistema de posicionamiento y con materiales habituales.

Dado que los modelos de reflexión existentes no se ajustan a las necesidades de nuestra aplicación, en este trabajo se va a proponer un modelo de reflexión apto para todos los materiales, junto con un método que permita obtener los valores de los parámetros del modelo de forma rápida, utilizando pocas medidas y sin necesidad de usar infraestructuras muy complejas.

### 3.3.2 Modelado del efecto del multicamino

Para analizar el efecto del multicamino lo que se calcula generalmente es la respuesta al impulso del canal debida a estos efectos. La respuesta al impulso está formada por la componente LOS más el resto de multicaminos cada uno con su potencia y desfase asociado. Es por ello que existen diversos trabajos que desarrollan algoritmos y métodos para aproximar la respuesta al impulso del canal debida al efecto del multicamino como se comentó en [2.4.2](#).

Dicha respuesta al impulso se usa generalmente en comunicaciones para observar el efecto de los MP en la tasa de bit o la dispersión en el tiempo de los canales y en sistemas

de posicionamiento para medir el desfase que mediría el receptor del LPS.

En la gran mayoría de los trabajos existentes sobre cálculo de respuesta al impulso debida al efecto del multicamino de señal óptica consideran que la reflexión en las superficies del entorno es lambertiana. En modelos más complejos consideran el modelo de reflexión de Phong [Pho75] y, como se verá en el capítulo 4, este comportamiento no se aproxima a la realidad en la mayor parte de los materiales.

Otro aspecto a tener en cuenta es que la respuesta al impulso no es válida para obtener la influencia del efecto del multicamino en el punto de impacto dentro de la superficie del PSD. Por ello, es necesario crear una herramienta que permita obtener dónde y con qué potencia incide cada uno de los multicaminos en la superficie del PSD.

En este trabajo se va a presentar un método para aproximar la respuesta al impulso del canal basándose en la combinación y ventajas de los métodos expuestos en el estado del arte, pero considerando que la reflexión en los materiales no es lambertiana sino que sigue un modelo de reflexión como el planteado en 4. Utilizar este modelo complica enormemente la propuesta de una herramienta que caracterice el comportamiento del multicamino pero sería la única manera de que se pudiera utilizar para deducir cómo sería un comportamiento real y poder tomar decisiones con los resultados obtenidos. El algoritmo que se propondrá no solo valdrá para calcular la respuesta al impulso del canal debida a los MP, sino que también permitirá obtener la potencia y posición del punto de impacto sobre la superficie de un sensor PSD de cada uno de los multicaminos.

### 3.4 Detección multiemisor

Discriminar las diferentes señales procedentes de distintos emisores es primordial para poder conocer la posición de diferentes emisores dentro de un mismo entorno. Existen diferentes técnicas que permiten al receptor del sistema de posicionamiento ser capaz de detectar e identificar múltiples emisores en el entorno. A continuación se van describir 3 de las más usadas tanto en sistemas de posicionamiento como en comunicaciones: Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA), Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA) y Acceso Múltiple por División de Código (CDMA).

Posteriormente, en el capítulo 6, se mostrará su implementación en el sistema de posicionamiento y se realizarán simulaciones y pruebas experimentales para comprobar cuál es el más adecuado para su uso en el LPS.

#### 3.4.1 Acceso Múltiple por División de Frecuencia

FDMA es una técnica de multiplexación en la que se divide el espectro de señal disponible en diferentes canales y cada emisor emite en un único canal.

A priori, en el sistema de posicionamiento que aquí se propone no sería necesario enviar información, por lo que cada uno de los emisores únicamente emitiría una señal sinusoidal a una determinada frecuencia, con la siguiente forma:

$$m_i(t) = A_i \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (3.14)$$

donde  $f_i$  sería la frecuencia asignada al emisor  $i$ . La ventaja principal de esta técnica es que no es necesario una sincronización entre emisores y detectores. Todos los emisores emiten de forma simultánea por lo que el valor de  $\phi_i$  no es relevante.

En las figuras 3.12a y 3.12b se muestra un ejemplo de una señal compuesta por 3 señales sinusoidales de frecuencia 50 kHz, 70 kHz y 90 kHz en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, respectivamente.

A partir de la figura 3.12a, en la que se muestra la señal en el dominio del tiempo, podría parecer difícil poder distinguir la señal de cada uno de los emisores. Sin embargo, en el dominio de la frecuencia, figura 3.12b, se observa claramente la posibilidad de obtener la información de cada emisor.

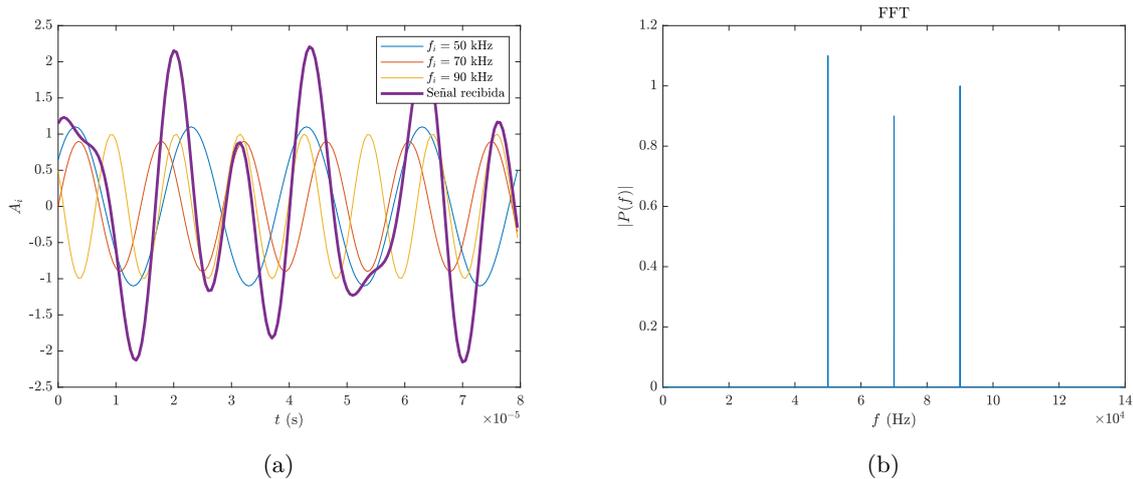


Figura 3.12: Ejemplo de 3 emisores usando FDMA (a) en el dominio del tiempo y (b) en el dominio de la frecuencia.

### 3.4.2 Acceso Múltiple por División de Código

CDMA es una técnica de multiplexación en la que todos los usuarios del sistema usan todo el espectro disponible, pero cada uno de ellos codifica su información con un código o secuencia distinta. El receptor puede obtener la información de los emisores mediante correlaciones con copias de las secuencias.

Al igual que en el caso de FDMA, a priori no se tiene la necesidad de enviar información por lo que cada emisor emitirá únicamente una secuencia distinta con un tipo de modulación. El receptor realiza una correlación de la señal recibida con cada una de las secuencias usadas y obtiene un pico de correlación en un desfase concreto.

Existen diferentes familias de secuencias. En función de las necesidades de autocorrelación, correlación cruzada o número de secuencias distintas se podrá elegir entre unas u otras. En [Per09] existe una revisión muy completa de los tipos de secuencias existentes, sus propiedades y características. En este trabajo se va a usar secuencias Pseudo Aleatorias (PN) y más concretamente las secuencias Kasami debido a las buenas propiedades de correlación cruzada y autocorrelación, y al número de secuencias disponible, adecuado al número de usuarios en el sistema.

En el sistema de posicionamiento propuesto se van a modular las señales con modulación Binary Phase Shift Keying (BPSK). El objetivo es tener la máxima información posible en el ancho de banda del PSD. Para ello, la señal que emitirían los emisores del sistema de posicionamiento estaría formada por un tono  $r(t)$  modulado con una secuencia o un código de espectro ensanchado  $c_i(t)$ .

La señal emitida  $m_i(t)$  con una potencia  $P$  tendrá la forma:

$$m_i(t) = \sqrt{2P}r(t)c_i(t) \quad (3.15)$$

donde la señal  $r(t)$  representa un tono con una frecuencia  $f_i$  y una fase respecto a la secuencia de ensanchado de  $\phi_i$ :

$$r(t) = \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (3.16)$$

La expresión de la secuencia de ensanchado  $c_i(t)$  se define como:

$$c_i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} p(t - nT_f) \quad (3.17)$$

donde la señal  $p(t)$  es el código PRN repetido periódicamente con periodo  $T_f = NT_c$ , siendo  $N$  el número de chips del código PRN elegido y  $T_c = 1/f_c$  el periodo de chip.

El código PRN se define como:

$$p(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_k \Pi\left(\frac{t - kT_c}{T_c}\right) \quad (3.18)$$

donde  $C_k \in \{\pm 1\}$  es el valor de cada chip y  $\Pi(t)$  es:

$$\begin{cases} 0 & \text{if } t < 0 [s] \\ 1 & \text{if } 0 \leq t \leq 1 [s] \\ 0 & \text{if } t > 1 [s] \end{cases}$$

Uno de los problemas principales de CDMA es la Interferencia por Acceso Multiple (MAI) que se produce entre distintas secuencias, cuando se usan simultáneamente en el canal, debido a que la correlación cruzada entre ambas no es nula.

### 3.4.3 Acceso Múltiple por División de Tiempo

La técnica TDMA consiste en asignar distintos slots de tiempo a cada emisor. Conocido el slot de tiempo en el que se recibe la señal se puede identificar que agente está emitiendo.

Para su aplicación en el sistema posicionamiento cada emisor emitiría la misma señal en cada instante de tiempo que le fuese asignado. La señal emitida sería un tono de una determinada frecuencia o un código pseudoaleatorio. Se descarta la emisión de una señal de continua, que simplificaría de forma considerable el diseño del emisor, para evitar y reducir en todo lo posible el ruido de continua y de bajas frecuencias, como podría ser la luz ambiente, luz de los fluorescentes (100 Hz), etc.

La principal ventaja de este sistema es la ausencia de interferencias entre los distintos emisores del sistema. El principal problema es que es necesario algún sistema de sincronismo entre los propios emisores y el receptor para saber exactamente en que slot de tiempo emite cada uno de los emisores. Otro inconveniente, es que en cada instante de tiempo solo se recibe señal de un solo emisor. Por lo tanto, se recibiría información de los emisores cada  $NT_e$  siendo  $T_e$  el slot de tiempo que se asigna a cada emisor. Cuanto mayor sea el número de emisores  $N$  mayor será el tiempo que haya que esperar para recibir información nueva de un determinado emisor.

Dada la necesidad de sincronismo en esta técnica se va a descartar para su implementación final en el sistema de posicionamiento que se proponga.

## 3.5 Factores de la señal recibida a considerar

El sensor PSD recibirá 1 señal óptica combinada fruto de la mezcla de las procedentes de los  $N$  emisores y generará una corriente por cada uno de los 4 ánodos. La señal recibida tendrá una forma como:

$$m_t(t) = \sum_{i=1}^N (P_i m_i(t - \tau_i) + n_i(t)) + n_r(t) + n_c(t) \quad (3.19)$$

donde  $P_i$  será la potencia de la señal recibida desde el emisor  $i$ ,  $m_i(t)$  la señal emitida, ya sea una secuencia o un tono sinusoidal desfasado un tiempo  $\tau_i$  calculado a partir de las distancias entre emisor y receptor,  $n_i(t)$  el ruido del emisor,  $n_r(t)$  el ruido del receptor y  $n_c(t)$  el ruido del canal.

La potencia recibida procedente del emisor  $i$  se calcula según la expresión (3.10).

La señal recibida total será el sumatorio de cada una de las 4 salidas del PSD  $m_{ac}$ :

$$m_t(t) = \sum_{c=1}^4 m_{ac}(t) \quad (3.20)$$

donde  $m_{a_c}$  se define como:

$$m_{a_c}(t) = A_{a_c} m_t(t) \quad (3.21)$$

donde  $A_{a_c}$  es un valor entre 0 y 1 que dependerá del punto de impacto dentro de la superficie del PSD. Siendo:

$$\sum_{c=1}^4 A_{a_c} = 1 \quad (3.22)$$

Una vez corregidos los errores sistemáticos en la determinación del punto de impacto con las calibraciones eléctricas [Rod16c] y geométricas [Rod16b], existen otros factores que afectan a la precisión de las medidas. A continuación se muestran los más importantes:

- Relación señal a ruido (SNR). Cuanto mayor sea el SNR menor será la varianza de las posiciones obtenidas. Los factores que modifican el SNR serían:
  - Ruido en el propio receptor. Todos los sistemas electrónicos tienen ruido. Cuanto menor sea el ruido en el receptor mejor será el SNR.
  - La separación entre emisor y receptor. La potencia de señal recibida en el receptor disminuye con el cuadrado de la distancia, por tanto, cuanto más alejados se encuentren entre sí menor será el SNR.
  - Ruido y potencia del emisor. Cuanto menor sea el ruido y mayor la potencia emitida, mejor será el SNR.
  - Ruido en el canal.
  - Elección de la respuesta espectral del emisor. Cuanto más cercano se sitúe la respuesta espectral del emisor con respecto a la del receptor, mayor potencia recibirá el sensor para la misma potencia de luz emitida.
  - Elección del sistema de lentes del receptor. Cuanto mayor sea el tamaño de la lente, mayor superficie y por tanto, mejor SNR.
  - Sistema de lente del emisor. Si se consigue ajustar el patrón de emisión a la zona deseada, la potencia recibida será mayor y se podrá evitar en lo posible efectos de multicamino en las paredes.
- Longitud de señal o de secuencia. En función del número de posiciones por segundo deseadas se procesará una determinada longitud de señal. En FDMA cuanto mayor sea el tamaño de la señal utilizada más se podrá mediar el ruido, y por tanto, reducir sus efectos. En el caso de usar secuencias ocurre algo similar; cuanto mayor sea la longitud de la secuencia mayor será el pico de correlación y, por tanto, se verá menos afectado por el ruido.
- Número de emisores simultáneos. Cuanto mayor sea el número de emisores mayor será la interferencia entre las distintas señales. Siendo especialmente significativos los efectos del MAI cuando se usan secuencias.

## 3.6 Resumen y conclusiones

En este capítulo se ha descrito el sistema de posicionamiento propuesto y los problemas que se desean abordar.

En primer lugar se han mostrado las dos configuraciones del LPS que se van a analizar en esta tesis. En primer lugar se usará un LPS con el concepto de espacio inteligente donde los sensores se sitúan en puntos conocidos del entorno y el emisor sobre el agente a posicionar. Con esta configuración se analizará el efecto del multicamino en los sistemas LPS tanto basados en PoA como en AoA. Una vez establecida la técnica de medida que se vea menos afectada por MP se usará esa técnica para la propuesta de base de LPS. En la nueva configuración el sensor irá situado en el agente a posicionar y los emisores se situarán en puntos conocidos del entorno.

Es importante elegir correctamente el emisor a utilizar. Los factores que influyen son el patrón de emisión, respuesta espectral de emisión y potencia emitida. En función de estos parámetros se tendrá un SNR en el receptor.

En cuanto al sensor PSD, se ha elegido un sensor PSD de Hamamatsu de  $9 \times 9 \text{ mm}^2$  dado que tiene un área de recepción elevada y permite obtener un área de cobertura grande. Es necesario acoplar una lente al sensor PSD para concentrar la luz de los emisores en la superficie del PSD. En función de la cobertura deseada se elegirá una determinada distancia focal.

A la hora de determinar el punto de impacto en el PSD principalmente existen 2 tipos de errores sistemáticos. Errores debidos a la electrónica de las etapas de amplificación que se pueden corregir según [Rod16c]. Errores debidos a las distorsiones producidas por el sistema de lentes que se pueden corregir con una calibración geométrica [Rod16b].

La principal fuente de error de los sistemas LPS ópticos son los multicaminos producidos por las diferentes reflexiones de la luz en el entorno. Uno de los objetivos de la tesis es analizar su influencia en LPS ópticos para poder decidir que técnica de medida es más inmune a su efecto.

El primer paso es conocer como se va a reflejar la luz en los distintos materiales del entorno. Existen modelos en la bibliografía usados en visión por computador pero ninguno se ajusta a las necesidades de esta aplicación. Por este motivo se desarrollará un modelo de reflexión válido para la gran mayoría de los materiales, junto con un método para obtener los parámetros del modelo de forma sencilla y con pocas medidas.

Conocido como se va a reflejar la luz en los distintos materiales, el siguiente paso es conocer cómo se van a reflejar los multicaminos desde el emisor hasta el receptor. Existen trabajos que analizan este hecho pero consideran que la reflexión de los materiales es lambertiana. En este trabajo se presentará un método para obtener la respuesta al impulso del canal debida a MP utilizando el modelo de reflexión propuesto. Además, se desarrollará

un método que permita analizar la influencia de los MP en sistemas basados en AoA con sensores PSD.

Dado que es necesario poder distinguir varios emisores en el sistema LPS, se van a analizar distintas técnicas en su uso para LPS basados en PSD como FDMA y CDMA.

Existen distintivos factores que modifican la precisión en la obtención del punto de impacto. Entre ellos cabe destacar el SNR que depende de: el ruido de emisor, canal y receptor, la separación entre emisor y receptor, patrón de emisión y respuesta espectral del emisor y sistemas de lentes tanto del receptor como del emisor. Otro factor es el número de muestras o tiempo de integración de la señal con la que se obtenga el punto de impacto, relacionado con la cantidad de posiciones por segundo deseadas.

Finalmente, una vez establecida la técnica de medida y el método de discriminación multiemisor, se presentarán distintas propuestas de sistema de posicionamiento en función del número de emisores dentro del FoV del receptor.

## Capítulo 4

# Modelado de la reflexión de la luz

### 4.1 Introducción

Para analizar cómo afectan los multicaminos de la señal óptica a cualquier sistema, el primer paso es conocer cómo se va a reflejar la luz en distintas superficies. Este capítulo, por tanto, se va a centrar en la obtención de un modelo que caracterice la reflexión de la luz en distintos materiales.

Como se ha comentado en los capítulos 2 y 3, los modelos de reflexión existentes no se ajustan a las necesidades de nuestra aplicación, por lo que en este capítulo se va a proponer un modelo de reflexión apto para todos los materiales. Junto al modelo se va a describir un método que permita obtener los valores de los parámetros del modelo de reflexión de forma rápida, utilizando pocas medidas y sin necesidad de usar infraestructuras muy complejas.

Las aportaciones de este capítulo han sido publicadas en [\[DLLC17a\]](#).

### 4.2 Planteamiento teórico del modelo de reflexión

En esta sección se va a comenzar explicando brevemente la ecuación de la potencia óptica recibida en un detector situado en un determinado punto y, posteriormente, se van a comentar las distintas aproximaciones del modelo de reflexión que se han ido obteniendo hasta llegar al modelo de reflexión definitivo.

#### 4.2.1 Consideraciones iniciales

Como se comentó en el capítulo 3, a partir de la ecuación de Lambert (ecuación (3.10)), se puede calcular la potencia recibida en el receptor (RX) por el camino LOS debida a la señal emitida por el emisor (TX). Sin embargo, la señal que llegará al receptor no solo será el rayo o haz de luz que recorre el camino directo, sino también de aquellos otros rayos que por reflexiones en el entorno (paredes, suelos, techo) incidan en el detector.

En la figura 4.1 se muestra un esquema de un rebote de uno de los rayos que incide sobre una superficie y el rayo reflejado que llega al detector. En esta reflexión se produce una pérdida de potencia (absorbida por el material) siendo el resto de la potencia reflejada en varias direcciones. Esto produce que en el detector no solo tengamos la señal que nos interesa, que es la del camino directo, sino que la señal resultante sea la señal del camino directo más todos los rayos que se reflejan en las distintas superficies.

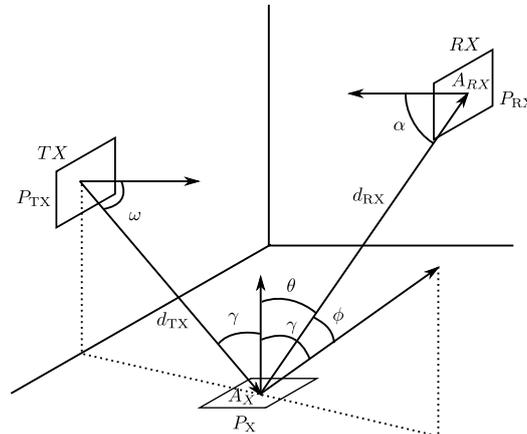


Figura 4.1: Potencia recibida en el receptor debida a la reflexión en un punto  $x$ .

Cómo se refleja la señal en el entorno depende de numerosos factores como pueden ser:

- El ángulo de incidencia.
- La longitud de onda de la señal que se está utilizando.
- El material donde se refleja la señal. La rugosidad, color y forma del material determinan cuál será el patrón de reflexión de dicho material.

En la figura 4.2 se puede ver un ejemplo de la reflexión de la luz en dos materiales distintos. El material de la figura 4.2a se corresponde con un material liso y, por tanto, tiene un comportamiento especular en el que todos los rayos incidentes se reflejan siguiendo las leyes de Snell. En cambio, el material de la figura 4.2b es rugoso y los rayos incidentes se reflejan en todas las direcciones. Al igual que en el primer caso se cumplen las leyes de Snell pero ahora cada rayo incidirá en una porción de la superficie con un determinado vector superficie (perpendicular a la superficie en ese punto) dependiente de la rugosidad del material.

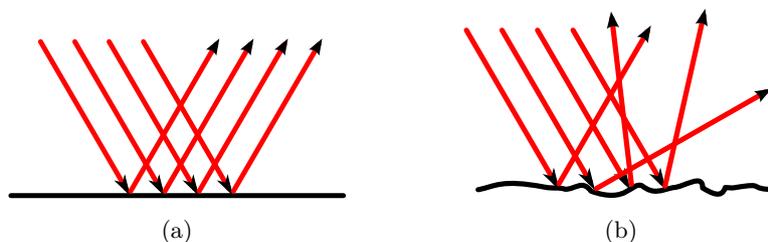


Figura 4.2: Reflexión de la luz en la superficie de distintos materiales con diferentes grado de rugosidad. (a) Superficie lisa y (b) superficie rugosa.

### 4.2.2 Primera aproximación al modelo real de reflexión de la luz

La primera aproximación al modelo supone considerar la reflexión en los materiales como si se tratase de un único emisor puntual orientado en la dirección en la que se reflejaría un rayo si la superficie fuese especular. Es decir, tendría el mismo ángulo con respecto a la normal de la superficie que el ángulo incidente, pero opuesto y en el mismo plano, siguiendo las leyes de Snell.

Por tanto, la potencia que llegaría al receptor en un escenario similar al mostrado en la figura 4.1, situado a una distancia  $d_{RX}$  del punto  $x$  y a un ángulo  $\theta$  con respecto al vector superficie de  $x$  sería:

$$P_{RX} = \frac{n+1}{2\pi} \frac{1}{d_{RX}^2} \cos^n(\phi) A_{RX} \cos(\alpha) P_x \beta \quad (4.1)$$

donde  $A_{RX}$  es el área efectiva del receptor y  $\beta$  es la relación de la potencia reflejada con respecto a la potencia total recibida  $P_x$ . Como se puede observar, se ha utilizado la ecuación de Lambert mostrada anteriormente siendo ahora  $\beta P_x$  la potencia emitida. El índice  $n$  y la constante  $\beta$  serán característicos de cada material. El índice  $n$  caracteriza si un material es más especular, es decir, más liso y brillante y su comportamiento se asemeja más a un espejo, o si por el contrario es un material más difuso en el que la potencia reflejada es igual para los distintos ángulos.

Este planteamiento del modelo no es válido para caracterizar la reflexión de la mayor parte de los materiales. Esto es debido a que, como se analizará detalladamente en la sección de resultados 4.4, la mayor parte de los materiales presentan una reflexión que no se puede modelar con una única componente (compuesta por una única ecuación de Lambert) ya que generalmente su reflexión estará formada por el sumatorio de distintas componentes. Por tanto, este planteamiento del modelo de reflexión únicamente es válido para caracterizar la reflexión de materiales muy difusos ( $n$  cercano a 0), como pueden ser los materiales muy rugosos, y para materiales muy especulares ( $n$  elevadas) como por ejemplo materiales muy brillantes, ya que este tipo de materiales se pueden modelar bien con una únicamente componente de reflexión.

### 4.2.3 Segunda aproximación al modelo real de reflexión de la luz

Dado que no se puede modelar la reflexión de la mayor parte de los materiales con una única ecuación de Lambert se propone un nuevo modelo mucho más complejo formado por un sumatorio de componentes de Lambert. Es decir, la reflexión en un material se modelaría como  $N$  emisores independientes, cada uno de ellos con una orientación, potencia e índice  $n$  determinados. Por tanto, la ecuación quedaría como:

$$P_{RX} = \left[ \sum_i^N a_i(\gamma) \frac{n_i(\gamma) + 1}{2\pi} \cos^{n_i(\gamma)}(\theta_i) \right] \frac{1}{d_{RX}^2} A_{RX} \cos(\alpha) P_x \beta \quad (4.2)$$

donde  $a_i$  es la relación entre la potencia de la componente  $i$  con respecto a la potencia total  $P_x$ . En la ecuación (4.2), la suma de todos los  $a_i$  deberá ser la unidad:

$$\sum_i a_i = 1 \quad (4.3)$$

Cada una de las componentes estará orientada según un determinado ángulo. El ángulo formado por el vector de unión entre el detector y el punto  $x$  con respecto al vector de orientación de cada uno de los  $N$  emisores se denominará  $\theta_i$ . En la figura 4.3 se muestra un ejemplo de los ángulos  $\theta_i$  para 4 componentes.

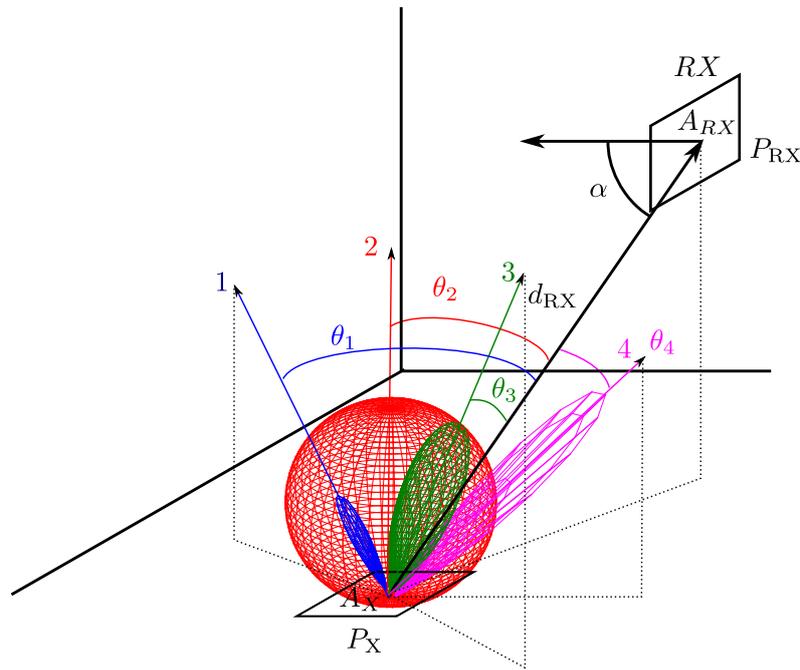


Figura 4.3: Ejemplo de  $\theta_i$  para 4 componentes.

Con este modelo cada material se modelaría con: una determinada reflexión  $\beta$ , un número de emisores  $N$  concretos, el parámetro  $a_i$  que sería la relación entre la potencia que emitiría cada uno de los “emisores”  $i$  con respecto de la potencia total  $P_x$ , su orientación y un diagrama de emisión caracterizado por el índice  $n_i$ .

Tras realizar las primeras pruebas experimentales para verificar la validez del modelo, se comprobó que para nuestra aplicación y muchas otras que no necesiten una precisión del segundo decimal, utilizar más de 3 componentes, no aportaba información relevante e incluso que la diferencia entre tener 2 o 3 componentes era mínima (en el peor caso, la máxima diferencia era del 5%). Por tanto, en la siguiente sección, 4.3, se propone y desarrolla el modelo final propuesto, compuesto por 2 componentes.

### 4.3 Modelo propuesto

Tras el análisis de las dos primeras aproximaciones, en esta sección se va a proponer un modelo de reflexión compuesto por dos componentes: una componente con un comportamiento tendiendo a una reflexión difusa caracterizado por un índice  $n$  bajo y una componente con un comportamiento tendiendo a una reflexión especular con índice  $n$  alto.

Partiendo de la potencia  $P_x$ , que es la potencia recibida en una determinada área  $A_x$  centrada en un punto  $x$ , el modelo de reflexión considerará que la potencia reflejada en la superficie centrada en dicho punto  $x$ , cuyo valor será  $P_x\beta$ , tendrá un patrón de emisión igual al que tendrían dos emisores independientes, uno con índice  $n$  bajo y el otro con índice  $n$  alto, situados en el mismo punto  $x$  pero con diferente orientación. La componente difusa estará orientada con respecto a la normal de la superficie de reflexión y emitirá una potencia  $a_d P_x\beta$  con un diagrama de emisión caracterizado por el valor de  $n_d$  (muy próximo a lo que sería una reflexión difusa pura). La componente especular estará orientada en un ángulo  $\gamma$  opuesto con respecto a la normal y en el mismo plano que el rayo incidente, con una potencia  $a_s P_x\beta$  y un diagrama de emisión caracterizado por  $n_s$ .

La figura 4.4 muestra un ejemplo de la reflexión en un determinado punto  $x$ . La componente difusa, en rojo, se muestra como una esfera. La componente especular se muestra en azul y la reflexión total se muestra con un degradado de cian a amarillo.

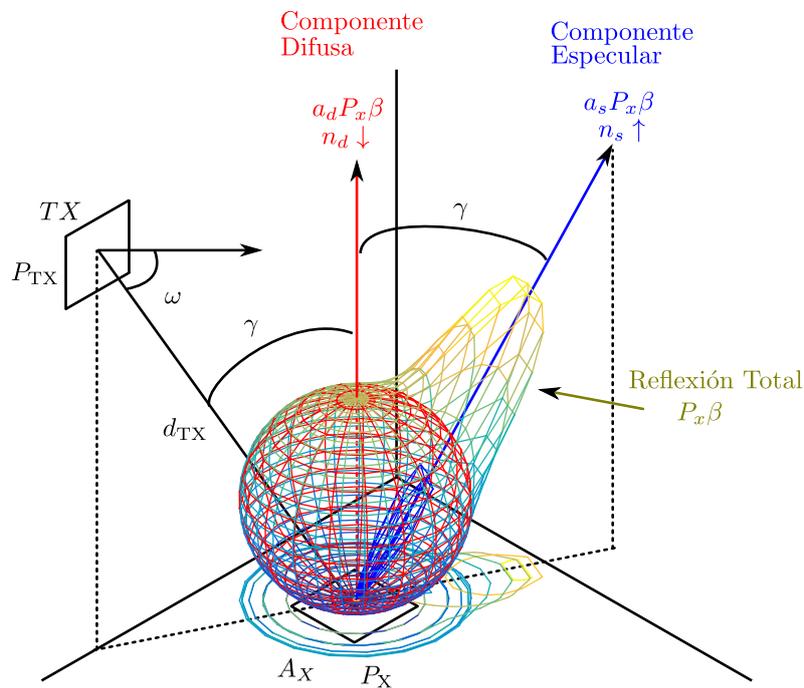


Figura 4.4: Reflection model.

A lo largo del trabajo, por simplicidad, se usará el término “componente difusa” para referirse a la componente de la reflexión que tendrá un comportamiento más similar al difuso y por tanto, tendrá un valor de  $n$  bajo. Análogamente, se denominará “componente especular” a la componente de la reflexión con un índice  $n$  elevado.

Por tanto, basándose en el esquema de la figura 4.1, la potencia que se refleja en una superficie, procedente de un emisor situado en un cierto ángulo de incidencia  $\gamma$  con respecto a la normal de dicha superficie, llega a un determinado detector situado en un ángulo  $\theta$  con respecto a la normal y con un ángulo  $\phi$  con respecto al rayo de máxima reflexión, a una distancia  $d_{RX}$  y con un área de receptor efectiva  $A_{RX}$  será la suma de las dos potencias correspondientes a las 2 componentes del modelo propuesto:

$$P(\gamma, \phi, \theta) = P_d(\gamma, \phi, \theta) + P_s(\gamma, \phi, \theta) \quad (4.4)$$

donde las potencias de la componente difusa y especular vienen dadas por las expresiones 4.5 y 4.6 respectivamente:

$$P_d(\gamma, \phi, \theta) = \left( \frac{n_d(\gamma) + 1}{2\pi} \right) a_d(\gamma) P_x \beta \cos^{n_d(\gamma)}(\theta) A_{\text{eff}} \frac{1}{d_{RX}^2} \quad (4.5)$$

$$P_s(\gamma, \phi, \theta) = \left( \frac{n_s(\gamma) + 1}{2\pi} \right) a_s(\gamma) P_x \beta \cos^{n_s(\gamma)}(\phi) A_{\text{eff}} \frac{1}{d_{RX}^2} \quad (4.6)$$

Por tanto la expresión completa de la potencia será:

$$P(\gamma, \phi, \theta) = \left[ a_d(\gamma) \left( \frac{n_d(\gamma)+1}{2\pi} \right) \cos^{n_d(\gamma)}(\theta) + a_s(\gamma) \left( \frac{n_s(\gamma)+1}{2\pi} \right) \cos^{n_s(\gamma)}(\phi) \right] A_{\text{eff}} \frac{1}{d_{RX}^2} P_x \beta \quad (4.7)$$

donde  $A_{\text{eff}}$  es el área efectiva del receptor que se puede expresar como  $A_{\text{eff}} = A_{RX} \cos(\alpha)$ , siendo  $A_{RX}$  el área del receptor y  $\alpha$  el ángulo que forma el rayo incidente en el detector con respecto a la normal de su superficie.

Dado que la suma de las potencias con la que emiten la componente difusa y la componente especular debe ser igual a la potencia total que se refleja en la superficie, se tiene que cumplir que:

$$a_d(\gamma) + a_s(\gamma) = 1 \quad (4.8)$$

Un ejemplo de reflexión con estas dos componentes, para ilustrar las explicaciones posteriores, se muestra en la figura 4.5. El emisor estaría situado en un ángulo  $\gamma = 330^\circ$ . La componente difusa, en color rojo, estaría orientada con respecto a la normal de la superficie, en este caso en  $0^\circ$  y con un diagrama de emisión amplio caracterizado por un índice  $n$  bajo. La componente especular, en color verde, estaría orientada en  $30^\circ$  (simétrico a la emisión respecto a la normal de la superficie) y tendría un diagrama de emisión más estrecho con un índice  $n$  más elevado. En azul se mostraría el diagrama de reflexión completo formado por la aportación de las dos componentes.

Los parámetros de la expresión 4.7 que permanecen constantes para distintos materiales son el área efectiva del sensor  $A_{\text{eff}}$ , la distancia entre el material y el detector  $d_{RX}$  y la potencia  $P_x$  que llega al material situado en el punto  $x$ . Por tanto, los términos distintos de un material a otro serán: las componentes de potencia difusa y especular ( $a_d$  y  $a_s$  respectivamente), así como sus correspondientes índices  $n$  de emisión ( $n_d$  y  $n_s$ ) y la reflexión

específica del material ( $\beta$ ).

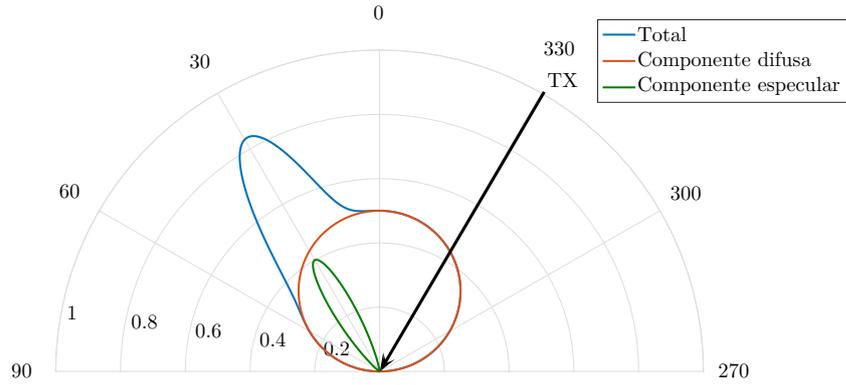


Figura 4.5: Ilustración de un ejemplo de patrón de emisión con dos componentes en un plano.

Llegados a este punto podría pensarse que el modelo que se propone en este trabajo es muy similar al modelo Phong, pero hay varias diferencias importantes. En primer lugar, el modelo Phong considera la componente difusa con valor del índice  $n_d$  igual a 1, a diferencia de nuestra propuesta de modelo de reflexión que propone una componente  $n_d$  con un valor, en principio bajo, que no está fijado y será distinto de un material a otro. Esto permite que el modelo propuesto se ajuste con fidelidad a los diferentes materiales. Sin embargo, la diferencia principal de esta propuesta y el modelo Phong es que nuestro modelo considera que los parámetros  $a_d$ ,  $a_s$ ,  $n_d$  y  $n_s$  varían en función del ángulo de incidencia, que es el comportamiento que se observa en las reflexiones reales y se puede ver al realizar medidas experimentales. Por lo tanto, este último modelo se ajusta mejor al comportamiento real de las distintas reflexiones en el entorno. Por otro lado, se debe caracterizar una nueva función para ajustar estos parámetros a los diferentes ángulos de incidencia.

Una aproximación simple para tal función se muestra en (4.9):

$$z = u_z \cos^{v_z}(\gamma) \quad (4.9)$$

donde  $z$  sería el nombre de cada uno de los parámetros, y  $u_z$  y  $v_z$  serían los coeficientes que habría que ajustar.

Las ecuaciones de los parámetros  $a_d$ ,  $a_s$ ,  $n_d$  y  $n_s$  quedarían como:

$$a_s = u_{as} \cos^{v_{as}}(\gamma) \quad (4.10)$$

$$a_d = 1 - a_s = 1 - u_{as} \cos^{v_{as}}(\gamma) \quad (4.11)$$

$$n_d = u_{nd} \cos^{v_{nd}}(\gamma) \quad (4.12)$$

$$n_s = u_{ns} \cos^{v_{ns}}(\gamma) \quad (4.13)$$

Así, la ecuación del modelo de reflexión en función del ángulo de incidencia  $\gamma$  viene

dada por la expresión 4.14:

$$P(\gamma, \phi, \theta) = [p_d(\gamma, \theta) + p_s(\gamma, \phi)] K \quad (4.14)$$

donde los términos  $p_d$  y  $p_s$  siguen las expresiones 4.15 y 4.16 respectivamente:

$$p_d(\gamma, \theta) = (1 - u_{as} \cos^{v_{as}}(\gamma)) \left( \frac{u_{nd} \cos^{v_{nd}}(\gamma) + 1}{2\pi} \right) \cos^{u_{nd} \cos^{v_{nd}}(\gamma)}(\theta) \quad (4.15)$$

$$p_s(\gamma, \phi) = u_{as} \cos^{v_{as}}(\gamma) \left( \frac{u_{ns} \cos^{v_{ns}}(\gamma) + 1}{2\pi} \right) \cos^{u_{ns} \cos^{v_{ns}}(\gamma)}(\phi) \quad (4.16)$$

El último término  $K$  representa a los parámetros que son iguales para la componente difusa y especular, correspondientes a la siguiente expresión de la ecuación original del modelo:

$$K = A_{\text{eff}} \frac{1}{d_{\text{RX}}^2} P_x \beta \quad (4.17)$$

donde todos los términos son constantes para los distintos ángulos.

Cabe destacar que el término  $K$  de la expresión del modelo de reflexión propuesto, se usa para poder ajustar los distintos parámetros del modelo sin tener en cuenta los valores de potencia emitida ( $P_{\text{TX}}$ ), área efectiva del detector ( $A_{\text{eff}}$ ) y distancia entre el punto de reflexión y el detector ( $d_{\text{RX}}$ ).

A la hora de usar el modelo de reflexión se usará el término  $K$  para obtener el valor de la reflexión específica del material  $\beta$  ya que, en principio, los valores de potencia emitida  $P_{\text{TX}}$ , y por tanto  $P_x$ , son conocidos y los demás parámetros como áreas y distancias se pueden medir con suficiente precisión.

Se podría sustituir en la expresión 4.14 el término  $K$  por los valores concretos de área efectiva,  $P_x$ , y  $d_{\text{RX}}$  y dejar únicamente el parámetro  $\beta$ . En este trabajo se va a optar por usar el término  $K$ , ya que permite obtener el resto de parámetros independientemente de  $A_{\text{eff}}$ ,  $P_x$ , y  $d_{\text{RX}}$ . Más adelante, cuando se aplique el modelo de reflexión, se despejará el término  $\beta$  y se sustituirá  $K$  por los valores concretos de  $A_{\text{eff}}$ ,  $P_x$ , y  $d_{\text{RX}}$ .

El modelo de reflexión propuesto considera que el diagrama de reflexión en un material será la suma de los diagramas en 3D de la componente difusa más la componente especular. Los diagramas en 3D de cada componente son simétricos de revolución con respecto a su orientación. En el caso de la componente difusa, será simétrico de revolución con respecto al vector superficie del material, en el caso de la componente especular será simétrico de revolución con respecto a la orientación del rayo de máxima reflexión. En la figura 4.6 se puede observar los diagramas de reflexión en 3D del mismo ejemplo mostrado en la figura 4.5.

Por tanto, en la expresión final se puede observar que hay 7 coeficientes distintos e independientes:  $u_{as}$ ,  $v_{as}$ ,  $u_{nd}$ ,  $v_{nd}$ ,  $u_{ns}$ ,  $v_{ns}$ ,  $k$ ; que es necesario obtener a partir de medidas experimentales y algún método de optimización o ajuste.

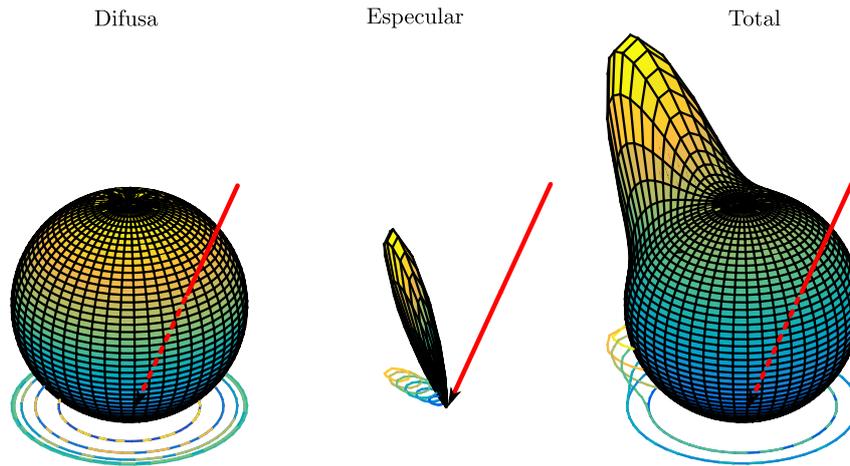


Figura 4.6: Ilustración de un ejemplo de patrón de emisión en 3D con dos componentes.

### 4.3.1 Limitaciones del modelo de reflexión propuesto

Tras realizar las primeras mediciones experimentales se observó que el parámetro de reflexión  $\beta$  depende del ángulo de incidencia y no es constante. No obstante, para ángulos de incidencia menores de 70 grados se puede aproximar con gran exactitud a una constante. Para poder observar este hecho, en la figura 4.7 se muestra el parámetro  $K$  en función del ángulo de incidencia para tres materiales que se van a analizar a lo largo del trabajo, dado que están muy presentes en los entornos habituales: una baldosa de terrazo, una plancha de cartón pluma y una placa de escayola. Para obtener el valor del parámetro  $K$  en función del ángulo de incidencia se deben ajustar los parámetros  $a_d$ ,  $a_s$ ,  $n_d$ ,  $n_s$  y  $K$  a partir de las medidas experimentales de  $P(\gamma, \phi, \theta)$  en función de  $\theta$  para cada ángulo de incidencia por separado.

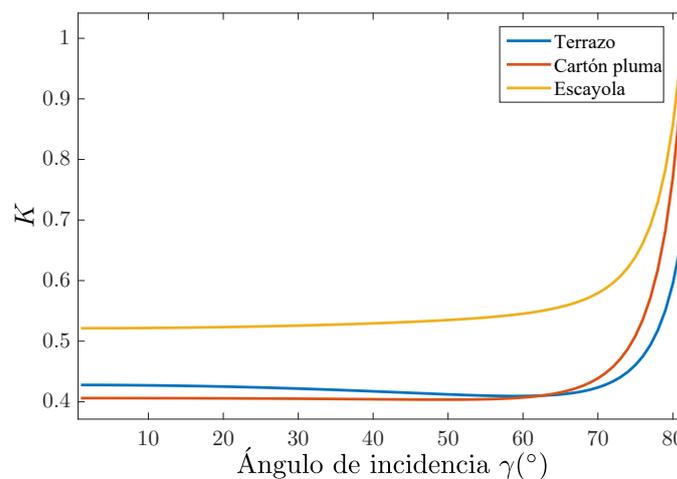


Figura 4.7: Parámetro  $K$  en función del ángulo de incidencia.

Debido a que el valor de  $K$  se corresponde con  $A_{\text{eff}} \frac{1}{d_{\text{RX}}} P_x \beta$ , la variación de dicho parámetro  $K$  con el ángulo de incidencia se debe únicamente al factor de reflexión  $\beta$ , ya que es el único elemento que puede variar con el ángulo de incidencia.

Por tanto, el modelo de reflexión propuesto es válido para ángulos de incidencia menores de 70 grados. Esto no quiere decir que no se pueda usar para ángulos de incidencia mayores, pero el comportamiento no se ajustará completamente al modelo.

## 4.4 Metodología para la obtención de los valores de los coeficientes

Para poder encontrar el valor de los distintos coeficientes que forman el modelo de reflexión es necesario realizar una serie de medidas experimentales, para lo cual se necesita disponer de los instrumentos de medida adecuados. En esta sección se va a mostrar, en primer lugar, el instrumento para la toma de las medidas empíricas y, posteriormente, se mostrarán las medidas obtenidas.

### 4.4.1 Herramienta y procedimiento para la toma de datos

A continuación, se van a detallar las principales características que debe tener la herramienta de medida, así como una descripción de los instrumentos utilizados.

Las características que debe tener la herramienta para realizar las medidas experimentales son:

- Movimiento del emisor y del detector de 180 grados sobre un mismo plano. Se tiene que conseguir que el emisor y el detector siempre “apunten” al mismo punto del material, independientemente del ángulo.
- El emisor debe tener un spot lo suficientemente estrecho para poder suponer que la potencia recibida en el material pueda luego considerarse como un emisor puntual.

El esquema de la herramienta utilizada se puede ver en la figura 4.8.

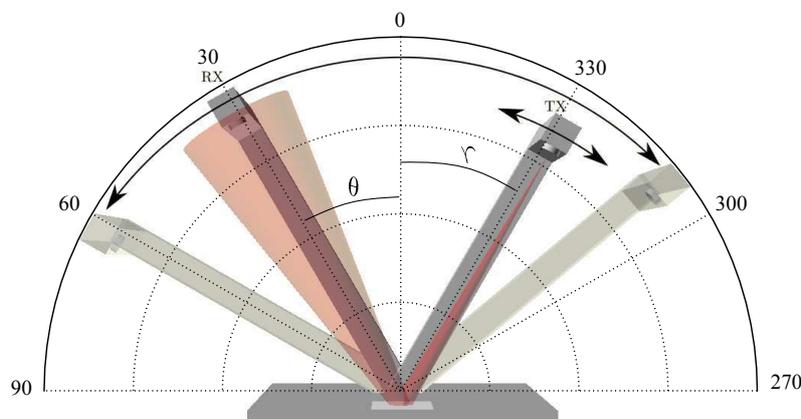


Figura 4.8: Esquema de la herramienta de medida usada.

La muestra de material a analizar deberá colocarse exactamente a la altura del eje de rotación del emisor y el detector. Con esto se consigue tener el mismo sistema de referencia para todos los ángulos.

En nuestro caso la herramienta se ha fabricado con la estabilidad necesaria para poder tomar las medidas correctamente. Se han colocado tanto el emisor y el detector a una distancia aproximada de un metro sobre el material a analizar. Esto se ha realizado para que la detección pueda considerarse plana y para obtener una buena precisión en la medida de los ángulos, ya que cuanto mayor sea el radio de giro menos error se comete en la medida del ángulo.

La herramienta tiene el aspecto mostrado en la figura 4.9.

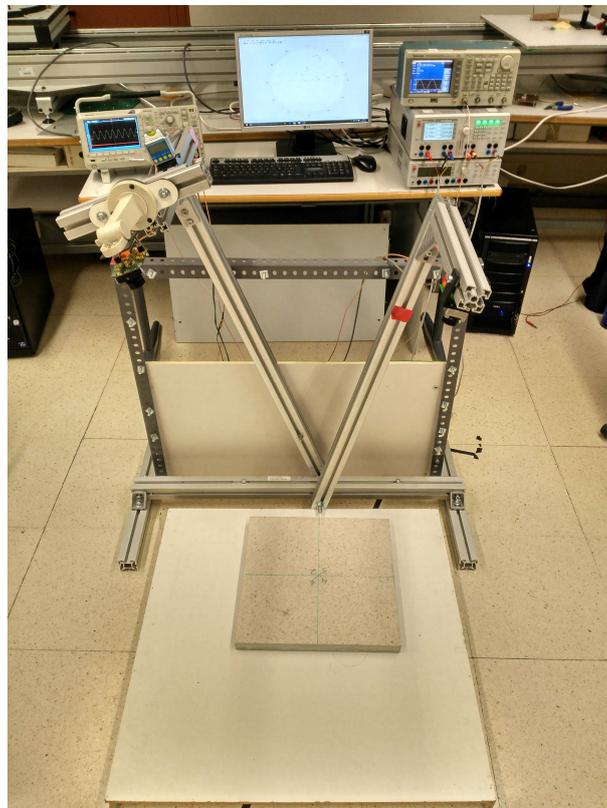


Figura 4.9: Herramienta de medida utilizada durante el proyecto.

El procedimiento para la obtención de las medidas experimentales que posteriormente sirvan para obtener los valores de los parámetros del modelo se describe a continuación.

En este caso, el emisor emitirá una señal óptica modulada sinusoidalmente a una frecuencia de 8 MHz. El detector recibirá la señal reflejada por el material a analizar y generará a su salida una tensión proporcional a la señal obtenida. La tensión de salida del detector será capturada con un osciloscopio. El osciloscopio realizará internamente una FFT de la señal y devolverá el valor rms de la componente de 8 MHz al PC. Para compensar en lo posible el ruido, ya que se puede considerar ruido blanco gaussiano con media cero, en cada posición del detector se adquirirá la señal durante un periodo de

tiempo suficientemente alto, con lo que se consigue promediar el valor rms de la señal.

Las medidas que se van a utilizar en las siguientes secciones para obtener el valor de los parámetros del modelo se corresponden al valor rms que devuelve el osciloscopio. Dado que la potencia óptica que llega al sensor se convierte a corriente a partir de la responsividad del detector con unidades de  $[A/W]$ , y después esta corriente se pasa a tensión con una serie de amplificadores lineales en la tarjeta detectora, se puede considerar que la tensión rms que se obtiene está directamente relacionada con la potencia óptica que llega al sensor multiplicada por una constante, que dependerá de la responsividad, y la ganancia de los amplificadores. Por ello, se va a hablar en las secciones posteriores en todo momento de potencia cuando en realidad lo que se obtiene del detector es un valor rms de tensión proporcional a la potencia recibida.

Con la herramienta de medida descrita se va a calcular el valor de potencia óptica que recibe el detector para un rango de ángulos de incidencia ( $\gamma$ ) que van de  $-10$  a  $-60$  grados en pasos de 10 grados. Para cada uno de los ángulos de incidencia se va a realizar un barrido de medidas en  $\theta$  desde  $-80$  a  $80$  grados con una separación no equidistante, cogiendo más valores en los ángulos más relevantes, que según el modelo propuesto se sitúan en ángulos cercanos a  $-\gamma$ , y cogiendo menos valores en el resto. Debido a que el parámetro  $K$  para  $|\theta|$  superiores a 70 grados no es constante, el modelo no se ajustará perfectamente a las medidas realizadas por encima de ese valor.

#### 4.4.2 Datos obtenidos en las medidas experimentales

En este trabajo se va a exponer el análisis de tres materiales: terrazo del utilizado en el suelo, una plancha de cartón pluma (foam) y una placa de escayola de las utilizadas para cubrir el techo en muchos espacios interiores habituales. En la figura 4.10 se pueden ver los materiales analizados.



Figura 4.10: Ilustración de los materiales que se han analizado a lo largo del trabajo.

En las figuras 4.11, 4.12 y 4.13 se muestran, en coordenadas polares (izquierda) y en representación en 3D (derecha), los valores medidos de  $P(\gamma, \phi, \theta)$  en función del ángulo  $\theta$ , para los distintos valores de ángulo de incidencia  $\gamma$ , para los tres materiales.

En el diagrama polar se representan en un color y marcador diferente cada una de las curvas de  $P(\gamma, \phi, \theta)$  para los distintos ángulos de incidencia. El marcador muestra el punto exacto donde se adquirió la medida.

En el diagrama 3D se representa  $P(\gamma, \phi, \theta)$  en función de los ángulos  $\theta$  y  $\gamma$ . Dado que las medidas se realizaron con los ángulos de incidencia y recepción en el mismo plano, el ángulo  $\phi$  se puede calcular como  $\phi = -\gamma - \theta$ .

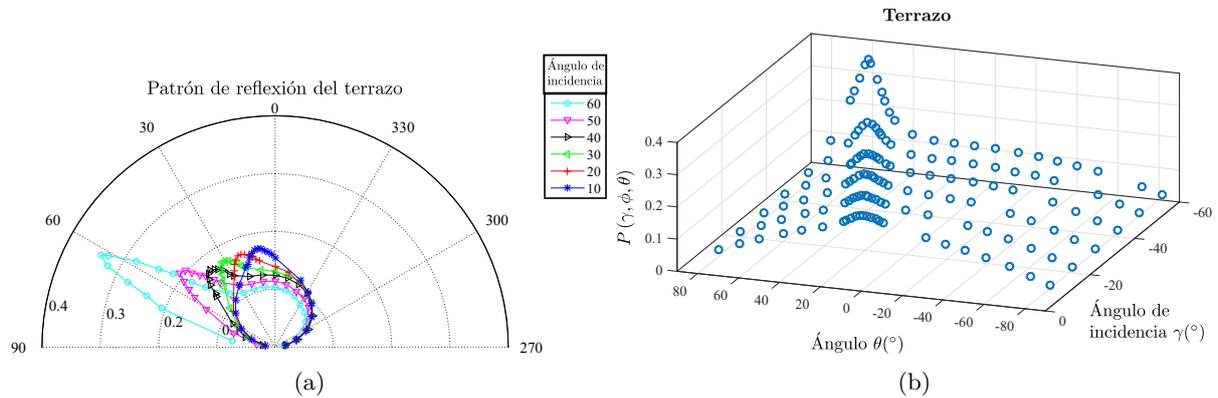


Figura 4.11: Medidas experimentales de  $P(\gamma, \phi, \theta)$  en función de  $\theta$  para distintos valores de  $\gamma$  para el terrazo. a) coordenadas polares, b) representación en 3D.

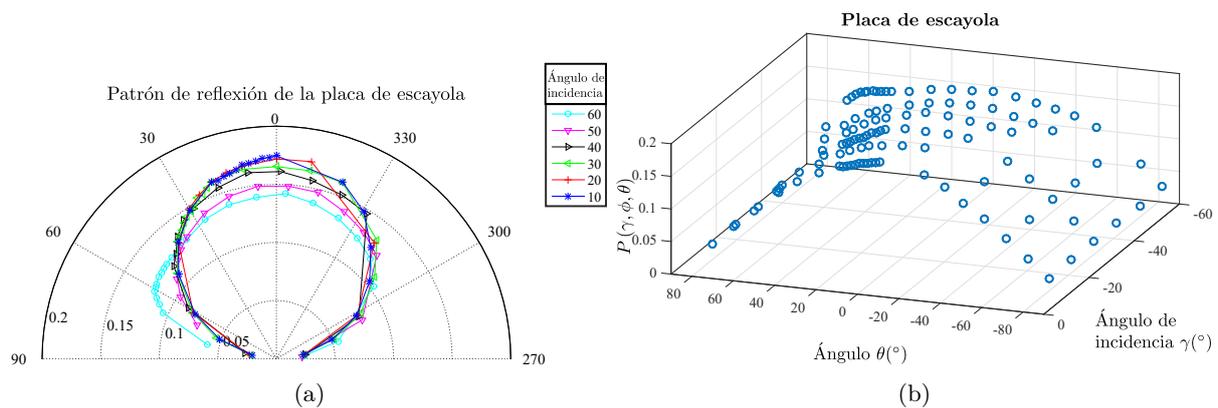


Figura 4.12: Medidas experimentales de  $P(\gamma, \phi, \theta)$  en función de  $\theta$  para distintos valores de  $\gamma$  para la placa de escayola. a) coordenadas polares, b) representación en 3D.

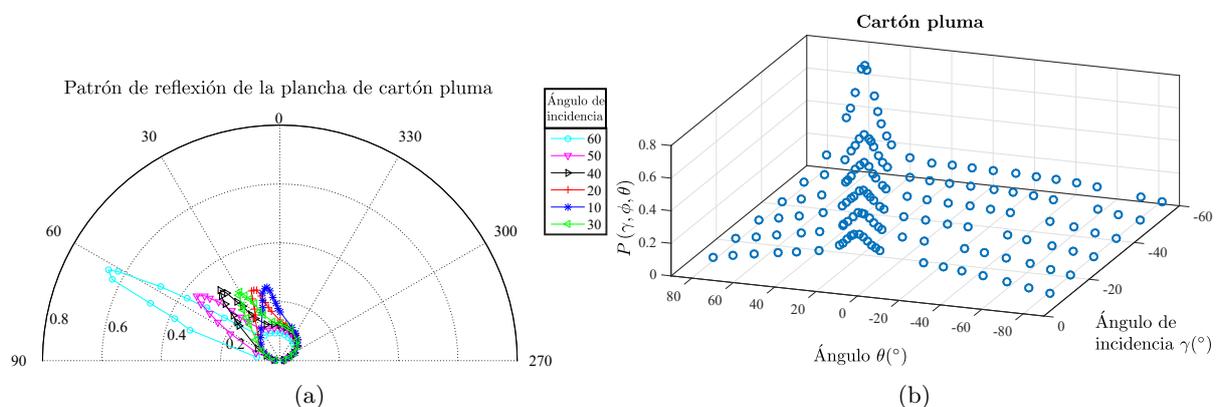


Figura 4.13: Medidas experimentales de  $P(\gamma, \phi, \theta)$  en función de  $\theta$  para distintos valores de  $\gamma$  para el cartón pluma. a) coordenadas polares, b) representación en 3D.

En el caso de las medidas obtenidas para el terrazo y la placa de cartón pluma se puede observar cómo el diagrama de reflexión está compuesto por al menos dos componentes. Por ejemplo, en las figuras 4.11a y 4.13a, para cada ángulo de incidencia, se ve claramente cómo hay una componente con un diagrama más próximo a un diagrama lambertiano y otra componente más especular con un diagrama más estrecho centrado en un ángulo igual a  $-\gamma$  que se suma a la anterior. Se puede ver que el comportamiento es similar al mostrado en la figura 4.5, donde se representó un ejemplo de diagrama de reflexión con dos componentes, obtenido con datos teóricos a partir de la propuesta de modelo de reflexión que se está planteando en este trabajo.

Se observa a simple vista cómo el reparto de potencias entre la componente difusa y especular varía con el ángulo de incidencia. Según aumenta el ángulo de incidencia (en valor absoluto), la potencia de la componente especular va aumentando y por tanto la potencia de la componente difusa disminuye. También se observa cómo al aumentar el ángulo de incidencia, el diagrama de emisión difuso es más ancho (índice  $n_d$  más bajo) y por el contrario el diagrama especular se va estrechando (índice  $n_s$  más alta).

En el caso del diagrama de reflexión para la placa de escayola se puede ver que, a diferencia del material del terrazo y cartón pluma mostrado, presenta a simple vista una única componente. Se puede ver cómo para valores de ángulo de incidencia menores de 60 grados (en valores absolutos), los diagramas de reflexión tienen un comportamiento similar al lambertiano. También se puede observar, al igual que sucedía con el terrazo, que la potencia de la componente más difusa va disminuyendo según aumenta el ángulo de incidencia. En este caso el modelo propuesto daría valores muy pequeños a la potencia de la componente más especular, dando más importancia a la componente más difusa. Por último, se observa que para el valor de ángulo de incidencia -60 grados empieza a aparecer la componente más especular.

#### 4.4.3 Método propuesto para obtener el valor de los coeficientes

El valor de los 7 parámetros del modelo de reflexión se obtiene ajustando el valor de dichos parámetros de la ecuación 4.14 a las medidas experimentales.

El error entre el modelo ajustado y el comportamiento real de la reflexión dependerá tanto del número de medidas elegidas como de los ángulos donde se obtengan dichas medidas. Por tanto, es necesario establecer un método que permita obtener el valor de los parámetros del modelo de reflexión. El método debe conseguir, con el mínimo número de medidas posibles, el menor error entre el modelo y la realidad.

Para determinar cuántas medidas y en qué ángulos de incidencia y recepción hay que cogerlas, se van a usar algoritmos genéticos. Con los algoritmos genéticos se va a buscar cuáles de las medidas disponibles minimizan el número de puntos usados en el ajuste y el error entre el modelo ajustado con esos puntos y todas las medidas experimentales. Por

tanto, las variables a minimizar serán el número de medidas  $N$ , y el valor de  $1 - R^2$ , siendo  $R^2$  el coeficiente de determinación R-Square entre la curva ajustada con los  $N$  puntos y todas las medidas experimentales.

En la figura 4.14 se muestra el frente de pareto para los materiales utilizados en los experimentos.

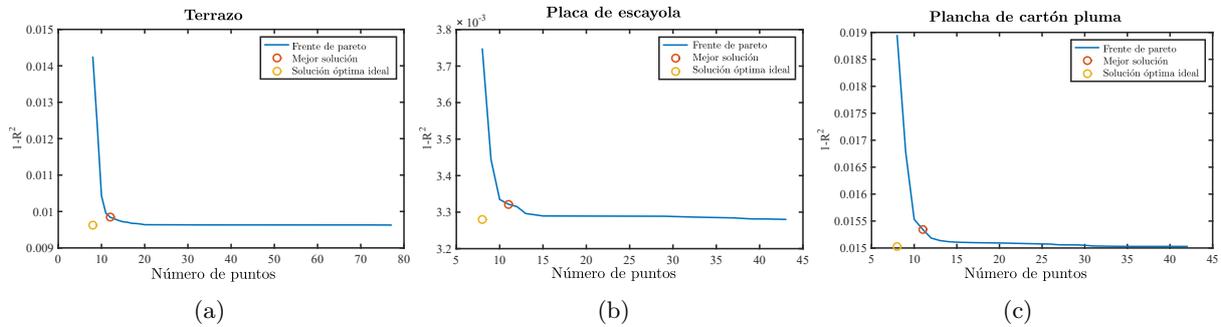


Figura 4.14: Frente de pareto para los tres materiales. a) Terrazo , b) placa de escayola y c) cartón pluma.

En el eje  $x$  se muestra el número de puntos usados en el ajuste y en el eje  $y$  se representa  $1 - R^2$ . En color naranja se muestra el punto ideal que se corresponde con el mejor ajuste y con el menor número de puntos. Este punto no es una solución posible, por tanto, en color rojo se muestra el punto más cercano al ideal y que se considerará como la mejor solución posible.

El número óptimo de medidas se sitúa en 11 puntos para la placa de escayola y el cartón pluma y en 12 puntos para el terrazo. Como se quiere llegar a un método general para los distintos materiales se va a optar por escoger en todos 12 puntos. Cabe destacar que es más importante escoger correctamente esos puntos que el número de puntos en sí. Con los datos con los que se está trabajando se llegó al resultado mostrado en la figura 4.15, en el que se muestran donde se sitúan los 12 puntos óptimos para los 3 materiales. En el eje  $x$  se muestra el ángulo de incidencia  $\gamma$  y en el eje  $y$  se muestra el ángulo de receptor  $\theta$ . Los puntos óptimos se situarán únicamente en los ángulos en los que se disponen medidas.

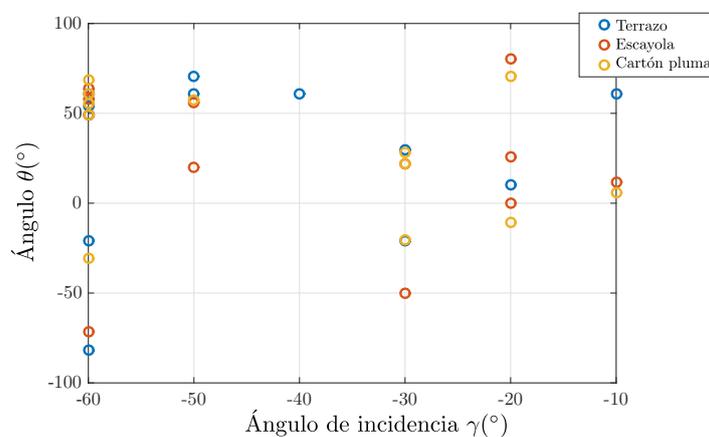


Figura 4.15: Situación de los 12 puntos para los 3 materiales.

Como se puede observar en la figura 4.15, los 12 puntos están situados en distintos lugares para cada uno de los tres materiales. Aún así, se puede ver cómo los puntos óptimos se reparten para los distintos ángulos de incidencia y para cada uno de estos ángulos de incidencia se cogen más puntos en ángulos  $\theta$  situados en valores donde es máxima la reflexión, es decir, en  $\theta$  cercanos a  $-\gamma$ .

Partiendo de las soluciones obtenidas aplicando algoritmos genéticos se va a proponer un método para obtener los valores de los parámetros del modelo que será válido para la mayor parte de los materiales, en el que únicamente sea necesario tomar 12 medidas en determinados ángulos. El método es el siguiente:

- Elegir tres ángulos de incidencia separados entre sí.

$$\gamma_1, \gamma_2 \text{ y } \gamma_3 \text{ tales que } \gamma_1 < \gamma_2 < \gamma_3 \quad (4.18)$$

- Obtener la medición de la potencia recibida en cinco puntos diferentes para los ángulos extremos (min  $\gamma_1$  y Max  $\gamma_3$ ).

$$\theta_{m1}, \theta_{m2}, \theta_{m3}, \theta_{m4} \text{ y } \theta_{m5} \quad (4.19)$$

$$\theta_{M1}, \theta_{M2}, \theta_{M3}, \theta_{M4} \text{ y } \theta_{M5} \quad (4.20)$$

- Obtener dos medidas para el valor central de los ángulos de incidencia.

$$\theta_{c1} \text{ y } \theta_{c2} \quad (4.21)$$

Las mediciones de la potencia recibida se realizan utilizando los siguientes criterios:

- Para los ángulos de incidencia máximo y mínimo, se deben seleccionar 5 ángulos  $\theta$  diferentes.
  - Un ángulo debe ser igual al valor opuesto del ángulo de incidencia  $-\gamma$ , para detectar el valor de pico de la componente especular:

$$\theta_{m1} = -\gamma_1 \quad (4.22)$$

$$\theta_{M1} = -\gamma_3 \quad (4.23)$$

- Otros dos ángulos deben estar separados del primero por  $\pm 10$  grados, para detectar/modelar el ancho de la componente especular.

$$\theta_{m2}, \theta_{m3} = \theta_{m1} \pm 10^\circ \quad (4.24)$$

$$\theta_{M2}, \theta_{M3} = \theta_{M1} \pm 10^\circ \quad (4.25)$$

- Los dos últimos ángulos  $\theta$  deben ser escogidos de manera que estén distantes del primero, por ejemplo, una diferencia de 60 grados. En el caso de que uno de estos

valores supere el valor máximo que la herramienta puede fijar para el ángulo  $\theta$ , se debe seleccionar el valor del ángulo extremo. Con estos ángulos distantes se podrá ajustar mejor la componente difusa.

$$\theta_{m4}, \theta_{m5} = \theta_{m1} \pm 60^\circ \quad (4.26)$$

$$\theta_{M4}, \theta_{M5} = \theta_{M1} \pm 60^\circ \quad (4.27)$$

- Para el ángulo de incidencia central se deben establecer dos ángulos diferentes de  $\theta$  distantes de la orientación de la componente especular (por ejemplo, 20 grados).

$$\theta_{c1} = \gamma_2 + 20^\circ \quad (4.28)$$

$$\theta_{c2} = -\gamma_2 + 20^\circ \quad (4.29)$$

Cabe destacar que con este método se consiguen precisiones un poco peores a las obtenidas usando los puntos óptimos determinados a partir de algoritmos genéticos. Sin embargo, permite que únicamente con 12 medidas y empleando siempre el mismo procedimiento se pueda obtener un modelo preciso de reflexión para los distintos materiales.

## 4.5 Resultados y ajuste del método propuesto

En esta sección, se describe cómo se ajusta el modelo de reflexión propuesto a las mediciones experimentales. Para ello, se va a obtener el valor de los coeficientes del modelo siguiendo el procedimiento de 12 puntos descrito anteriormente. A continuación, se compararán estos resultados con los obtenidos al utilizar un número mayor de puntos para determinar los valores de los parámetros del modelo. Finalmente se comparará el modelo de reflexión propuesto con otros modelos del estado del arte.

### 4.5.1 Resultados del método propuesto

Se parte de un total de 132 medidas experimentales para el terrazo y el cartón pluma y un total de 102 medidas para la placa de escayola con 6 ángulos de incidencia entre  $-10$  y  $-60$  grados. Para cada ángulo de incidencia, hay un total de 22 o 17 ángulos  $\theta$  entre  $-70$  y  $70$  grados. Dado que la placa de escayola es un material más uniforme, hay un número menor de medidas experimentales.

En la tabla 4.1 se muestran los diferentes ángulos  $\gamma$  y  $\theta$  elegidos para llevar a cabo la obtención de los valores de los parámetros.

A lo largo de la sección se van a mostrar los resultados relativos al terrazo y la placa de escayola. Con los resultados de ambos materiales se puede ver cómo el modelo se ajusta tanto a materiales cuya reflexión está claramente compuesta por dos componentes (terrazo) como a materiales cuya reflexión está compuesta, principalmente, por una componente

(placa de escayola). No se muestran los resultados gráficos del cartón pluma porque son muy similares a los resultados del terrazo.

Tabla 4.1: Ángulos  $\theta$  y  $\gamma$  elegidos para realizar el ajuste del modelo con 12 puntos.

Ángulo de incidencia $\gamma$ (°)	Ángulo $\theta$ (°)				
-20	20	10	30	-40	70
-40	-20	60			
-60	60	50	70	0	-70

En la figura 4.16 se representa, mediante una superficie, el modelo de reflexión ajustado (4.14) en función del ángulo  $\theta$  y  $\gamma$ . Para realizar el ajuste del modelo se han utilizado las medidas de potencia obtenidas en los ángulos mostrados en la tabla 4.1. Dichas medidas se muestran en la figura con círculos verdes. Con cruces rojas se muestran todos los datos obtenidos de las medidas experimentales que no han sido usados para el cálculo de los coeficientes del modelo (se representan para comparar el modelo de reflexión con los valores reales medidos).

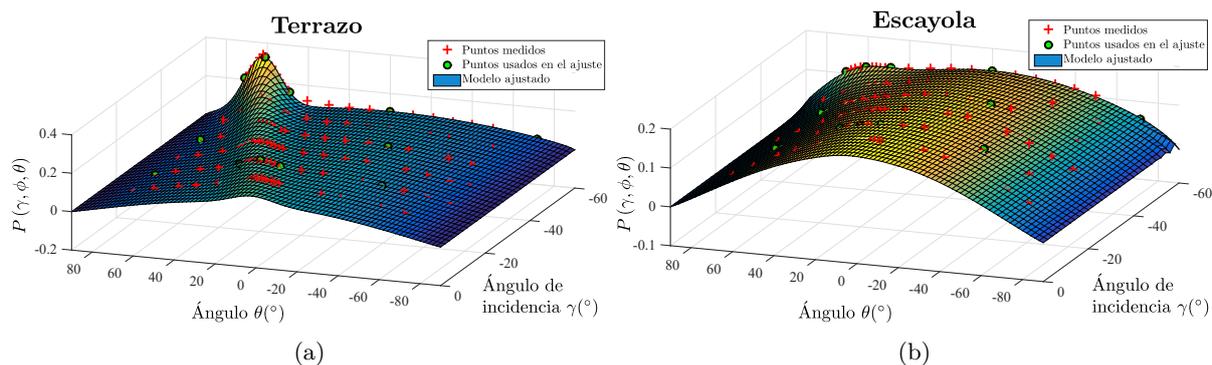


Figura 4.16: Representación 3D de  $P(\gamma, \phi, \theta)$  en función de  $\gamma$  y  $\theta$ . a) terrazo, b) placa de escayola.

Se puede observar cómo el modelo de reflexión se ajusta a los valores de las medidas experimentales en dos materiales con un comportamiento tan distinto como son el terrazo y una placa de escayola. Para observar con más detalle el ajuste, en la figura 4.17 se muestran los residuos entre el modelo de reflexión ajustado con el método propuesto y los valores de las medidas experimentales mostrados en la figura 4.16 con cruces rojas.

Para tener una referencia de la importancia o cómo de grandes son los residuos, en la figura 4.18 se muestran los mismos residuos, pero ahora en valor relativo. Los residuos relativos se han obtenido de la diferencia entre el modelo de reflexión y las medidas experimentales dividido por el valor de la medida experimental.

En la figura 4.19 se muestra el histograma de los residuos para observar el rango de errores entre el modelo de reflexión propuesto y los valores medidos.

Se observa en la figura 4.19 que para el terrazo la mayor parte de los residuos se sitúan por debajo del 8%. En el caso de la placa de escayola los residuos son menores estando todos por debajo 5%.

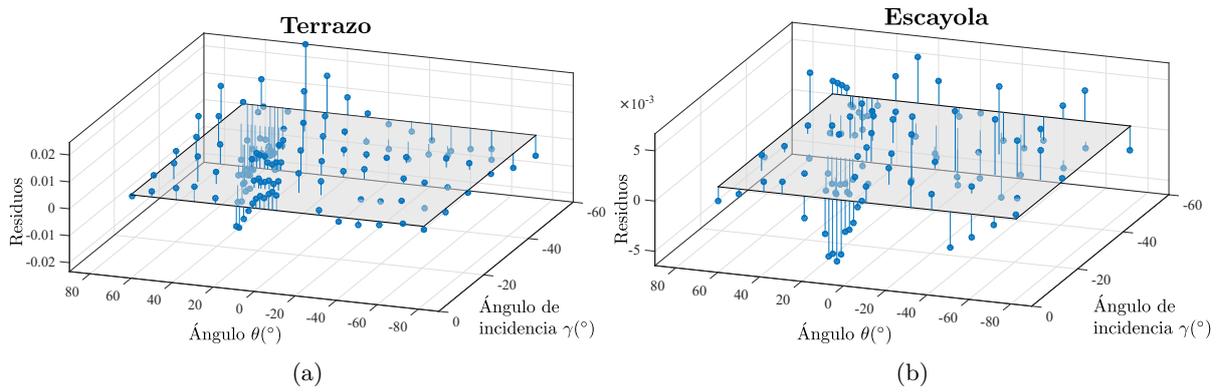


Figura 4.17: Representación 3D de los residuos del modelo obtenido con respecto a los puntos medidos. a) terrazo, b) placa de escayola.

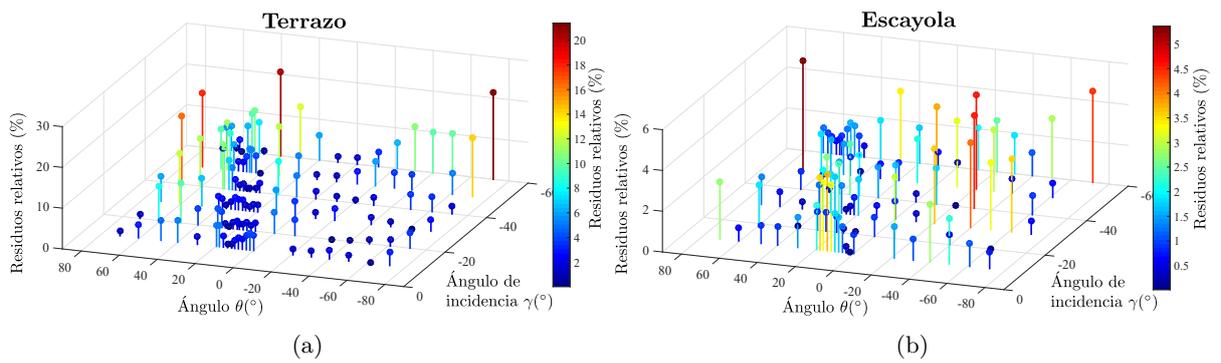


Figura 4.18: Representación 3D de los residuos relativos del modelo obtenido con respecto a los puntos medidos. a) terrazo, b) placa de escayola.

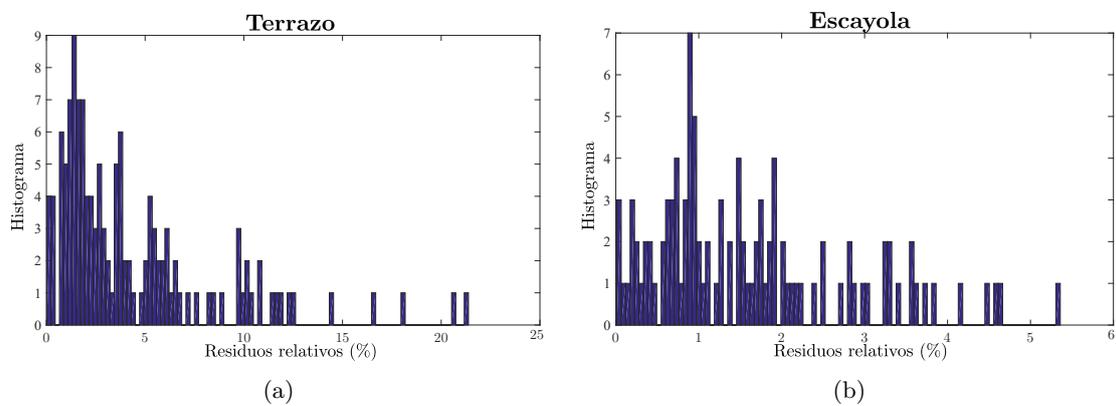


Figura 4.19: Histograma de los residuos relativos. a) terrazo, b) placa de escayola.

En la tabla 4.2 se muestra el valor de ajuste R-square y el error cuadrático medio (MSE) y su raíz cuadrada (RMSE).

Tabla 4.2: Ajuste del modelo de  $P(\gamma, \phi, \theta)$  para los tres materiales.

Material	R-Square	RMSE	MSE
Terrazo	0.9831	0.0074	$5,4346 \cdot 10^{-5}$
Placa de escayola	0.9928	0.0026	$7,0095 \cdot 10^{-6}$
Cartón pluma	0.9742	0.0188	$3,5177 \cdot 10^{-4}$

Para finalizar, en la tabla 4.3 se muestra el valor de los parámetros del modelo de reflexión para los 3 materiales mostrados en este trabajo.

Tabla 4.3: Parámetros de reflexión obtenidos de forma empírica para cada uno de los diferentes materiales.

Material	$u_{as}$	$v_{as}$	$u_{nd}$	$v_{nd}$	$u_{ns}$	$v_{ns}$	$K$
Terrazo (suelo)	$1,713 \times 10^{-2}$	-2.379	1.021	0.428	34.55	-0.377	0.414
Placa de escayola (techo)	$0,128 \times 10^{-2}$	-4.911	1.083	0.463	33.41	1.382	0.521
Cartón pluma (paredes)	$1,742 \times 10^{-2}$	-3.103	1.457	1.005	102.1	0.731	0.388

Como se ha indicado anteriormente, los valores de los parámetros del modelo de reflexión se obtienen a partir de 12 medidas experimentales cada una de las cuales consta de tres ángulos  $\theta$ ,  $\gamma$  y  $\phi$ , y un valor de potencia medido correspondiente a esta configuración de ángulos. Aplicando algoritmos de optimización se pueden obtener los valores de los siete parámetros que mejor se ajustan a la ecuación del modelo (Ecuación (4.14)) para estas medidas experimentales.

#### 4.5.2 Comparación de los resultados obtenidos utilizando un número diferente de puntos para determinar los parámetros del modelo

En esta sección se va a mostrar el ajuste entre el modelo de reflexión y las medidas experimentales obteniendo los valores de los parámetros por tres métodos distintos. Los métodos se difieren unos de otros por las medidas que se usan en el ajuste:

- Método A. Usando todas las medidas experimentales disponibles. En este caso se ha usado un set de 132 medidas para el terrazo y el cartón pluma y un set de 102 medidas para la placa de escayola.
- Método B. A partir de todas las medidas experimentales, mediante algoritmos genéticos, se han buscado todos los puntos que minimicen tanto el error como el número de puntos usados en el ajuste. Por tanto, de las 132 o 102 medidas disponibles se han usado para obtener el modelo los 12 puntos mostrados en la figura 4.15.
- Método 12. Usando los puntos obtenidos al aplicar el método propuesto de 12 puntos. Se han usado las medidas obtenidas en los ángulos mostrados en la tabla 4.1.

En la tabla 4.4 se muestra el valor de R-Square para los 3 métodos comentados junto con el número de puntos usados para obtener el valor de los parámetros del modelo de reflexión.

Tabla 4.4: R-square y número de puntos de los diferentes métodos.

	Método A		Método B		Método 12	
	R-Square	Nº de puntos	R-Square	Nº de puntos	R-Square	Nº de puntos
<b>Terrazo</b>	0.9889	132	0.9902	132/12	0.9831	12
<b>Placa de escayola</b>	0.9946	102	0.9967	102/12	0.9928	12
<b>Cartón pluma</b>	0.9838	132	0.9848	132/12	0.9742	12

Se observa en la tabla 4.4 cómo el método propuesto de 12 puntos obtiene un ajuste próximo al mejor método para obtener los parámetros del modelo, que es el método de los 12 puntos óptimos calculados mediante la aplicación de algoritmos genéticos.

### 4.5.3 Comparativa de resultados con otros modelos existentes

En esta sección se va a mostrar una breve comparativa entre el modelo de reflexión propuesto y alguno de los modelos de reflexión existentes.

En primer lugar, se comparará el modelo de reflexión propuesto con el modelo Phong. Se ha elegido el modelo Phong porque, al igual que el modelo propuesto, es un modelo de reflexión con dos componentes y sus parámetros se pueden obtener de forma experimental.

Los resultados del ajuste se analizarán para los mismos tres materiales que se han analizado a lo largo del trabajo: terrazo, placa de escayola y cartón pluma. Para realizar la comparación se obtendrá un parámetro de error para cada ángulo de incidencia. El parámetro de error es un error relativo que considera el área entre la función del modelo calculado y las medidas experimentales en coordenadas polares, dividida por el área de las medidas experimentales.

La figura 4.20 muestra un ejemplo que ilustra cómo se calcula el error. La línea continua roja representa las medidas experimentales, mientras que la línea discontinua verde representa la función obtenida con el modelo de reflexión. El error se calcula como el área azul dividida por el área del círculo rojo.

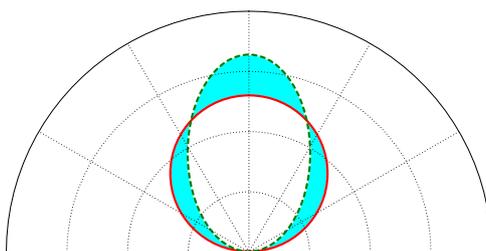


Figura 4.20: Ejemplo del cálculo del error.

Dado que el modelo Phong no varía el comportamiento de la componente difusa y especular en función del ángulo de incidencia, este parámetro será ajustado para un único ángulo de incidencia, por ejemplo  $\gamma = 10^\circ$ .

Usando sistema de coordenadas polar, en la figura 4.21 se muestra para el terrazo el ground-truth de las medidas experimentales (con marcadores circulares), la curva de ajuste obtenida con el modelo de reflexión propuesto (línea discontinua) y la curva de ajuste obtenida con el modelo Phong (línea sólida), en función del valor de  $\theta$  para dos ángulos de incidencia diferentes  $\gamma = 10^\circ$  y  $\gamma = 60^\circ$ .

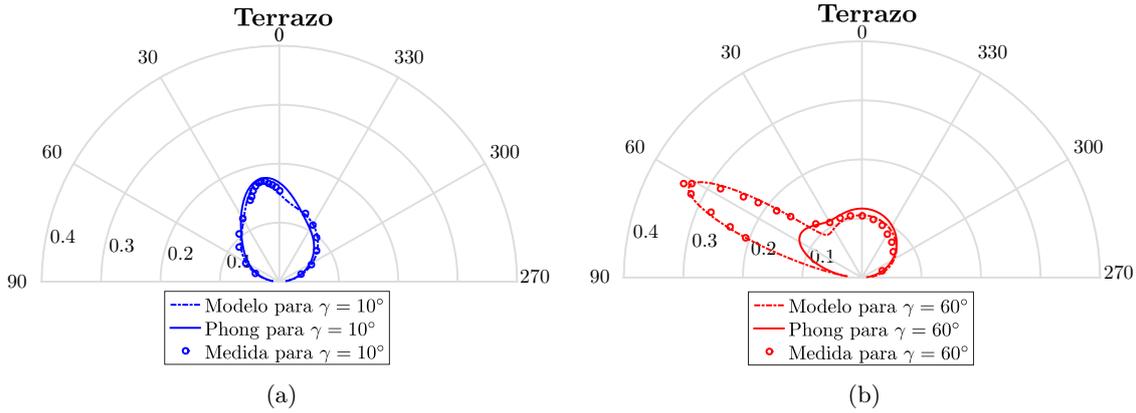


Figura 4.21: Sistema de coordenadas polar con el ground-truth de las medidas experimentales (marcadores circulares), curva ajustada con el modelo propuesto (línea discontinua) y curva ajustada con el modelo Phong (línea sólida). (a) Ángulo de incidencia  $\gamma = 10^\circ$ ; (b) ángulo de incidencia  $\gamma = 60^\circ$ .

Se puede observar cómo el modelo Phong no es capaz de ajustar la variación que sufre el diagrama de emisión de la componente difusa y especular en función del ángulo de incidencia. Para el ángulo de incidencia usado para obtener los parámetros para el modelo Phong,  $\gamma = 10^\circ$ , el ajuste con las medidas experimentales es bueno. Sin embargo, cuando el ángulo de incidencia aumenta el diagrama obtenido con el modelo Phong no se ajusta a la realidad. Sin embargo el modelo de reflexión propuesto en esta tesis es capaz de modelar la variación de estos diagramas de reflexión con dos componentes en función del ángulo de incidencia, obteniendo un buen ajuste para los diferentes ángulos.

La tabla 4.5 muestra los errores tanto del modelo propuesto como del modelo Phong, para los tres materiales considerando 6 ángulos de incidencia diferentes.

Tabla 4.5: Errores obtenidos al aplicar el modelo de reflexión propuesto.

Ángulo de incidencia	Error del modelo propuesto (%)			Error del modelo Phong (%)		
	Terrazo	Placa de escayola	Cartón pluma	Terrazo	Placa de escayola	Cartón pluma
10	1.98	0.28	3.62	1.57	0.70	0.50
20	3.92	1.85	1.60	1.61	2.34	2.08
30	5.16	2.29	0.09	5.33	1.85	6.43
40	2.86	2.50	5.85	8.04	0.57	19.8
50	2.66	0.58	4.70	14.6	4.73	32.7
60	2.14	0.16	3.88	45.3	6.40	68.8

Puede observarse que el error es mayor a medida que aumenta el ángulo de incidencia

porque el modelo Phong no considera la variación en las componentes difusa y especular en función del ángulo de incidencia. Los errores obtenidos utilizando el modelo de reflexión propuesto son bajos y no dependen del ángulo de incidencia.

En [Kar95] se analizan los modelos de BRDF más importantes y se realiza una comparación los modelos He-Torrance, Beckmann-Spizzichino, Torrance-Sparrow, Nayar y Schlick con respecto a los datos obtenidos con un goniorelectómetro para tres materiales distintos.

Los materiales son cromo (material especular), veneer (material con dos componentes, una difusa y otra especular) y pintura (material más difuso).

Los resultados de precisión de los modelos con respecto a los datos medidos con el goniorelectómetro se presentan como un error relativo, calculado de forma similar a como se ha comentado anteriormente. La comparativa de los distintos modelos analizados en [Kar95] se muestran en la tabla 4.6. Los valores entre paréntesis son valores de error realizando algunas modificaciones en los modelos.

Tabla 4.6: Comparación de distintos modelos de reflexión de la luz para 3 materiales obtenida a partir de los datos de [Kar95].

Modelos	Error (%)		
	Chrome	Veneer	Paint
He-Torrance	40	4.9 (2.6)	14.6
Beckmann-Spizzichino	40	N.A.*	N.A.*
Torrance-Sparrow	40	22 (7.2)	14.6
Nayar	40	7	14.6
Schlick	40 (30)	21	

\* No se aplica porque no es un material conductor

Los resultados mostrados en la tabla 4.6 se obtienen a partir del diagrama de reflexión para dos ángulos de incidencia distintos.

Dado que no se dispone de las muestras con las que se realizaron las pruebas descritas en [Kar95] no se puede realizar una comparación directa entre el modelo propuesto y los modelos existentes.

Sin embargo, como el cálculo del error es el mismo en [Kar95] que en la tabla 4.5, es posible sacar algunas conclusiones. Estos modelos presentan errores altos en los 3 materiales considerados, obteniendo errores del 40 % para el cromo, entre el 5 % y el 22 % para el veneer y 15 % para la superficie pintada.

El material pintado se podría comparar con la placa de escayola analizada en este trabajo, para el cual el modelo propuesto obtiene un error máximo por debajo del 3 %. En el resto de materiales analizados en este trabajo, los errores son siempre menores del 6 %.

## 4.6 Conclusiones

En este capítulo se ha desarrollado un modelo de reflexión de señales luminosas que permite emular correctamente las reflexiones en los diferentes materiales. También se ha presentado una metodología simple para ajustar el valor de los parámetros del modelo.

Se han descrito dos modelos de reflexión diferentes. Un modelo inicial que no se ajustaba a todos los tipos de materiales y un segundo modelo mucho más completo que se ajustaba a cualquier tipo de superficie y material. El segundo modelo usaba  $N$  componentes para caracterizar la reflexión en los diferentes materiales. Las medidas experimentales realizadas en materiales reales demostraron que reduciendo el número de componentes a dos el modelo se simplificaba considerablemente sin afectar significativamente a la precisión de las medidas, que siguen siendo suficientemente precisas para su aplicación en sistemas de posicionamiento. El principal beneficio del modelo con dos componentes es que simplifica enormemente el cálculo de los parámetros.

Por lo tanto, se propone un modelo de dos componentes, una componente con un comportamiento especular y una componente con un comportamiento difuso.

El modelo de reflexión propuesto es capaz de modelar la dependencia del patrón de reflexión con el ángulo de incidencia. El comportamiento observado a partir de las medidas experimentales es el siguiente: según aumenta el ángulo de incidencia, con respecto al vector superficie del material, la componente difusa se ensancha y pierde potencia, mientras que en el caso de la componente especular sucede lo contrario; la potencia de la componente especular aumenta y su diagrama de emisión se estrecha.

Se ha comprobado que en materiales rugosos la componentes difusa predomina sobre la especular y, por el contrario, en materiales lisos y brillantes la componente especular es más significativa.

El modelo final propuesto está formado por 7 parámetros con los que se consigue modelar la reflexión de la luz en prácticamente la totalidad de los materiales.

La metodología para ajustar los valores de los parámetros del modelo se ha basado en algoritmos genéticos. Se realizaron pruebas experimentales sobre diferentes materiales y se analizó el número mínimo de medidas experimentales que es posible utilizar para obtener un resultado óptimo en el cálculo de parámetros y coeficientes. Además, se determinaron los mejores ángulos de incidencia y reflexión que se debían utilizar para caracterizar la reflexión en la superficie de distintos materiales que se pueden encontrar en un entorno de interior. Como resultado se ha definido un procedimiento para obtener, con únicamente 12 medidas, los diferentes parámetros del modelo de reflexión propuesto.

Se ha comparado el modelo propuesto con datos reales obtenidos de 144 combinaciones de ángulos diferentes. Como se ha mostrado en la sección de resultados, los errores no dependen del tipo de material ni de los ángulos de incidencia y reflexión; la precisión es suficientemente elevada para su uso en LPS. La curva obtenida con el modelo para los

diferentes materiales se ajusta perfectamente a los valores reales medidos, lo que también se ha comprobado mediante el cálculo de los residuos.

Tras la comparación con otros modelos de reflexión del estado del arte existentes, se puede concluir que el modelo propuesto proporciona una mayor precisión, es adecuado para cualquier tipo de material de superficie y, sobre todo, no depende de los ángulos de incidencia y reflexión.

El modelo propuesto puede aplicarse para caracterizar el comportamiento de los multicaminos de las señales ópticas tanto en los sistemas de posicionamiento en interiores como en comunicaciones con luz visible, VLC.



## Capítulo 5

# Modelado y caracterización del efecto del multicamino en señales ópticas

### 5.1 Introducción

Una vez que se conoce cómo se va a reflejar la luz en las distintas superficies que pueden formar parte de un entorno interior, el siguiente paso es, aplicando dicho modelo, obtener un método y desarrollar una aplicación que permitan analizar el efecto del multicamino. Las aportaciones de esta parte del capítulo han sido publicadas en [\[DLLC17b\]](#).

Posteriormente se va a utilizar la herramienta desarrollada para analizar, en un entorno dado, que tipo de técnica de posicionamiento se ve menos afectada por multicamino. Este es un paso importante ya que permite decidir cuál será la metodología de medida más adecuada para la implementación de sistemas de posicionamiento en interior basados en sensor PSD y señal óptica. Las aportaciones de este apartado se han publicado en [\[DLLC19b\]](#).

### 5.2 Modelado del efecto del multicamino en señales ópticas

En este apartado se presenta la propuesta del procedimiento y algoritmos que permiten introducir las características: del entorno (modelos de reflexión de sus diferentes partes, forma geométrica, tamaño, condicionantes, restricciones), del emisor y receptor, y a partir de esa información obtener la señal generada por los MP producidos por las diferentes reflexiones de la luz en el entorno. Se podrá obtener tanto la respuesta al impulso del canal debido a MP como las distintas potencias de cada uno de los multicaminos que llegan a un receptor después de varios rebotes. Dicha información se podrá utilizar para analizar

y estudiar el comportamiento del MP, tanto en comunicaciones VLC, como en sistemas de posicionamiento en interiores (VLP).

Para la propuesta del modelo de la señal compuesta (LOS y NLOS) y desarrollo de dicho procedimiento se va a utilizar el modelo de reflexión de los materiales descrito en el capítulo 4.

## 5.2.1 Planteamiento teórico

### 5.2.1.1 Consideraciones iniciales

La respuesta al impulso del canal estará formada por las infinitas aportaciones de los multicaminos procedentes de las reflexiones de la luz en el entorno. Dado que los multicaminos son infinitos se ha optado por discretizar el espacio. Para ello, se van a dividir todas las superficies (paredes, suelo y techo) del entorno en un grid de celdas. De la energía procedente del emisor se calcula la potencia que llega a cada una de las celdas. Para modelar la reflexión de cada una de ellas se considerará como un emisor puntual situado en su centro, que emitirá, según un determinado modelo de reflexión, hacia el resto de celdas. Estas a su vez volverán a emitir hacia el resto y así sucesivamente. Cada señal emitida por las celdas (reflejada) tendrá asociados unos parámetros de potencia y fase que se utilizarán para calcular la respuesta al impulso.

Para asumir este modelo, que recibe energía en un área pero emite desde un punto, la irradiancia recibida en toda el área ha de ser aproximadamente constante (la discretización del entorno aportará resultados muy cercanos al caso continuo). Para considerar que la irradiancia que llega a cada punto de la celda es constante, el tamaño de dicha celda debe ser mucho menor que su distancia al emisor (en optoelectrónica se suele asumir que la irradiancia es constante si el ángulo sólido cubierto es menor de 0.01 Sr). Para calcular el ángulo sólido que abarca cada una de las celdas del grid y constatar que las aproximaciones son viables sin alterar el resultado final se utilizará la siguiente expresión:

$$d\Omega = \frac{dS \cos(\theta)}{R^2} \quad (5.1)$$

donde  $R$  representa la distancia desde el foco emisor al centro de la celda y  $\theta$  el ángulo que forma el vector que une cada  $dS$  con el vector superficie del foco.

Trasladando esto al ángulo sólido que cubre un casco esférico de área  $S$  (o un círculo de área  $S$  si  $r \gg S$ ) la ecuación se expresaría como:

$$\Omega = \frac{S}{r^2} \quad (5.2)$$

Dado que se discretiza el entorno, también se debe discretizar el tiempo para poder calcular la respuesta al impulso. En [Bar93] se establece que una buena elección del inter-

valo de tiempo es  $\Delta t = \sqrt{S}/c$ , que sería el tiempo que tarda la luz en recorrer el camino entre dos celdas vecinas.

Para el desarrollo de la propuesta de este trabajo se va a denominar elemento a cada celda que compone el grid así como a la fuente y al receptor; cada uno de estos elementos está caracterizado por los parámetros “posición” y “vector superficie”. Además, los elementos fuente y receptor también tendrán asociados los parámetros de emisión y recepción respectivamente, y los elementos que forman el grid tendrán asociados los parámetros del modelo de reflexión del material del que esté formado cada elemento del entorno.

En cuanto a la nomenclatura usada en este trabajo el array  $\mathbf{r}_x$  representa las coordenadas del elemento  $x$ , y el vector  $\vec{v}_x$  al vector superficie del elemento  $x$ .

### 5.2.1.2 Modelo de emisor y receptor y camino LOS

La potencia de la señal recibida por un detector por el camino LOS  $P_{rs}$  se puede calcular según la ecuación (3.10). Para adecuar esa expresión a la nomenclatura usada en este capítulo (figura 5.1), la potencia recibida en  $r$  procedente de  $s$ , se expresa cómo (5.3).

$$P_{rs} = \frac{n_s + 1}{2\pi} \frac{1}{d_{rs}^2} \cos^{n_s}(\omega) A_r \cos(\gamma) P_s \text{rect}\left(\frac{\gamma}{\text{FoV}}\right) \quad (5.3)$$

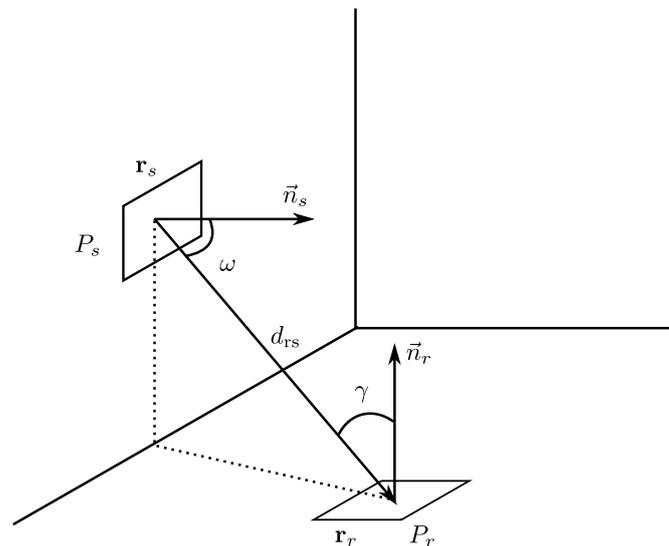


Figura 5.1: Diagrama de los componentes de la potencia recibida en un punto  $x$  ( $P_x$ ).

Si se considera que  $\mathbf{r}_s$  y  $\mathbf{r}_r$  son las coordenadas donde están situados el emisor y el receptor, respectivamente, y cuyas orientaciones vienen dadas por los vectores normales  $\vec{n}_s$  y  $\vec{n}_r$ , se pueden calcular los ángulos  $\omega$  y  $\gamma$  así como la distancia  $d_{rs}$ , como sigue:

$$\omega = \arccos\left(\frac{\vec{n}_s \cdot (\mathbf{r}_r - \mathbf{r}_s)}{|\vec{n}_s| |\mathbf{r}_r - \mathbf{r}_s|}\right) \quad (5.4)$$

$$\gamma = \arccos \left( \frac{\vec{n}_r \cdot (\mathbf{r}_s - \mathbf{r}_r)}{|\vec{n}_r| |(\mathbf{r}_s - \mathbf{r}_r)|} \right) \quad (5.5)$$

$$d_{rs} = |\mathbf{r}_r - \mathbf{r}_s| \quad (5.6)$$

Por tanto, a partir de (5.3), y conocida la distancia entre la fuente y el receptor  $d_{rs}$ , se puede escribir la respuesta al impulso del canal considerando únicamente la componente LOS como:

$$h(t) = P_{rs} \delta(t - t_{rs}) \quad (5.7)$$

donde  $\delta$  es la función delta y  $t_{rs}$  es el tiempo que tarda la señal en recorrer la distancia entre la fuente y el receptor y se calcula como:

$$t_{rs} = d_{rs}/c \quad (5.8)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz.

### 5.2.1.3 Caracterización de las reflexiones en el entorno

A diferencia de los trabajos previos encontrados, en este trabajo no se van a modelar las reflexiones de la señal en los distintos elementos según un modelo lambertiano (proporcional a  $\cos(\theta)$ ), sino según el modelo de reflexión planteado en el capítulo 4. En la figura 5.2 se muestra un ejemplo de la reflexión en un determinado punto  $x$ . La componente difusa se representa como una esfera, la componente especular en azul y la reflexión total se muestra en un degradado desde azul a amarillo.

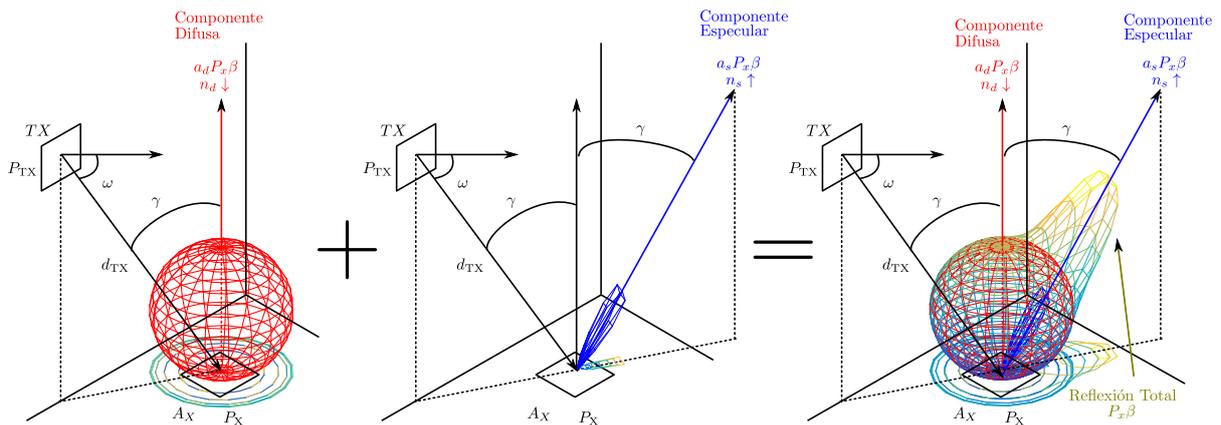


Figura 5.2: Modelo de reflexión. (a) Componente difusa; (b) componente especular; (c) reflexión total.

Como ya se comentó, el modelo caracteriza cada superficie del entorno con 7 parámetros  $u_{as}$ ,  $v_{as}$ ,  $u_{nd}$ ,  $v_{nd}$ ,  $u_{ns}$ ,  $v_{ns}$ ,  $\beta$ , que se pueden obtener de forma experimental con únicamente 12 medidas de potencia. El modelo de reflexión planteado depende del ángulo de incidencia. Por tanto, a la hora de calcular (siguiendo la figura 5.3) la potencia recibida en una celda  $n$  procedente de la reflexión en la celda  $m$  es necesario conocer también las celdas que previamente emiten sobre la celda  $m$  para poder obtener los ángulos de

recepción necesarios en el modelo; en la figura 5.3 se representa una como ejemplo de las que recibe energía la celda  $m$ , que es la celda  $l$ .

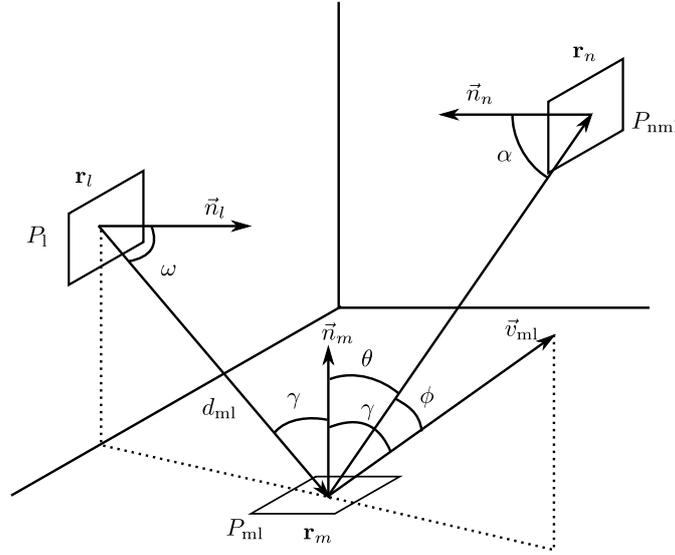


Figura 5.3: Diagrama de los componentes de la potencia recibida en el elemento  $n$  debido a la reflexión en  $m$  de la potencia emitida por el elemento  $l$ .

Por tanto, la potencia recibida en el elemento  $n$  debido a la reflexión en  $m$  de la potencia emitida por el elemento  $l$ , tendrá la expresión:

$$P_{nml} = [p_d(\gamma, \theta) + p_s(\gamma, \phi)] S \cos(\alpha) \frac{1}{d_{nm}^2} P_{ml} \beta_{\text{rect}}\left(\frac{\alpha}{\text{FoV}}\right) \quad (5.9)$$

donde los términos  $p_d$  y  $p_s$  son las componentes difusa y especular del modelo de reflexión y siguen las expresiones mostradas en (4.15) y (4.16) respectivamente.

$\alpha$  es el ángulo entre los vectores  $\vec{n}_n$  y  $(\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n)$  y se calcula como:

$$\alpha = \arccos\left(\frac{\vec{n}_n \cdot (\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n)}{|\vec{n}_n| |(\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n)|}\right) \quad (5.10)$$

$d_{nm}$  es la distancia entre el elemento  $m$  y el elemento  $n$

$$d_{nm} = |\mathbf{r}_n - \mathbf{r}_m| \quad (5.11)$$

$\gamma$  es el ángulo entre los vectores  $\vec{n}_m$  y  $(\mathbf{r}_l - \mathbf{r}_m)$  y se calcula como:

$$\gamma = \arccos\left(\frac{\vec{n}_m \cdot (\mathbf{r}_l - \mathbf{r}_m)}{|\vec{n}_m| |(\mathbf{r}_l - \mathbf{r}_m)|}\right) \quad (5.12)$$

$\theta$  es el ángulo entre los vectores  $\vec{n}_m$  y  $(\mathbf{r}_n - \mathbf{r}_m)$  y se calcula como:

$$\theta = \arccos\left(\frac{\vec{n}_m \cdot (\mathbf{r}_n - \mathbf{r}_m)}{|\vec{n}_m| |(\mathbf{r}_n - \mathbf{r}_m)|}\right) \quad (5.13)$$

$\phi$  es el ángulo entre los vectores  $(\mathbf{r}_n - \mathbf{r}_m)$  y  $\vec{v}_{ml}$ , donde este último es el vector de máxima

irradiancia que se puede calcular a partir de la transformación de Householder según:

$$\vec{v}_{ml} = \mathbf{H} (\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_l) \quad (5.14)$$

donde  $\mathbf{H}$  es la matriz de Householder que se define a partir de la normal del plano de reflexión (en este caso  $\vec{n}_m$ ), como:

$$\mathbf{H} = \mathbf{I} - \frac{2\vec{n}_m\vec{n}_m^T}{\vec{n}_m^T\vec{n}_m} \quad (5.15)$$

Por tanto, el ángulo  $\phi$  se obtiene de la expresión:

$$\phi = \arccos \left( \frac{\vec{v}_{ml} \cdot (\mathbf{r}_n - \mathbf{r}_m)}{|\vec{v}_{ml}| |(\mathbf{r}_n - \mathbf{r}_m)|} \right) \quad (5.16)$$

$S$  es el área de las celdas,  $P_{ml}$  es la potencia recibida en el elemento  $m$  de la reflexión en  $l$  procedente de otro elemento del entorno, FOV es el ángulo máximo de incidencia con el que es capaz de recibir señal con respecto a la normal del elemento  $n$ . Los parámetros  $u_{as}$ ,  $v_{as}$ ,  $u_{nd}$ ,  $v_{nd}$ ,  $u_{ns}$ ,  $v_{ns}$ , y  $\beta$  son los parámetros característicos del material del elemento  $m$  y que se pueden obtener fácilmente de forma experimental.

### 5.2.2 Algoritmo para el cálculo de la respuesta al impulso debida a los multicaminos

Se propone usar una función recursiva que permita calcular la respuesta al impulso del canal debido a  $K$  rebotes de la señal en el entorno, siguiendo un procedimiento similar a [Bar93]. En este caso, como ya se ha comentado, la reflexión en los distintos elementos del entorno no se va a considerar lambertiana sino que se va a utilizar el modelo de reflexión planteado en este trabajo. Esto hace que para calcular la potencia recibida en una celda debida a las reflexiones, sea necesario tener en cuenta 3 celdas: la que emite, la que refleja y la que recibe, y no únicamente las dos celdas que se utilizan [Bar93], con lo que se complica el método de obtención de la respuesta al impulso.

La respuesta al impulso debida a los multicaminos vendrá dada por  $h(t)$  y tendrá una expresión como:

$$h(t) = \sum_{k=0}^K h^{(k)}(t) \quad (5.17)$$

donde  $h^{(k)}(t)$  será la respuesta al impulso del  $k$  rebote, y  $K$  será el número de rebotes a considerar. Es decir,  $k = 0$  sería el camino LOS,  $k = 1$  la respuesta al impulso debido a 1 rebote,  $k = 2$  la respuesta al impulso debida a dos rebotes, y así sucesivamente hasta la reflexión  $K$ . Cuanto mayor sea  $K$  más parecido será a la realidad, pero mayor será el coste computacional necesario para su cálculo.

Para obtener cada  $h^{(k)}(t)$  hay que usar dos funciones. En primer lugar, para calcular

la respuesta al impulso desde el elemento fuente a cada una de las celdas del entorno se usa la función:

$$h_0(t; s, r) = P_{rs} \delta(t - t_{rs}) \quad (5.18)$$

donde  $s$  y  $r$  serían el elemento fuente y receptor,  $P_{rs}$  sería la potencia que recibe el elemento  $r$  desde  $s$ , que se calcularía según la expresión (5.3), y  $t_{rs}$  sería el retardo de la señal entre los dos elementos, calculándose según (5.8).

La segunda función se usa para calcular la respuesta al impulso de la señal que se emite desde un elemento  $l$  rebota en un elemento  $m$  y se recibe por un elemento  $n$ , y tiene la forma:

$$h_r(t; l, m, n) = P_{nml} \delta(t - t_{nm}) \quad (5.19)$$

donde  $P_{nml}$  se calcula según (5.9) y el retardo  $t_{nm}$  se obtiene a partir de la distancia entre los elementos  $m$  y  $n$  y la velocidad de la luz.

La respuesta al impulso debida al primer rebote  $h^{(1)}(t)$ , siendo  $s$  el elemento fuente y  $r$  el elemento receptor, se calcula como:

$$h^{(1)}(t) = \sum_{m=1}^N [h_0(t; s, m) * h_r(t - t_{ms}; s, m, r)] \quad (5.20)$$

donde se obtiene la respuesta al impulso desde el elemento fuente a cada elemento  $m$  y se convoluciona con la respuesta al impulso obtenida cuando la fuente es el emisor, rebota en el elemento  $m$  y se recibe en el receptor, retardada un tiempo  $t_{ms}$  debido a la distancia entre la fuente y el elemento  $m$ .  $N$  es el número total de elementos que forman el entorno.

De forma análoga se puede obtener la respuesta al impulso debida al segundo rebote  $h^{(2)}(t)$ . En este caso, después de recibir la potencia en el elemento  $m$  procedente de la fuente se emite otra vez desde dicho elemento  $m$  a todos los elementos  $n$  del entorno y, finalmente, de estos al receptor. Se puede calcular como:

$$h^{(2)}(t) = \sum_{m=1}^N \left[ h_0(t; s, m) * \sum_{n=1}^N [h_r(t - t_{ms}; s, m, n) * h_r(t - t_{nm} - t_{ms}; m, n, r)] \right] \quad (5.21)$$

Para obtener la respuesta al impulso debida al tercer rebote  $h^{(3)}(t)$ , hay que considerar que después de pasar por todos los elementos  $n$  se emite hacia todos los elementos  $l$  teniendo en cuenta que proceden de los elementos  $m$  y que finalmente llega al receptor. Se calcula como:

$$h^{(3)}(t) = \sum_{m=1}^N [h_0(t; s, m) * \sum_{n=1}^N [h_r(t - t_{ms}; s, m, n) * \sum_{l=1}^N [h_r(t - t_{nm} - t_{ms}; m, n, l) * h_r(t - t_{ln} - t_{nm} - t_{ms}; n, l, r)]]] \quad (5.22)$$

Para obtener la respuesta al impulso para el caso del rebote  $k$  se emplea un procedimiento similar considerando  $k$  rebotes.

En las expresiones mostradas anteriormente se ha considerado que el tiempo es conti-

nuo. Sin embargo, como ya se comentó, para poder implementar el algoritmo es necesario discretizar el tiempo.

Con el fin de implementar el algoritmo se ha generado una función recursiva que permite obtener la respuesta al impulso para el rebote  $k$  de la señal en el entorno. La respuesta al impulso total será el sumatorio de las respuestas al impulso desde el rebote  $k = 0$  (caminos LOS) hasta el rebote  $k = K$ , según la ecuación (5.17).

En el algoritmo 1 se muestra el pseudo código de dicha función recursiva, donde  $h$  es la respuesta al impulso, tx es el emisor, rx es el receptor,  $s$  es el elemento que refleja la luz procedente de  $s_{\text{ant}}$ ,  $P$  es la potencia,  $d$  la distancia,  $k$  es número de rebote del que se quiere obtener la respuesta al impulso y  $k_i$  es un parámetro que indica el rebote para cada iteración del algoritmo recursivo. Cuando se llama a la función,  $k_i = k$ . Cada elemento  $i$  del array  $h$  se corresponde con la potencia que recibe el detector para cada instante de tiempo  $t = i\Delta_t$ .

En la figura 5.4 se muestra el diagrama del algoritmo recursivo.

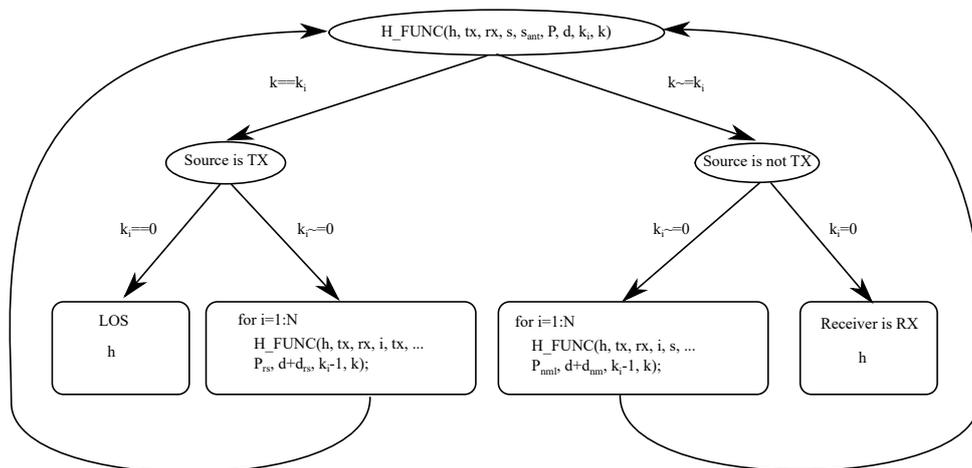


Figura 5.4: Diagrama del algoritmo recursivo para obtener la respuesta al impulso.

Para sistemas basados en AoA, en los cuales la información de tiempo y por tanto de la fase de la señal no son relevantes (se está trabajando con frecuencias máximas de 100 kHz, que equivalen a la longitudes de onda de 3000 m, en entornos de unos 4 o 5 metros, por lo que las diferencias en potencia de señal son despreciables), se puede usar una modificación del algoritmo propuesto. En este caso, el algoritmo va a calcular la potencia que le llegaría al receptor de cada uno de los elementos del entorno después de  $K$  rebotes en estado de régimen permanente (la señal de todos los rebotes considerados ya ha alcanzado el receptor). La implementación es la siguiente: el array  $h$  tendrá un tamaño igual al número de elementos del entorno, por tanto, el valor del elemento  $i$  de  $h$  se corresponderá con la potencia que recibe el detector del elemento  $i$  del entorno. El algoritmo se ejecutará de forma análoga al caso anterior, pero sin tener en cuenta el tiempo.

El algoritmo para sistemas AoA se puede ver en el algoritmo 2.

---

**Algorithm 1** Algoritmo recursivo para calcular la respuesta al impulso.

---

```

1: function H_FUNC(h, tx, rx, s, sant, P, d, ki, k)
2:   if  $k == k_i$  then ▷ Source is TX
3:     if  $k_i == 0$  then ▷ Receiver is RX
4:       Calculate  $[\omega, \gamma, \mathbf{d}_{rs}]$  from (tx, rx) with (5.4)–(5.6)
5:       Calculate signal strength  $\mathbf{P}_{rs}$  with (5.3) substituting  $\mathbf{P}_s$  for  $\mathbf{P}$ 
6:       Calculate discrete time  $\mathbf{t}_{rs}$  from distance  $\mathbf{d} + \mathbf{d}_{rs}$ , and light velocity
7:       if  $\gamma < \text{FoV}$  then
8:          $\mathbf{h}(\mathbf{t}_{rs}) = \mathbf{h}(\mathbf{t}_{rs}) + \mathbf{P}_{rs}$ 
9:       end if
10:      else ▷ Received signal strength at all points from TX
11:        for i from 1 to N do
12:          Calculate  $[\omega, \gamma, \mathbf{d}_{rs}]$  from (tx, i) with (5.4)–(5.6) substituting rx for the i element
13:          Calculate signal strength  $\mathbf{P}_{rs}$  with (5.3) substituting rx for the i element and  $\mathbf{P}_s$  for  $\mathbf{P}$ 
14:          H_FUNC(h, tx, rx, i, tx,  $\mathbf{P}_{rs}$ ,  $\mathbf{d} + \mathbf{d}_{rs}$ ,  $k_i - 1$ , k)
15:        end for
16:      end if
17:    else ▷ Source is not TX
18:      if  $k_i == 0$  then ▷ Receiver is RX
19:        Calculate  $[\alpha, \mathbf{d}_{nm}, \gamma, \theta, \phi]$  from (sant, s, rx) with (5.10)–(5.13), (5.16) substituting
         $\mathbf{n} = \mathbf{rx}$ ,  $\mathbf{m} = \mathbf{s}$  and  $\mathbf{l} = \mathbf{s}_{ant}$ 
20:        Calculate signal strength  $\mathbf{P}_{nml}$  with (5.9) substituting  $\mathbf{P}_{ml}$  for  $\mathbf{P}$ 
21:        Calculate discrete time  $\mathbf{t}_{nm}$  from distance  $\mathbf{d} + \mathbf{d}_{nm}$ , and light velocity
22:        if  $\alpha < \text{FoV}$  then
23:           $\mathbf{h}(\mathbf{t}_{nm}) = \mathbf{h}(\mathbf{t}_{nm}) + \mathbf{P}_{nml}$ 
24:        end if
25:      else ▷ Received signal strength at all points from TX
26:        for i from 1 to N do
27:          Calculate  $[\alpha, \mathbf{d}_{nm}, \gamma, \theta, \phi]$  from (sant, s, i) with (5.10)–(5.13), (5.16) substituting
         $\mathbf{n} = \mathbf{i}$ ,  $\mathbf{m} = \mathbf{s}$  and  $\mathbf{l} = \mathbf{s}_{ant}$ 
28:          Calculate signal strength  $\mathbf{P}_{nml}$  with (5.9) substituting  $\mathbf{P}_{ml}$  for  $\mathbf{P}$ 
29:          H_FUNC(h, tx, rx, i, s,  $\mathbf{P}_{nml}$ ,  $\mathbf{d} + \mathbf{d}_{nm}$ ,  $k_i - 1$ , k)
30:        end for
31:      end if
32:    end if
33: end function

```

---

---

**Algorithm 2** Algoritmo recursivo para calcular la potencia de señal recibida en el receptor de cada elemento del entorno.

---

```

1: function H_FUNC_AOA(h, tx, rx, s, sant, P, d, ki, k)
2:   if  $k == k_i$  then                                     ▷ Source is TX
3:     if  $k_i == 0$  then                                     ▷ Receiver is RX
4:       Calculate  $[\omega, \gamma, \mathbf{d}_{rs}]$  from (tx, rx) with (5.4)–(5.6)
5:       Calculate signal strength  $\mathbf{P}_{rs}$  with (5.3) substituting  $\mathbf{P}_s$  for  $\mathbf{P}$ 
6:       if  $\gamma < \text{FoV}$  then
7:          $\mathbf{h}_{LOS} = \mathbf{P}_{rs}$ 
8:       end if
9:     else                                                 ▷ Received signal strength at all points from TX
10:      for i from 1 to N do
11:        Calculate  $[\omega, \gamma, \mathbf{d}_{rs}]$  from (tx, i) with (5.4)–(5.6) substituting rx for the i element
12:        Calculate signal strength  $\mathbf{P}_{rs}$  with (5.3) substituting rx for the i element and  $\mathbf{P}_s$  for  $\mathbf{P}$ 
13:        H_FUNC_AOA(h, tx, rx, i, tx,  $\mathbf{P}_{rs}$ , d +  $\mathbf{d}_{rs}$ ,  $k_i - 1$ , k)
14:      end for
15:    end if
16:  else                                                 ▷ Source is not TX
17:    if  $k_i == 0$  then                                     ▷ Receiver is RX
18:      Calculate  $[\alpha, \mathbf{d}_{nm}, \gamma, \theta, \phi]$  from (sant, s, rx) with (5.10)–(5.13), (5.16) substituting
19:       $\mathbf{n} = \mathbf{rx}$ ,  $\mathbf{m} = \mathbf{s}$  and  $\mathbf{l} = \mathbf{s}_{ant}$ 
20:      Calculate signal strength  $\mathbf{P}_{nml}$  with (5.9) substituting  $\mathbf{P}_{ml}$  for  $\mathbf{P}$ 
21:      if  $\alpha < \text{FoV}$  then
22:         $\mathbf{h}(\mathbf{s}_i) = \mathbf{h}(\mathbf{s}_i) + \mathbf{P}_{nml}$ 
23:      end if
24:    else                                                 ▷ Received signal strength at all points from TX
25:      for i from 1 to N do
26:        Calculate  $[\alpha, \mathbf{d}_{nm}, \gamma, \theta, \phi]$  from (sant, s, i) with (5.10)–(5.13), (5.16) substituting
27:         $\mathbf{n} = \mathbf{i}$ ,  $\mathbf{m} = \mathbf{s}$  and  $\mathbf{l} = \mathbf{s}_{ant}$ 
28:        Calculate signal strength  $\mathbf{P}_{nml}$  with (5.9) substituting  $\mathbf{P}_{ml}$  for  $\mathbf{P}$ 
29:        H_FUNC_AOA(h, tx, rx, i, s,  $\mathbf{P}_{nml}$ , d +  $\mathbf{d}_{nm}$ ,  $k_i - 1$ , k)
30:      end for
31:    end if
32:  end function

```

---

Como se puede observar, el algoritmo es el mismo cambiando el significado de  $h$  y añadiendo  $s_i$  que se corresponde al índice del elemento  $s$ .

Al ser una función recursiva el tiempo de ejecución dependerá del número de elementos en los que se divida el entorno y el número de reflexiones sucesivas consideradas; será proporcional a  $N^k$ , donde  $N$  es el número total de elementos y  $k$  es el rebote considerado. El tiempo total será:

$$t_{\text{RUN}} \propto \sum_{k=0}^K N^k \quad (5.23)$$

En la tabla 5.1 se muestra el número de muticaminos considerados para un entorno de  $3 \times 3 \times 3 \text{ m}^3$ , en el que pueden existir reflexiones en sus 6 caras, en función del tamaño  $S$  de la celda y el número de rebotes  $k$  considerados.

Tabla 5.1: Número de MP en función del tamaño de la celda y el número de rebotes

$S$	$N$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$
$1 \times 1 \text{ m}^2$	54	54	2916	157,464
$0,5 \times 0,5 \text{ m}^2$	216	216	46,656	10,077,696
$0,25 \times 0,25 \text{ m}^2$	864	864	746,496	644,972,544
$0,1 \times 0,1 \text{ m}^2$	5400	5400	29,160,000	$1,5746 \times 10^{+11}$

Este algoritmo permite emular distintas señales de distinta naturaleza, únicamente habría que cambiar las ecuaciones de: potencia emitida, reflejada y recibida que caracterizan el tipo de señal que se quiera analizar.

### 5.2.3 Validación del procedimiento

En esta sección se van a analizar los resultados del algoritmo y procedimiento propuesto para la estimación y cálculo de la señal recibida debida a multicamino utilizando una señal óptica. Para validar el modelo se realizará una prueba empírica en un entorno controlado, observando cuál es la señal recibida en el receptor debida a multicamino y cuáles son sus efectos en la medida. A continuación, mediante el modelo aquí expuesto, se emularán las mismas condiciones del entorno probado empíricamente y se compararán los resultados. También se compararán con los que se hubiesen obtenido mediante modelos tradicionales propuesto en las referencias indicadas y recogidos en el estado del arte.

#### 5.2.3.1 Características de las pruebas

En la tabla 5.2 se muestran las características más importantes del entorno, emisor y receptor utilizados en los tests (primero emulados y luego en pruebas empíricas).

Emisor y receptor estarán colocados en un espacio compuesto de 2 paredes perpendiculares entre sí (en forma de “L”, compuesta por planos ortogonales con ecuaciones  $z = 1$  y  $x = 0$ ) donde los haces de luz se reflejan y llegan hasta el receptor (se producen componentes de primer rebote y de segundo rebote); las otras dos paredes no existen

Tabla 5.2: Características del entorno, emisor y receptor.

Entorno y superficies	Emisor	Receptor
Longitud (x): 1 m	x: Figura 5.5	x: 0.5 m
Altura (y): 2 m	y: 0 m	y: 2 m
Ancho (z): 1 m	z: Figura 5.5	z: 0.64 m
Parámetros de los coeficientes de reflexión: Tabla 5.3	Lambertian mode ( $n_{TX}$ ): 1	Area: $5,0671 \times 10^{-4} \text{ m}^2$
FoV: $90^\circ$	Vector superficie: [0 1 0]	Vector superficie: [-0,339 0.940 0.021]
	Potencia emitida: 1 W	FoV: $\pm 16^\circ$

asumiendo que en ellas no hay rebotes. El detector está colocado de manera que se puede considerar que no existe pared donde está colocado (tampoco en esa parte del entorno existen rebotes). El detector quedará fijo pero el emisor será móvil y tendrá localizaciones diferentes de manera que se pueda evaluar el comportamiento en varias posiciones. Las dimensiones del entorno y la orientación entre emisor y receptor son las indicadas en la tabla 5.2, de tal manera que se asegure, dado el FoV del detector, que la señal debida al camino directo es nula.

El emisor se colocará en un total de 15 posiciones mostradas en la figura 5.5. Los índices de las posiciones del emisor se muestran con círculos de diferentes colores y distintos números.

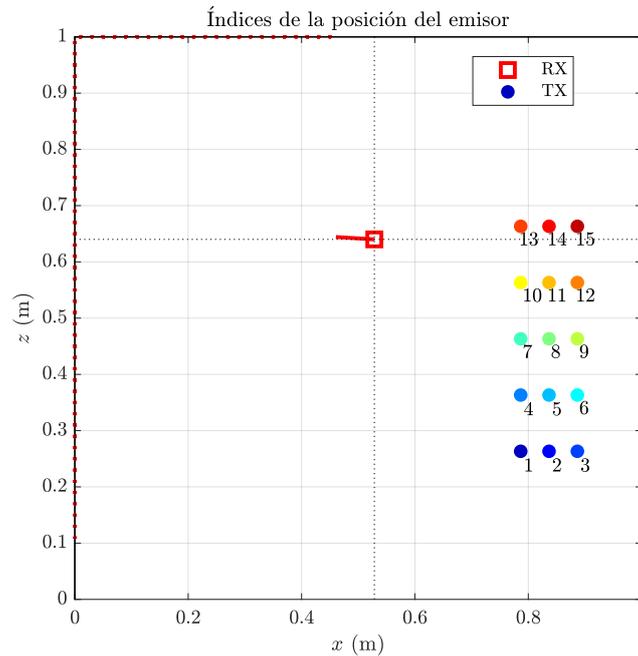


Figura 5.5: Posiciones del emisor dentro del entorno.

En la figura 5.6 se muestra un esquema del entorno de pruebas. En círculos de diferente color se pueden ver los índices de las posiciones del emisor, y con un cuadrado rojo se muestra la posición del detector. Los puntos rojos muestran los elementos del entorno dentro del FOV del detector. Únicamente se considerarán las reflexiones en las paredes marcadas en gris (no se considerarán reflexiones en el plano  $y = 2 \text{ m}$  que debido a la perspectiva de la figura también se ve gris).

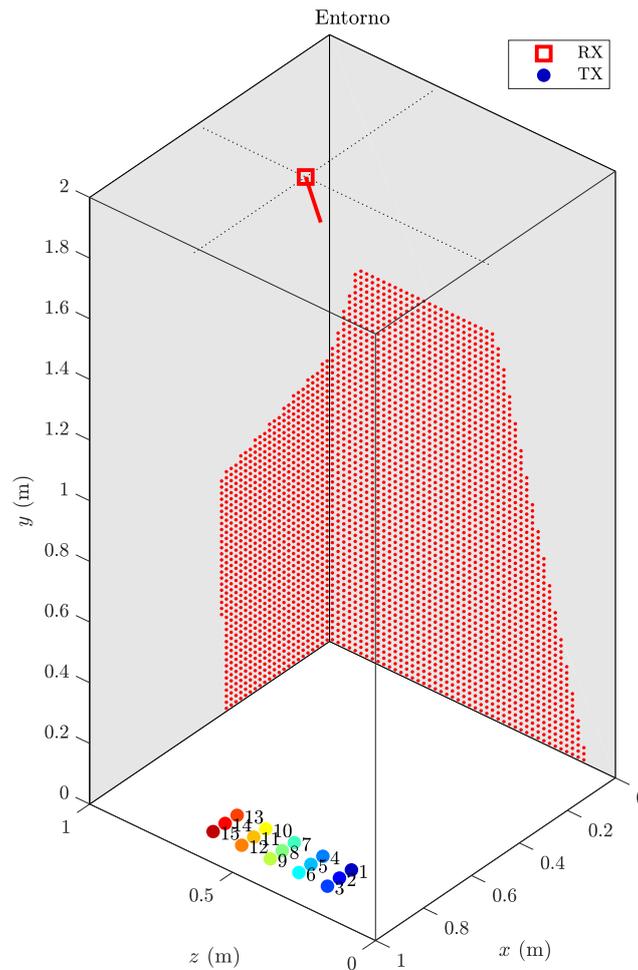


Figura 5.6: Esquema del entorno y posición del emisor y el receptor.

En la figura 5.7 se muestra una fotografía del banco en el que se ha montado el entorno para tener controlados los ángulos y movimientos del emisor. El FoV del detector se muestra en color rojo.

Los materiales utilizados para construir el entorno han sido planchas de cartón pluma (foam board) de grosor 5 mm. Para conocer las características de reflexión de las mismas se ha procedido según lo indicado en el capítulo 4, con lo que a partir de 12 medidas sencillas se obtuvieron los parámetros del modelo de reflexión a introducir en el algoritmo de emulación del comportamiento de los multicaminos. En la figura 5.8 se muestra el comportamiento de las reflexiones en este material. La superficie muestra el modelo de reflexión ajustando los parámetros de los 12 puntos mostrados en azul. En la tabla 5.3 se muestran los valores obtenidos de los parámetros. Nótese que no es un material que presente una componente “s” muy significativa.

Tabla 5.3: Parámetros del modelo de reflexión para la plancha de cartón pluma.

$u_{as}$	$v_{as}$	$u_{nd}$	$v_{nd}$	$u_{ns}$	$v_{ns}$	$\beta$
0.01175	-2,194	0.9738	1.002	19.14	-0,163	0.3447

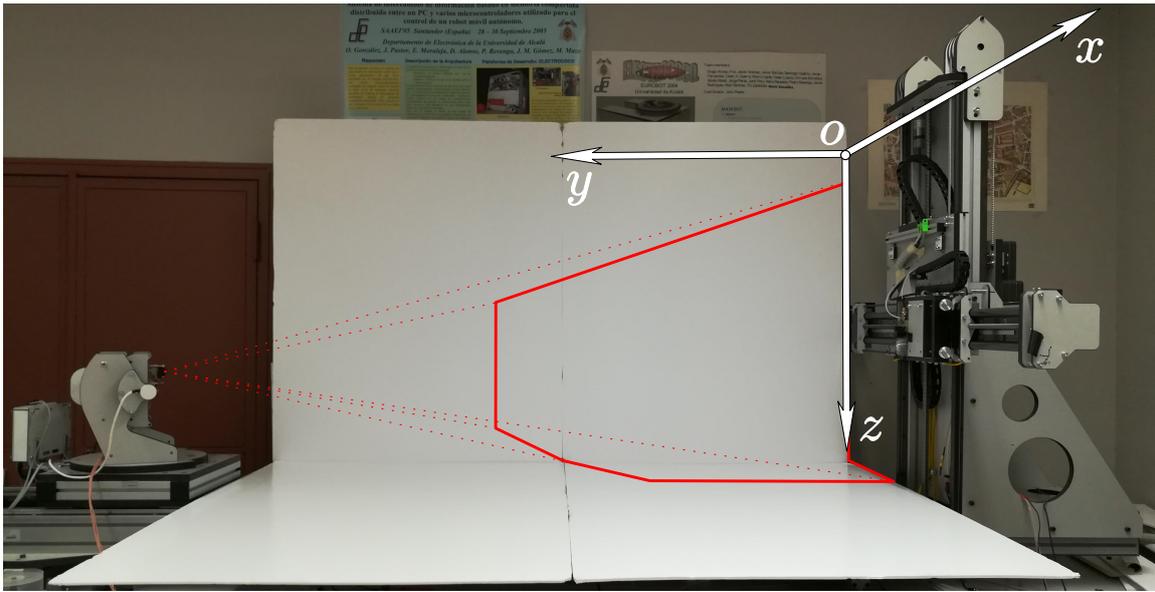


Figura 5.7: Fotografía del banco en el que se ha montado el entorno.

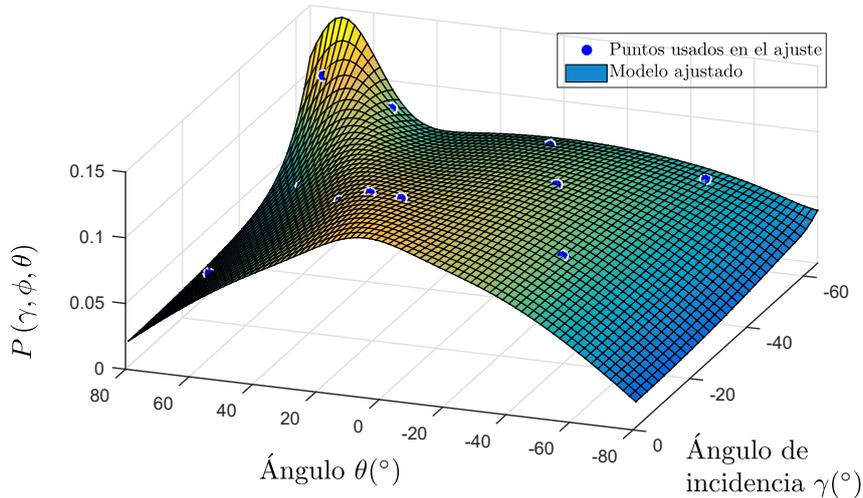


Figura 5.8: Modelo de reflexión de la plancha de cartón pluma.

El escenario utilizado se ha elegido por simplicidad de ejecución y de explicación del proceso, pero puede aplicarse a espacios con cualquier forma siempre y cuando no existan zonas de sombra dentro del entorno.

En las simulaciones se tendrán en cuenta 2 rebotes con un grid de  $5 \times 5 \text{ cm}^2$ .

El receptor se situará en la posición y orientación indicadas en la tabla 5.2, que se controla con el posicionador del banco de pruebas que tiene errores de paso de desplazamiento de 1 mm y giro de  $0,1^\circ$ . Se utilizará un receptor PSD. Como ya se ha comentado, este tipo de fotodetector, como un sistema óptico adecuado, a partir de sus 4 corrientes de salida permite obtener el punto de impacto de la señal óptica recibida dentro de su superficie y también el ángulo de incidencia de la señal recibida. El receptor utilizado es un PSD S5991-01 con una lente de 1 pulgada con una focal de 15.5 mm. Para la emulación se considerará un PSD de área  $9 \times 9 \text{ mm}^2$  con una lente similar.

### 5.2.3.2 Resultados de las pruebas empíricas

Dadas las condiciones de desarrollo de los test realizados, al no existir camino directo de señal, el detector no debería recibir ninguna información. Por ello la señal recibida y las medidas inducidas de la misma representarían los errores resultado de las señales recibidas por multicamino.

El procedimiento seguido en las pruebas es el siguiente. El emisor se sitúa en cada una de las 15 posiciones indicadas en la figura 5.5 y emite una señal óptica sinusoidal modulada a 50 kHz. Se adquiere la señal recibida del sensor PSD a una frecuencia de muestreo de 10 Msamples/s. Dicha señal está compuesta únicamente por las distintas reflexiones de la señal en el entorno. Una vez adquirida la señal se aplica un filtro paso banda centrado a 50 kHz para eliminar en todo lo posible el ruido. A partir de los valores, y después de aplicar las correcciones eléctricas [Rod16c] y geométricas [Rod16b], se obtienen los puntos de impacto en la superficie del PSD.

En la figura 5.9 se muestra los puntos de impacto en la superficie del PSD para cada posición del emisor. En la figura 5.9a se muestran los puntos de impacto en la superficie de  $9 \times 9$  mm del PSD y en la figura 5.9b se muestra la zona ampliada.

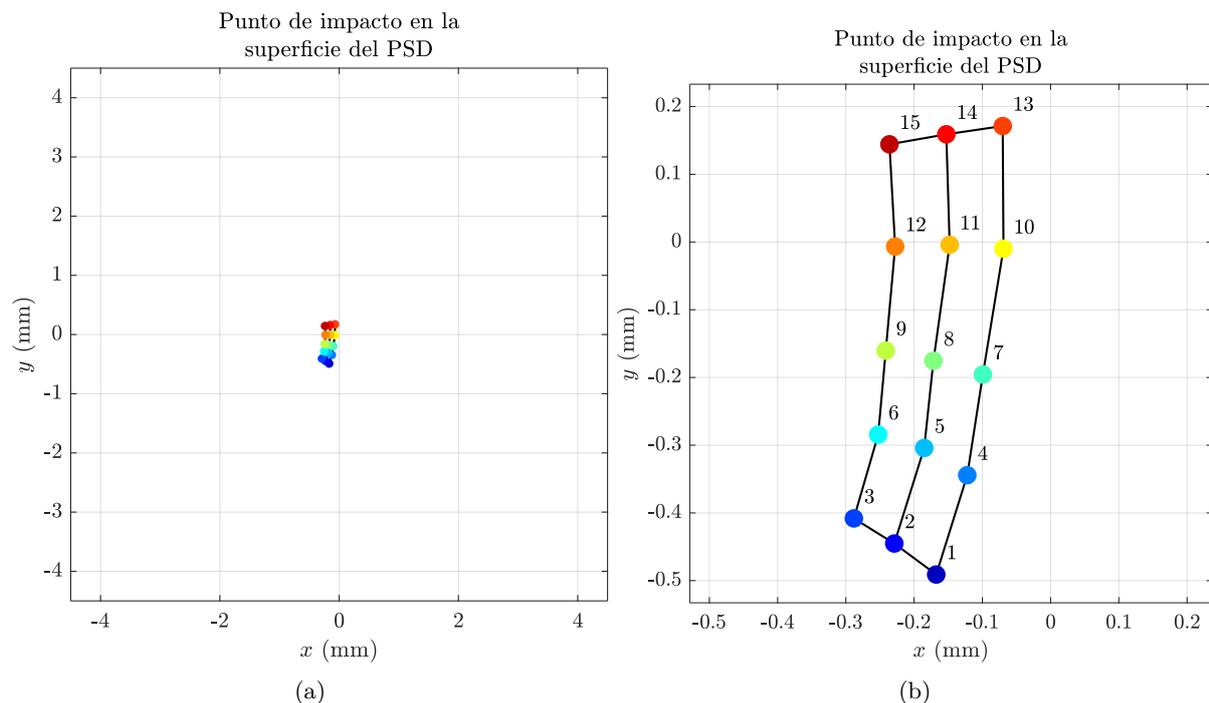


Figura 5.9: Puntos de impacto de las medidas reales en la superficie del PSD. (a) Tamaño total del PSD; (b) ampliado.

Aunque los errores en la determinación de la posición puedan parecer pequeños sobre la representación mostrada de la superficie del sensor, para los casos, por ejemplo, de las posiciones 3 y 15 los errores cometidos en la determinación de la fuente a 2 m serían (51.6 mm, 38.5 mm) y (19.3 mm, 31 mm) respectivamente. Cuanto mayor fuese la distancia de la fuente mayores serían también los errores. Además, en caso de ser necesario tener en cuenta la fase (como en PDoA) el error se dispara hasta varias decenas de centímetros.

### 5.2.3.3 Resultados obtenidos con el modelo propuesto y comparación con las pruebas empíricas

Tras las pruebas empíricas se realizaron emulaciones del mismo entorno con el modelo propuesto y los datos indicados en el apartado 5.2.3.1.

Se va a calcular la potencia que llega de todas las celdas en las que se divide el entorno dentro del FOV del PSD. En este caso no se va a tener en cuenta la fase de la señal, dado que únicamente se necesita la información de potencia. Se calculará la potencia que llega a cada celda después de los  $K$  rebotes y, finalmente, considerando cada una de las celdas como emisores, se obtendrá la potencia y punto de impacto con la que llegan al PSD a través del sistema de lentes. Se va a considerar que no existen distorsiones ni en la lente ni en el PSD y que no existen errores debidos a fuentes diferentes a los multicaminos. Esto se puede asumir ya que en las pruebas experimentales se corrigen dichos errores con las calibraciones eléctricas y geométricas. Nótese que en este caso los errores vendrán dados por las imágenes formadas en el PSD de los haces que llegan por caminos noLOS (MP).

Una vez conocida la potencia y punto de impacto de cada uno de los multicaminos se obtiene el centro de masas de todos los puntos. El centro de masas sería el punto que devolvería el PSD.

En la figura 5.10 se comparan los resultados obtenidos con una celda de tamaño 5 cm con los resultados empíricos. En la figura 5.10a se muestra dentro del tamaño total del PSD y en 5.10b se muestra la zona ampliada. También se han añadido a la figura 5.10 los resultados empíricos obtenidos anteriormente, para poder realizar una comparación.

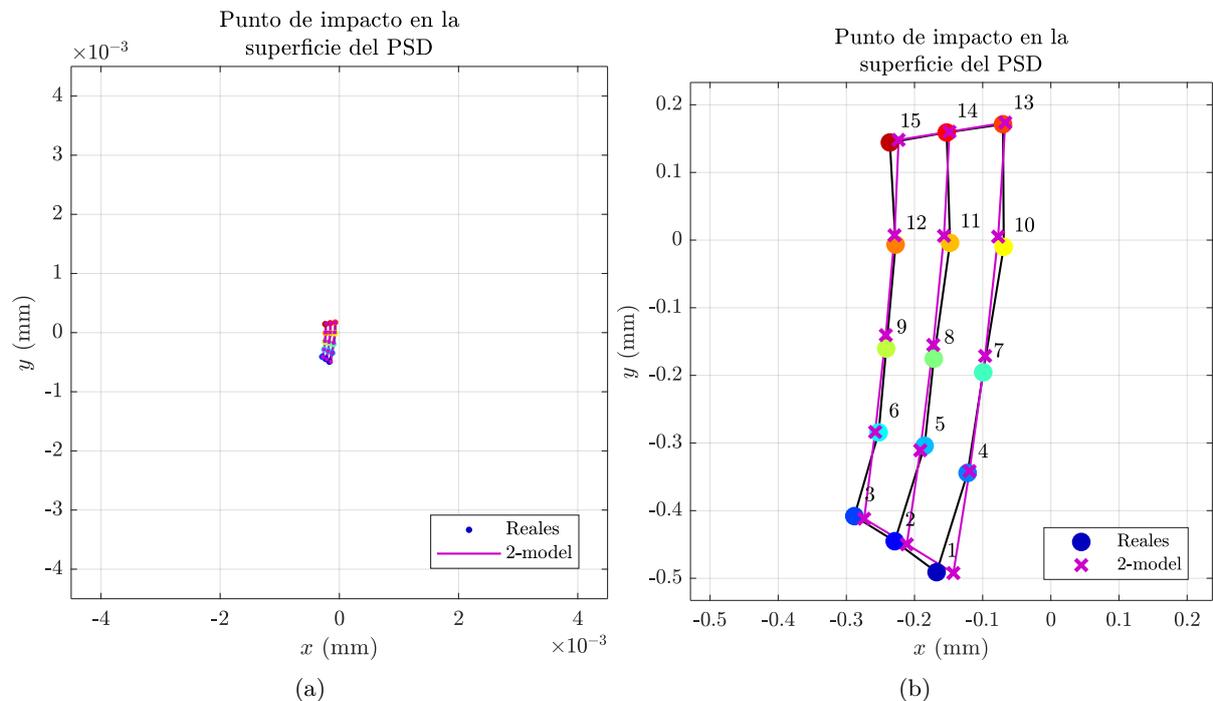


Figura 5.10: Puntos de impacto de las medidas reales y emuladas en la superficie del PSD. (a) Tamaño total del PSD; (b) ampliado.

Como puede comprobarse, los resultados obtenidos en los tests empíricos y los del

modelo propuesto en este trabajo son muy parecidos presentando diferencias muy pequeñas. Estas pueden deberse a pequeños errores en el posicionamiento o determinación del posicionamiento en el banco de pruebas y a pequeños errores del modelo, ya que no se utilizan los infinitos rebotes posibles y el ajuste del modelo de reflexión también incorpora pequeños errores.

A continuación, en la figura 5.11 se van a comparar los resultados empíricos con los resultados que se hubiesen obtenido con el modelo propuesto en los trabajos previos de otros investigadores (modelos lambertianos).

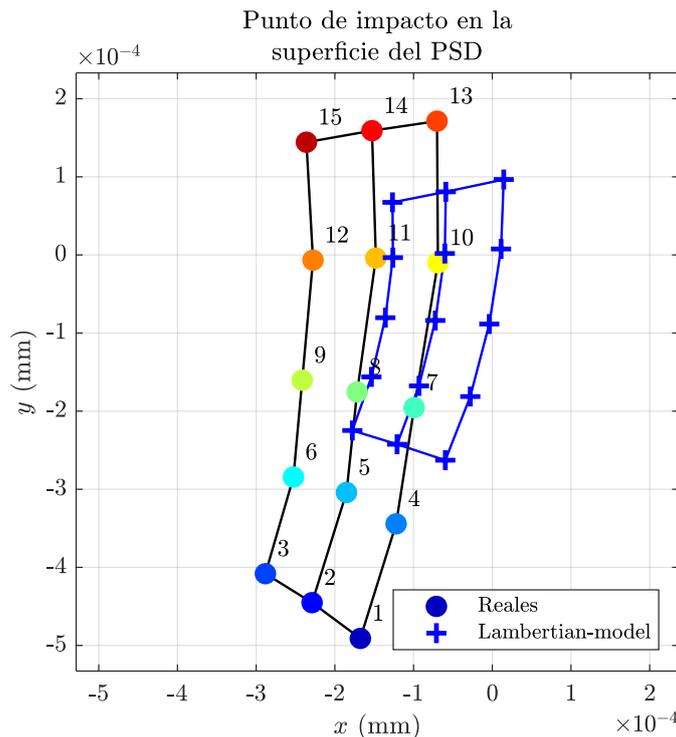


Figura 5.11: Puntos de impacto de las medidas reales y emuladas con un modelo de reflexión lambertiano en la superficie del PSD.

Puede observarse que las diferencias entre la realidad y uno de los ejemplos más relevantes y citados de modelos previos al aquí propuesto son bastante significativas. Nótese, además, que esto sucede incluso con un material con una componente “s” pequeña. Si se tratase de un material de comportamiento más especular estas diferencias serían muy abultadas.

Las emulaciones anteriores se han realizado considerando 2 rebotes y un tamaño de celda de 5 cm. A continuación, se van a realizar simulaciones con tres valores diferentes de tamaño de celda en la discretización del entorno. Como es natural cuanto más pequeño es el tamaño de la celda más aproximado será el comportamiento al caso real. En la figura 5.12 se muestran los resultados para los 3 tamaños de celda diferentes.

Como puede observarse, con dimensiones de celdas inferiores a 10 cm el modelo y procedimiento presentan resultados muy parecidos y cercanos al caso real. Ahora bien, cuando el tamaño de la celda sube hasta 20 cm el comportamiento del modelo discretizado

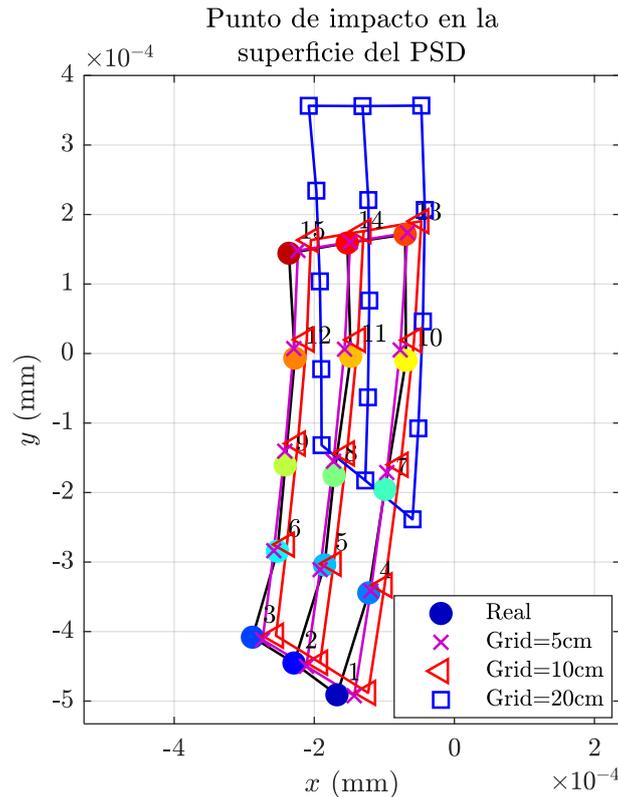


Figura 5.12: Puntos de impacto de las medidas reales y emuladas en la superficie del PSD en función del tamaño del grid.

ya no sigue al comportamiento real.

El establecimiento de un umbral puede depender de factores como la geometría y los materiales del entorno y de las características tanto del emisor como del receptor. En cualquier caso, a medida que la superficie de la cuadrícula aumenta, los resultados serán menos realistas porque la irradiancia que llega a todos los puntos de la superficie de cada celda ya no es similar, y la hipótesis en la que se basa nuestro enfoque, considerando que el comportamiento del espacio continuo está correctamente modelado por un espacio de cuadrícula discreto, ya no se cumple.

En general, se puede considerar que la irradiancia que alcanza toda la superficie de cada celda de la cuadrícula es constante cuando el lado de la celda de la cuadrícula es al menos 10 veces menor que la distancia que la separa de la fuente de luz.

En cualquier caso, se ha establecido el umbral para el tamaño de las celdas de la cuadrícula como 20 veces menor que la distancia mínima entre el emisor y el receptor (es decir,  $10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$  para una distancia de 2 m), lo que proporciona resultados casi idénticos entre las pruebas empíricas y el modelo propuesto con una carga computacional asequible.

Con este tamaño de celda se eligió la solución más equilibrada. Además, se debe comentar que la reducción de este valor de tamaño no mejora significativamente los resultados pero sí aumenta en gran medida el tiempo de cálculo.

Cabe señalar que la realización de pruebas de comportamiento muy precisas en entornos controlados es sencilla si los entornos tienen una estructura regular (geométricamente simple) y se pueden emular en un banco de trabajo, pero extraordinariamente complicada en entornos más complejos.

### 5.3 Caracterización de los efectos de las señales debidas a multicamino en sistemas de posicionamiento basados en AoA y PoA usando señales ópticas

En este apartado se van a analizar dos de las técnicas más utilizadas en posicionamiento, AoA y PoA. Con AoA se puede tener posicionamiento absoluto mediante triangulación con un solo emisor, mientras que con PoA solo se podría obtener la distancia que separa al emisor del receptor y sería necesario disponer de varios sensores para obtener la posición del emisor mediante trilateración. Indicar que mediante el uso de un PSD también se podría obtener la señal RSS obtenida en cada instante y fusionarla con la información obtenida mediante AoA.

#### 5.3.1 Modelos para el cálculo de la señal recibida utilizando AoA y PoA

##### 5.3.1.1 Modelo propuesto para calcular la señal recibida usando ángulo de llegada (AoA)

Para conocer cómo afectan los MP se va a utilizar la herramienta descrita en el apartado 5.2 que permite calcular la potencia con que llega al receptor cada una de las contribuciones del multicamino y obtener, mediante el modelo del receptor, el punto de la superficie del sensor donde impactarán dichas señales. Así, se calculará el “centro de masas” de todas las contribuciones MP junto con el camino LOS ponderados por la potencia recibida y se estimarán las corrientes por cada canal del PSD. El centro de masas emularía el punto que devolvería el sensor PSD.

En este caso concreto la señal emitida será una señal sinusoidal de 50 kHz. El algoritmo utilizado devuelve la potencia que recibe el receptor de cada una de las celdas en las que se divide el entorno después de  $k$  rebotes. Se obtiene un array  $\mathbf{P}_T^K$  con tantos elementos como celdas en las que se divide el entorno, donde el elemento  $i$  se obtendría según:

$$\mathbf{P}_{T_i}^K = \sum_{k=1}^K \mathbf{p}_i^k \quad i = \{1, \dots, N\}, \quad (5.24)$$

donde  $K$  es el número total de rebotes considerados y  $\mathbf{p}^k$  es el array para el  $k$ -ésimo rebote, de la forma:

$$\mathbf{p}^k = [P_1^k, P_2^k \dots P_N^k], \quad (5.25)$$

donde  $N$  es el número total de celdas del entorno.

Por tanto, el valor del elemento  $i$  del array  $\mathbf{p}^k$  se corresponderá con la potencia de señal recibida por el receptor desde celda  $i$  del entorno después de  $k$  rebotes. Hasta llegar al receptor la señal va rebotando de una a otra celda del entorno. En cada rebote es necesario obtener la potencia que llega a cada una de las celdas, que dependerá de la celda en la que rebota y de la celda de la cual proviene la señal.

Conocidas las coordenadas de cada celda y el modelo del sistema de lentes se puede deducir, mediante el modelo pinhole, en qué punto de la superficie del PSD impacta la luz reflejada en cada celda así como su centro de masas que será el punto de impacto equivalente. Las coordenadas del centro de masas  $\vec{r}_{CM}$ , se calcula según la expresión:

$$\vec{r}_{CM} = \frac{P_{LOS}\vec{r}_{LOS} + \sum_{i=0}^N \mathbf{P}_{T_i}^k \vec{r}_i^k}{P_{LOS} + \sum_{i=0}^N \mathbf{P}_{T_i}^k}, \tag{5.26}$$

donde  $\vec{r}_i^k$  son las coordenadas de impacto de los elementos  $i$  del  $k$  rebote en la superficie del PSD, y  $P_{LOS}$  y  $\vec{r}_{LOS}$  son las potencias y coordenadas de la componente LOS.

Para calcular la posición del emisor dentro del entorno se va a utilizar el sistema de posicionamiento propuesto en [Rod17].

En la figura 5.13 se puede ver un esquema del sistema de posicionamiento y en la figura 5.14 se muestra un diagrama de flujo que resume los pasos que hay que llevar a cabo para estimar la posición del emisor.

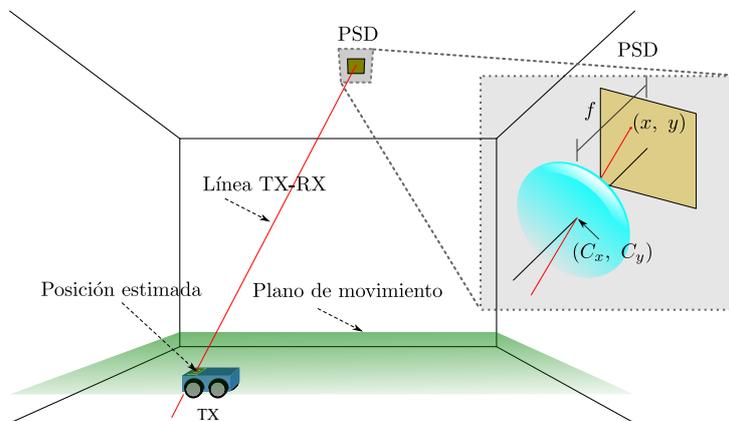


Figura 5.13: Diagrama del sistema de posicionamiento basado en PSD usado para el análisis de los multicaminos.

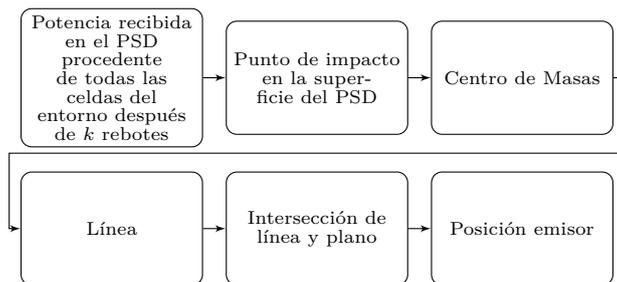


Figura 5.14: Diagrama de flujo que resume los pasos llevados a cabo para calcular la posición del emisor.

El error de posición se calcula a partir de la distancia euclidea entre la posición calculada y la posición real del emisor.

### 5.3.1.2 Modelo propuesto para calcular la señal recibida usando fase de llegada (PoA)

Considerando un determinado entorno de simulación con dimensiones, orientación y parámetros de reflexión de todas las superficies conocidos, la respuesta al impulso  $h(t)$  de los caminos de señal no-LOS, obtenida utilizando los algoritmos descritos anteriormente tendrá la siguiente ecuación:

$$h(t) = \sum_{k=0}^K h^{(k)}(t), \quad (5.27)$$

donde  $K$  es el número máximo de rebotes considerados y  $h^{(k)}(t)$  es la respuesta al impulso para el rebote  $k$ .

Una vez obtenida la respuesta al impulso del canal debida a los MP se puede calcular el desfase que mediría el detector del sistema de posicionamiento. El tipo de señal emitida y el método para el cálculo del desfase determinarán el retardo (distancia) medido entre la señal recibida y la señal emitida.

En este caso particular la señal emitida será una señal sinusoidal de una frecuencia de 50 kHz (se usa la misma frecuencia que en el caso de AoA). El emisor, el canal y el receptor se considerarán ideales; es decir, la señal recibida por el detector solo será alterada por los multicaminos procedentes de las diferentes reflexiones de la luz en las superficies del entorno, en ausencia de cualquier otro ruido. El emisor y el receptor se consideran totalmente sincronizados y por tanto el desfase medido en el receptor será debido directamente al desfase de la señal (hay que hacer notar aquí que el sincronismo necesario entre emisor y receptor, tratándose de una señal electromagnética, sería otra de las potenciales fuentes de error importantes).

Para simular el algoritmo es necesario discretizar el tiempo; en este caso se ha elegido un periodo de muestreo de  $T_s = 0,2$  ns. La señal que recibe el receptor es una señal sinusoidal de la misma frecuencia que la señal emitida, pero con una amplitud y fase diferente. La señal recibida representada en forma fasorial ([Fox02]), tendrá la forma:

$$s = \Re(s) + j\Im(s), \quad (5.28)$$

donde  $\Re(s)$  y  $\Im(s)$  son las parte real e imaginaria de  $s$ , respectivamente, y se pueden obtener a partir de la respuesta al impulso  $h$  según:

$$\Re(s) = \sum_{i=0}^N h[i] \cos(\delta[i]), \quad (5.29)$$

$$\Im(s) = \sum_{i=0}^N h[i] \sin(\delta[i]), \quad (5.30)$$

donde

$$\delta [i] = \frac{2\pi t [i]}{T}, \quad (5.31)$$

$$t [i] = iT_s, \quad (5.32)$$

donde  $T$  es el periodo de la señal y  $T_s$  es el periodo de muestreo.

Finalmente, el módulo y fase de la señal se calculan según:

$$s = P_s / \delta_s, \quad (5.33)$$

donde  $P_s$  es la amplitud obtenida a partir del modulo del número complejo  $s$ :

$$P_s = \sqrt{\Re(s)^2 + \Im(s)^2}, \quad (5.34)$$

y la fase  $\delta_s$ :

$$\delta_s = \arctan \frac{\Im(s)}{\Re(s)}. \quad (5.35)$$

La señal recibida por el detector tiene la forma:

$$s(t) = kP_s \sin(2\pi ft + \delta_s). \quad (5.36)$$

Conociendo el valor de  $\delta_s$ , la frecuencia de la señal emitida y la velocidad de la luz se puede obtener la distancia entre el emisor y el receptor usando la siguiente expresión:

$$d = \frac{\delta_s}{2\pi} Tc, \quad (5.37)$$

donde  $d$  es la distancia y  $c$  la velocidad de la luz.

La figura 5.15 muestra un diagrama de flujo con los pasos requeridos para medir la distancia entre el emisor y el receptor.

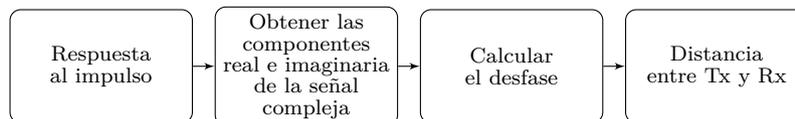


Figura 5.15: Diagrama de flujo que resume los pasos para calcular la distancia entre el emisor y el receptor.

El error de medida de distancia se obtendrá como la diferencia entre la distancia real y la distancia calculada entre emisor y receptor.

### 5.3.2 Planteamiento y definición del escenario de pruebas y modelo de cobertura

El entorno sintético que se va a utilizar para llevar a cabo las caracterizaciones va a consistir en una habitación diáfana compuesta por 4 paredes, suelo y techo. Las dimensiones de la habitación que se van a usar serán de  $5 \times 5 \text{ m}^2$  con una altura de 4 m. Estos valores podrían ser fácilmente cambiados en la herramienta de emulación.

Los materiales que se van a considerar para cada una de las superficies del entorno son los siguientes: para el suelo se va a usar una baldosa de terrazo; para el techo, una placa de escayola; y para las paredes, una material con alta reflexión de la luz como son las placas de cartón pluma. Los parámetros del modelo de reflexión que se van a usar para cada una de las superficies del entorno se muestran en la tabla 4.3. Estos valores se han obtenido experimentalmente según el método de 12 medidas descrito en el capítulo 4.

Con el objetivo de reducir los tiempos de ejecución del algoritmo se va a considerar un tamaño de celda que dependerá del número de rebotes. Considerar 3 rebotes y un tamaño de celda pequeño (en cada uno de los rebotes) implicaría un tiempo de emulación excesivo. Nótese que los multicaminos que más energía aportan son los de grado más bajo (el primero y segundo rebotes fundamentalmente).

La figura 5.16 muestra un diagrama con 3 caminos ópticos diferentes, cada uno de ellos con diferente número de rebotes. Con un único rebote (en rojo,  $k = 1$ ), con dos (verde,  $k = 2$ ) y con 3 rebotes (magenta,  $k = 3$ ) hasta que finalmente llegan al detector.

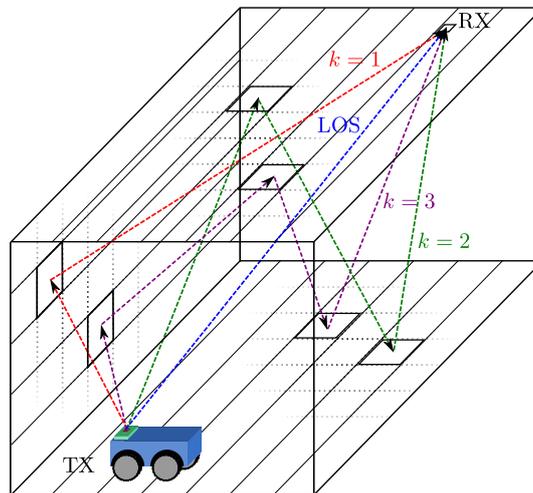


Figura 5.16: Ejemplo de 3 multicaminos con diferente número de rebotes.

En la tabla 5.4 se indican los tamaños de celda que se utilizarán en los test y el número de multicaminos analizados en cada uno de los rebotes.

El tamaño de las celdas para los rebotes 1° y 2° se ha seleccionado deliberadamente pequeño con el objetivo de conseguir un comportamiento muy cercano al real. Los resultados de las simulaciones han mostrado que podrían haberse usado tamaños de celdas mayores sin afectar de forma significativa en los resultados obtenidos.

Tabla 5.4: Tamaño de celda y número de multicaminos en función del rebote considerado.

Rebote	Tamaño de la celda	Número de multicaminos (MP)
1°	1 × 1 cm <sup>2</sup>	1,3 × 10 <sup>6</sup>
2°	5 × 5 cm <sup>2</sup>	2,7 × 10 <sup>9</sup>
3°	25 × 25 cm <sup>2</sup>	9 × 10 <sup>9</sup>

### Emisor

En las emulaciones se va a utilizar un emisor con un patrón de emisión lambertiano  $I_e(\theta) = \xi \cos \theta$ . Se van a realizar varias pruebas en las que el emisor se moverá a lo largo de 17 posiciones en el suelo del entorno.

En la figura 5.17 se pueden ver las posiciones que ocupará el emisor marcadas con un índice para identificarlas. El emisor se situará sobre un plano en todas las pruebas (plano  $z = 0$ ). Además, siempre estará orientado con su vector superficie perpendicular al plano de movimiento (componentes del vector superficie ( $x = 0, y = 0, z = 1$ )).

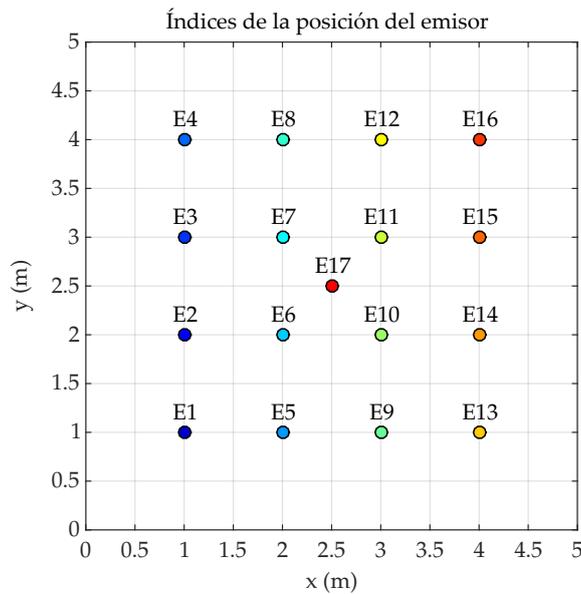


Figura 5.17: Índices de la posición del emisor.

### Receptor

El detector utilizado en las simulaciones está basado en un sensor PSD de  $9 \times 9 \text{ mm}^2$  de superficie (se ha elegido este detector en correspondencia con el detector real que se usa en pruebas empíricas).

Para caracterizar el conjunto sensor más óptica se va a usar el modelo pinhole que nos permitirá obtener todos los parámetros geométricos del sistema y conocer la cantidad de energía que se recoge, al igual que relacionar las coordenadas 3D del mundo con las coordenadas 2D de la superficie del PSD.

En este trabajo, se va a considerar que no existen distorsiones ni en la lente ni en el

PSD y que no existen errores que no sean debidos a multicamino (único error que se desea considerar en este capítulo).

El detector se va a colocar en el plano  $z = 4$  m en diferentes posiciones, como se puede ver en la figura 5.18. Nótese que con los puntos elegidos y dado que se emula una situación ideal (con excepción del multicamino) se podría obtener el comportamiento en el resto de puntos del entorno, ya que existe simetría.

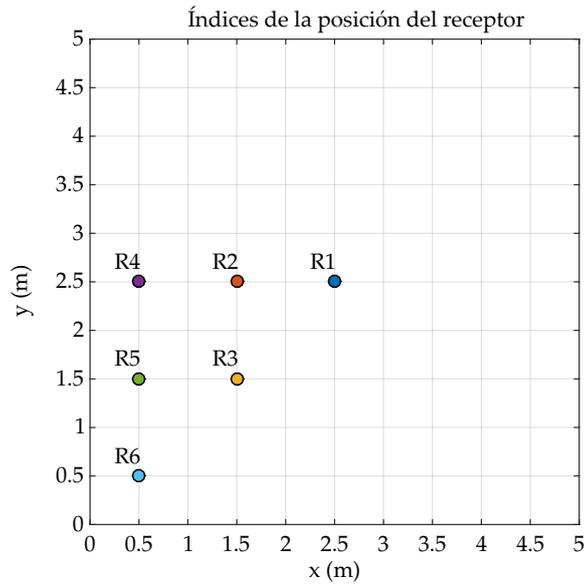


Figura 5.18: Índices de la posición del receptor.

Para comprobar el efecto del MP, en función del FoV del receptor, se van a realizar simulaciones considerando 3 distancias focales diferentes del sistema óptico. En función de la focal se va a considerar una orientación del receptor distinta con el objetivo de aumentar la cobertura de las posiciones en las que se pueda situar el emisor. Las orientaciones del receptor en función de la focal se muestran la tabla 5.5, estando las orientaciones expresadas según las componentes ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ) del vector superficie del receptor.

Tabla 5.5: Orientación del receptor en función de su posición y distancia focal.

Detector	f = 4,5 mm			f = 7,5 mm			f = 16 mm		
	x	y	z	x	y	z	x	y	z
R1	0	0	-1	0	0	-1	0	0	-1
R2	0	0	-1	0.184	0	-0.983	0	0	-1
R3	0	0	-1	0.170	0.170	-0.971	0	0	-1
R4	0	0	-1	0.391	0	-0.920	0.160	0	-0.987
R5	0	0	-1	0.385	0.170	-0.907	0.160	0	-0.987
R6	0	0	-1	0.348	0.348	-0.870	0.158	0.158	-0.974

La figura 5.19 muestra esquemáticamente la cobertura en el entorno para cada valor de focal y cada posición del detector. Las líneas en trazo grueso acotan la cobertura del

detector sobre el espacio de la habitación y los puntos representan las posibles colocaciones del emisor.

Para valores pequeños de distancia focal, el FoV del detector cubre un área mayor que el plano de movimiento del emisor, por lo tanto, el efecto del MP recibido por el sensor será mayor. Por otro lado, cuanto menor sea el FoV menor serán los efectos del MP pero no se cubrirá toda el área de movimiento del emisor (lo ideal sería utilizar una distancia focal que permitiese cubrir únicamente el área en la que se desea localizar al emisor).

Para calcular los errores de las medidas realizadas con AoA y PoA se indican las posiciones del emisor y del receptor en cada caso. Nótese que únicamente se utiliza un emisor y un detector para determinar la posición por AoA y la distancia por PoA. La influencia del multicamino se medirá en cada una de las técnicas. Cabe destacar que los resultados no son directamente comparables ya que con AoA se mide la posición y con PoA, la distancia, pero que a partir de las condiciones de medida y del error de distancia también se podría obtener el error cometido mediante PoA para determinar la posición. En trabajos realizados previamente [Mar11a] el error en la obtención de la posición es el doble que el de la determinación de distancia.

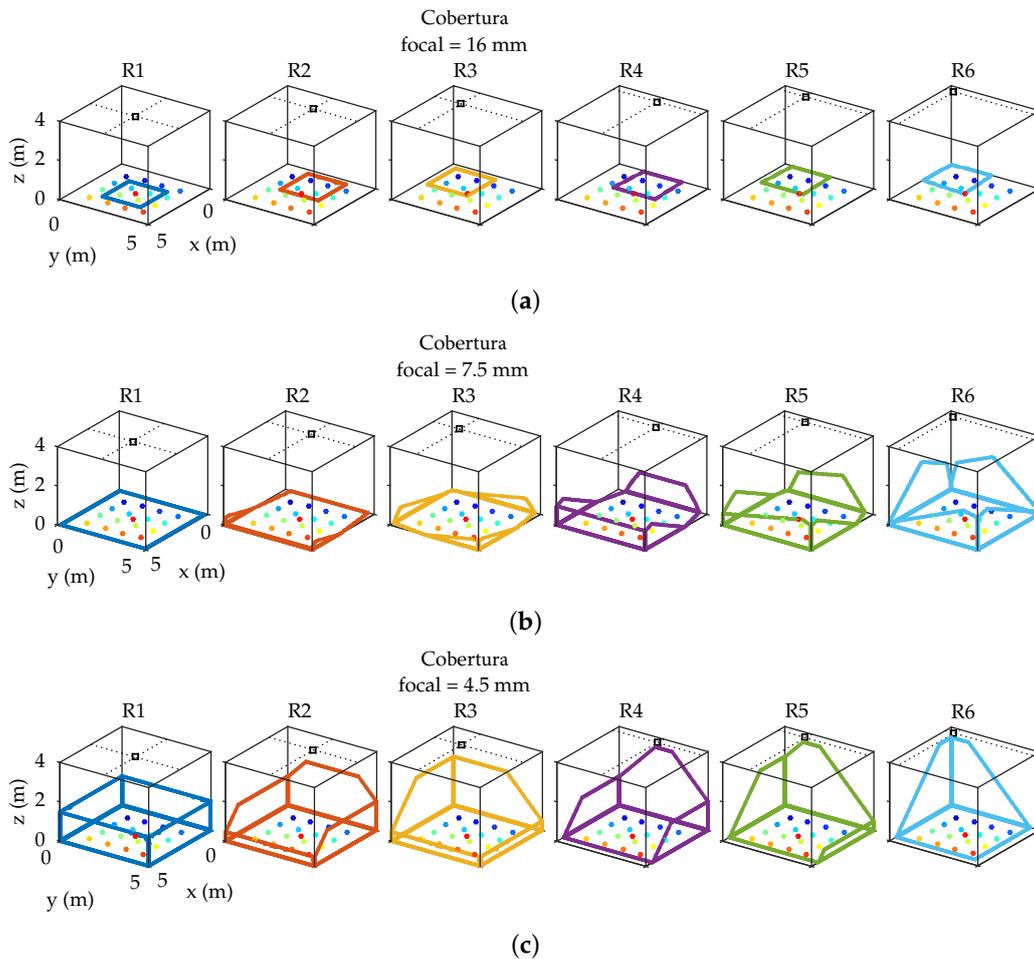


Figura 5.19: Área de cobertura (a) usando una distancia focal de 16 mm; (b) usando una distancia focal de 7.5 mm; (c) usando una distancia focal de 4.5 mm.

### 5.3.3 Determinación del efecto de las señales debidas a multicamino

En esta sección se va a mostrar el proceso llevado a cabo para calcular los efectos de las señales debidas a multicamino tanto en AoA como en PoA. Además, se mostrarán algunos resultados ejemplo para una posición de emisor y detector que serán convenientemente ampliados en el apartado de resultados.

#### 5.3.3.1 Procedimiento para determinar el efecto del multicamino en sistemas de posicionamiento basados en ángulo de llegada (AoA)

Para entender el proceso de cálculo del error de posicionamiento con AoA se van a mostrar todos los pasos que han sido necesarios hasta llegar al resultado final. En primer lugar se obtendría la potencia de los diferentes multicaminos que llegan al PSD con 1, 2 y 3 rebotes (usar 3 rebotes se considera una buena aproximación). El algoritmo usado se adapta al: entorno, características enunciadas, el set-up y las condiciones de medida. Por ejemplo, si se considera un sensor PSD con una lente de 4.5 mm de distancia focal, el sensor colocado en la posición R1 (centro de la habitación) y el emisor situado en E1 (esquina de la habitación), se obtienen los resultados mostrados a continuación.

La figura 5.20 muestra la potencia de señal recibida en el PSD procedente de cada una de las celdas en las cuales se divide el entorno considerando 1 rebote (figura 5.20a), 2 rebotes (figure 5.20b) y 3 rebotes (Figure 5.20c). Cada punto en la figura tiene diferente color dependiendo de la potencia de señal recibida por el PSD procedente de la celda situada en ese punto. Cabe destacar que la potencia de señal que se muestra en la figura únicamente corresponde con el último rebote considerado después de calcular los anteriores. Es decir, para el tercer rebote, únicamente se muestra la potencia que llega al receptor después de que la señal emitida haya rebotado 3 veces en el entorno antes de llegar al receptor, y no la suma del tercer rebote más los dos anteriores.

La figura 5.21 muestra la potencia de señal y los puntos de detección de los distintos multicaminos sobre la superficie del sensor PSD de  $9 \times 9 \text{ mm}^2$ , considerando únicamente el 1° rebote (figura 5.21a), 2° rebote (figura 5.21b) y 3° rebote (figura 5.21c).

El área blanca en las figuras 5.20a y 5.21a es debida a que no hay señal procedente del suelo que llegue al receptor con únicamente un 1 rebote. El punto marcado con una “×” muestra el punto de impacto de la componente LOS, que se corresponde con la posición del emisor. Los valores de potencia de señal recibidos en las leyendas de las distintas figuras se muestra en unidades normalizadas (W/W) con respecto a la potencia de señal emitida.

La figura 5.22a muestra la suma de la potencia de señal cuando se considera el efecto del multicamino de los 3 primeros rebotes (la suma del efecto del MP del 1°, 2° y 3° rebote) que llegan a la superficie del PSD. La figura 5.22b muestra la reproyección de la potencia de señal procedente de las distintas celdas que forman el entorno.

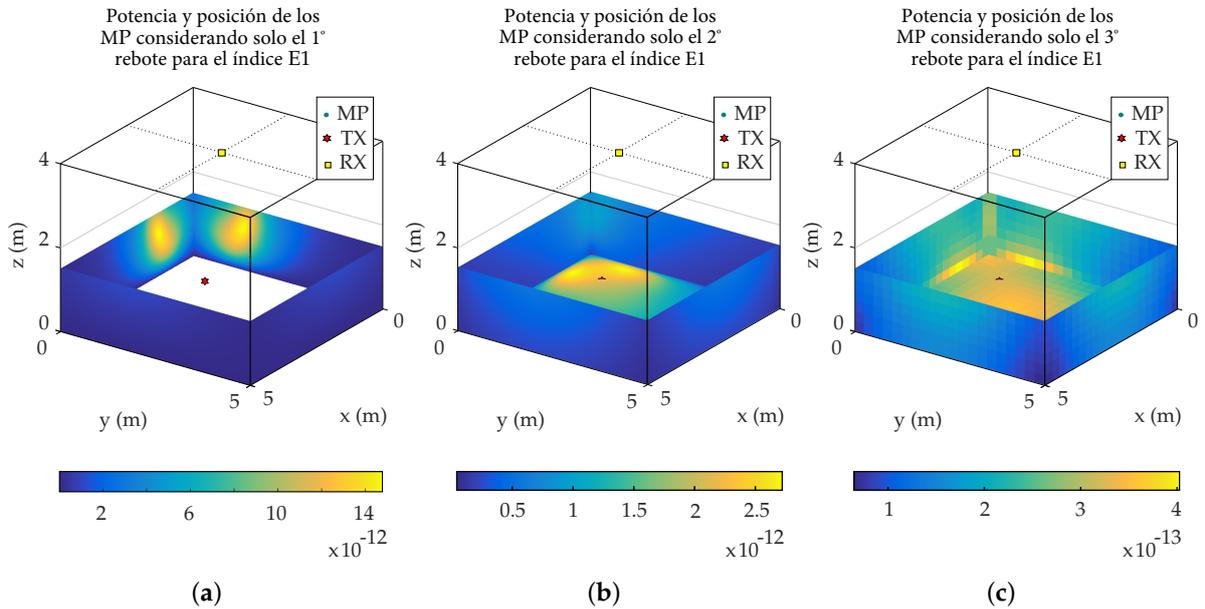


Figura 5.20: Potencia y posición de los multicaminos para la posición E1 del emisor considerando únicamente el (a) 1°, (b) 2°, y (c) 3° rebote.

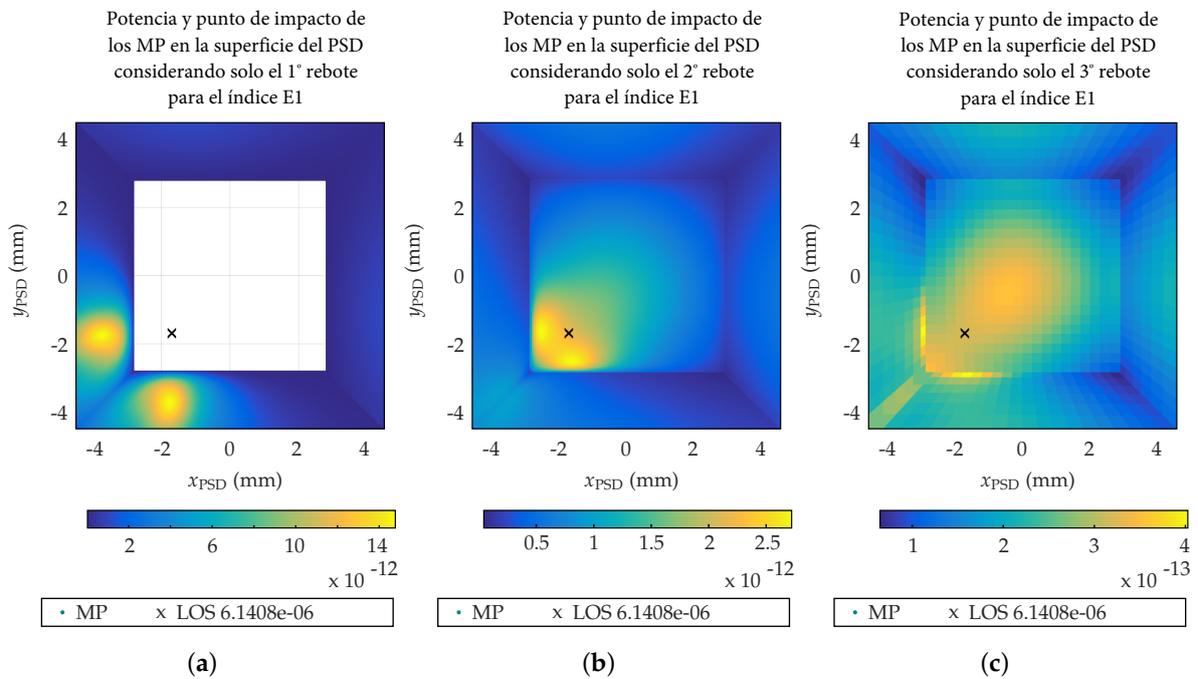


Figura 5.21: Potencia y punto de impacto de los multicaminos en la superficie del PSD para la posición E1 del emisor considerando únicamente el (a) 1°, (b) 2°, y (c) 3° rebote.

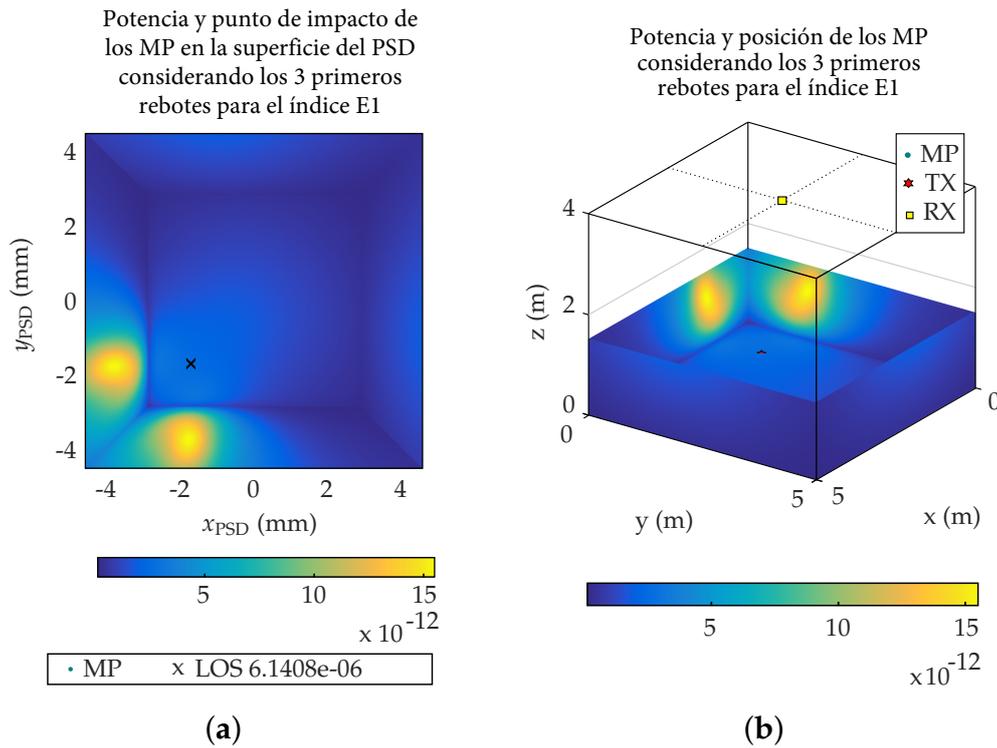


Figura 5.22: Posición y potencia de señal de los multicaminos considerando los 3 primeros rebotes en (a) la superficie del PSD y (b) en el entorno.

Para obtener la posición del emisor considerando el multicamino, en primer lugar, se calcula el centro de masas de la señal recibida procedente de todos los MP más la señal LOS. Una vez obtenido el centro de masas en la superficie del PSD se re proyecta esa posición en el plano del suelo donde se mueve el emisor.

La figura 5.23 muestra, para una simulación en la que se ha posicionado el emisor en 17 posiciones del plano del suelo (figura 5.23a), la posición calculada cuando se tienen en cuenta los multicaminos con 1 rebote, los 2 primeros y los 3 primeros rebotes de la señal. La figura 5.23b muestra una posición ampliada para ver con más detalle el efecto del MP a la hora de calcular la posición del emisor.

Se observa que el efecto del MP causa que la posición calculada del emisor se desvíe en torno a 2 cm de la posición real a pesar de que el emisor esta cercano a dos paredes con componentes de MP muy significativas y trabajando con una distancia focal de 4.5 mm.

Una vez que el procedimiento para calcular la posición del emisor considerando el efecto del MP ha sido explicado, en la figura 5.24 se muestran los errores en el posicionamiento del emisor. Se ha considerado que el detector está fijo en el punto R1, mientras que el emisor se posiciona en los 17 puntos descritos anteriormente, considerando el efecto del multicamino de los 3 primeros rebotes.

La figura 5.24 muestra que el error depende de la posición del emisor y dicho error es mayor cuanto más cerca se sitúa el emisor de las esquinas donde el efecto de los rebotes

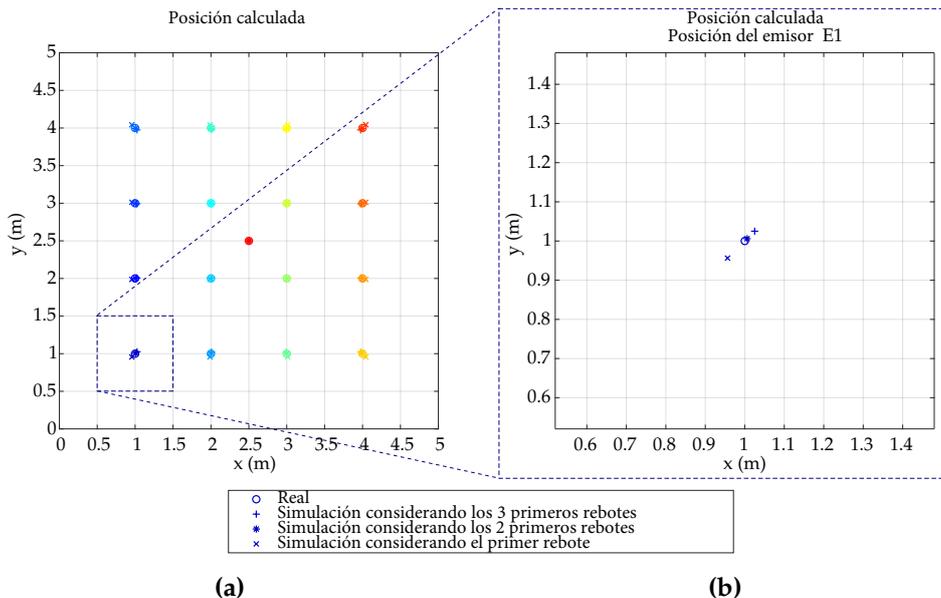


Figura 5.23: Posiciones calculadas en función del número de rebotes considerados en (a) todas las posiciones en las que se ha movido el emisor; (b) en la posición E1 del emisor, comentada en el ejemplo.

de la señal en las dos paredes se acentúa. Sin embargo, en la posición del emisor central E17, el error es nulo porque los efectos de los MP se compensan debido a la simetría del entorno.

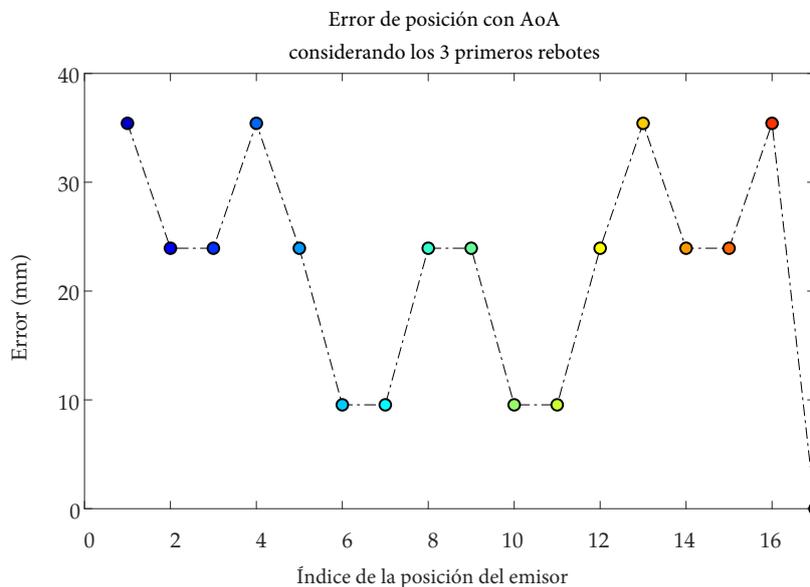


Figura 5.24: Errores de posicionamiento considerando los 3 primeros rebotes.

Para finalizar, y siguiendo con el mismo caso ejemplo se va a mostrar en la figura 5.25, en una superficie, los errores de posicionamiento en función de la posición del emisor. Para ello se han cogido los valores de error para los 17 puntos emulados y se ha realizado una interpolación thin-plate spline.

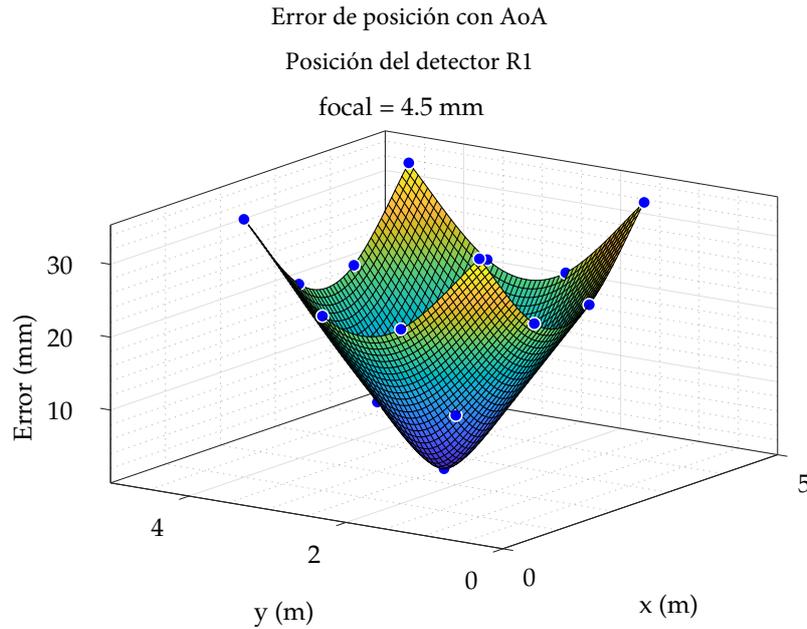


Figura 5.25: Superficie del error de posicionamiento en función de las posiciones del emisor.

### 5.3.3.2 Procedimiento para determinar el efecto del multicamino en sistemas de posicionamiento basados en fase de llegada (PoA)

Al igual que se hizo con el caso anterior, se va a mostrar cuál ha sido el procedimiento para obtener los resultados eligiendo la misma posición ejemplo para el detector que en AoA.

Hay que destacar que, en este caso, no solo es importante la potencia con la que llegan las diferentes componentes de la señal al detector; sus fases correspondientes son imprescindibles dado que el método de medida utiliza el valor de la fase. Por ello es necesario conocer la respuesta al impulso del canal.

En el caso de trabajar con PoA la técnica propuesta permite obtener la respuesta al impulso debida a MP si se conocen las características del entorno y las posiciones de emisor y receptor.

Para poder estimar el efecto de MP se obtendrá la respuesta al impulso del canal por camino LOS. Además, también se obtendrán las respuestas al impulso para los casos de señales que llegan al detector tras 1 rebote, 2 rebotes y 3 rebotes. Finalmente se calculará la respuesta total.

La nomenclatura que se utilizará será la siguiente:  $h_0$  es la respuesta al impulso del camino LOS;  $h_1$ ,  $h_2$  y  $h_3$  las respuestas al impulso para el 1º rebote, 2º rebote, 3º rebote respectivamente, y  $h_T$  para la señal total.

Por ejemplo, para la posición R1 del sensor, con una focal de 4.5 mm y posiciones de emisor E1 y E17, las respuestas al impulso son las mostradas en la figura 5.26.

En cada una de las figuras se muestra por separado el camino LOS, cuya potencia se

indica en la leyenda (el pico de  $h_0$  está truncado), cada una de las respuestas al impulso para cada uno de los rebotes y, en discontinuo, la respuesta al impulso total. También se muestra una ampliación para ver con más detalle el segundo y tercer rebote.

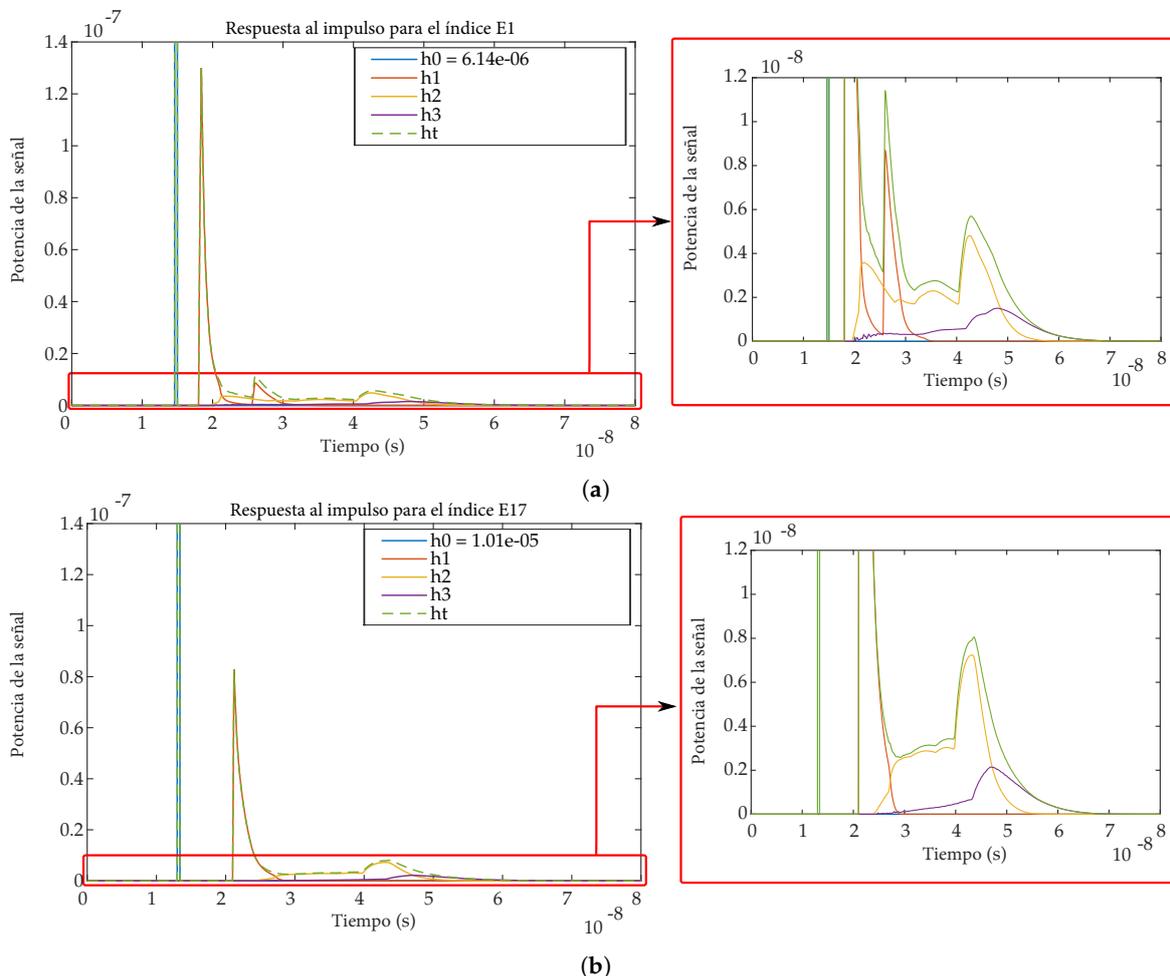


Figura 5.26: Respuesta al impulso para (a) el índice E1 y (b) el índice E17.

Se observa claramente que  $h_0$  de E17 llega antes y con mayor potencia (RSS:  $1,01 \times 10^{-5}$ ; t:  $1,32 \times 10^{-8}$  s) que  $h_0$  de E1 (RSS:  $6,14 \times 10^{-6}$ ; t:  $1,48 \times 10^{-8}$  s), debido a que la distancia entre el emisor y el detector es menor en la posición E17 que en la posición E1. También se observa que  $h_1$  de E1 tiene 2 máximos significativos: el mayor se corresponde con los MP de las 2 paredes más próximas al emisor y el segundo máximo con los MP procedentes de las 2 paredes más lejanas. La respuesta al impulso  $h_1$  de E17 únicamente tiene un máximo significativo debido a que el emisor y detector están justo en el punto central de la habitación. El máximo se corresponde con los MP del punto central de las 4 paredes. También se observa en ambos casos como  $h_2$  y  $h_3$  tienen su máximo posterior a  $h_1$  debido a que los MP tienen que recorrer un camino mayor hasta llegar al detector.

Una vez conocida la respuesta al impulso del canal se puede estimar la distancia que separa al emisor del detector a partir de las expresiones (5.37).

Como se comentó anteriormente, la frecuencia de la señal sinusoidal que se va a simular

es de 50 kHz. Cabe destacar que es una frecuencia muy baja para obtener medidas precisas de fase en sistemas PoA reales, debido a que los ruidos, errores de relojes, sincronismo, etc., introducirían errores de medida de fase muy elevados. Pero dado que en este trabajo esos parámetros se están considerando ideales, ya que solo se pretende analizar los efectos de los MP, se ha optado por elegir siempre el mismo receptor. Aun así, los valores que se mostrarán a continuación son válidos para cualquier fotodetector que pueda trabajar a mayor frecuencia. En la figura 5.27a, se analiza cómo influye la frecuencia en los errores de medida de distancia debido únicamente a multicamino. El error de medida de distancia para cada una de las diferentes frecuencias depende del entorno, señal emitida, y la técnica de cálculo de fase usada.

En la figura 5.27b se muestran las medidas de fase para cada valor de frecuencia obtenidas a partir de la respuesta al impulso.

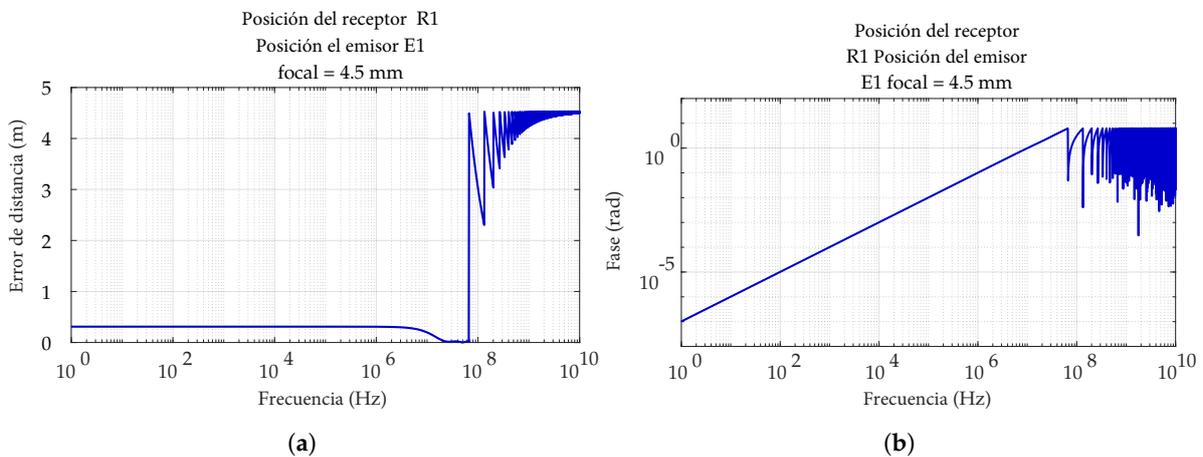


Figura 5.27: (a) Error de distancia en función de la frecuencia; (b) Fase en función de la frecuencia.

En la figura 5.27 se observa cómo los errores en la medida de distancia a partir del desfase tienen 3 zonas diferenciadas. La primera zona situada desde 1 hasta aproximadamente  $5 \times 10^6$  Hz, el error permanece constante. A partir de esta última frecuencia hasta aproximadamente  $8 \times 10^7$  Hz el error disminuye. Esto es debido a que la distancia entre el emisor y detector todavía está por debajo de la longitud de onda de esas frecuencias. Sin embargo, los MP llegan al detector con desfases mayores de  $2\pi$ . Por lo tanto, el detector, al ser señales sinusoidales no es capaz de detectar que el desfase es mayor de  $2\pi$ . La tercera zona se sitúa a partir de  $8 \times 10^7$  Hz donde la distancia entre emisor y receptor es mayor que la longitud de onda y, por tanto, el detector no puede saber en qué posición está el emisor. Se puede ver también que para la frecuencia elegida de 50 kHz el sistema receptor tendría que ser capaz de medir un desfase de 5 mrad pero, en cambio, si se eligiese otro fotodetector que pudiese trabajar con sinusoidales de 5 MHz el desfase medido sería de 0.5 rad.

En la figura 5.28 se muestran las diferencias (error) entre la medida de distancia calculada a partir de la fase de la señal compuesta de LOS más NoLOS, y la real para las 17

posiciones del emisor. El índice del eje de abscisas se corresponde con las posiciones  $E_i$  indicadas en la figura 5.17.

En este caso se muestra el error de distancia que se obtiene considerando solo 1 rebote, los 2 primeros rebotes y los 3 primeros rebotes para poner de manifiesto la importancia que tiene la fase de las señales procedentes de un tercer rebote. Aunque la potencia de los MP disminuye significativamente con el número de rebotes, al tener un desfase considerable con respecto a la señal LOS se introducen errores importantes en el cálculo de la fase de la señal compuesta.

Añadir más rebotes, al igual que sucedía con el caso de AoA, no supone diferencias significativas en los resultados.

Se aprecia claramente que el error es significativo y no solo en zonas cercanas a paredes (hecho que ya habíamos constatado empíricamente) si no que se mantiene bastante constante en todo el espacio, generando errores en torno a 65 cm en medidas de distancia entre 4 y 6 m.

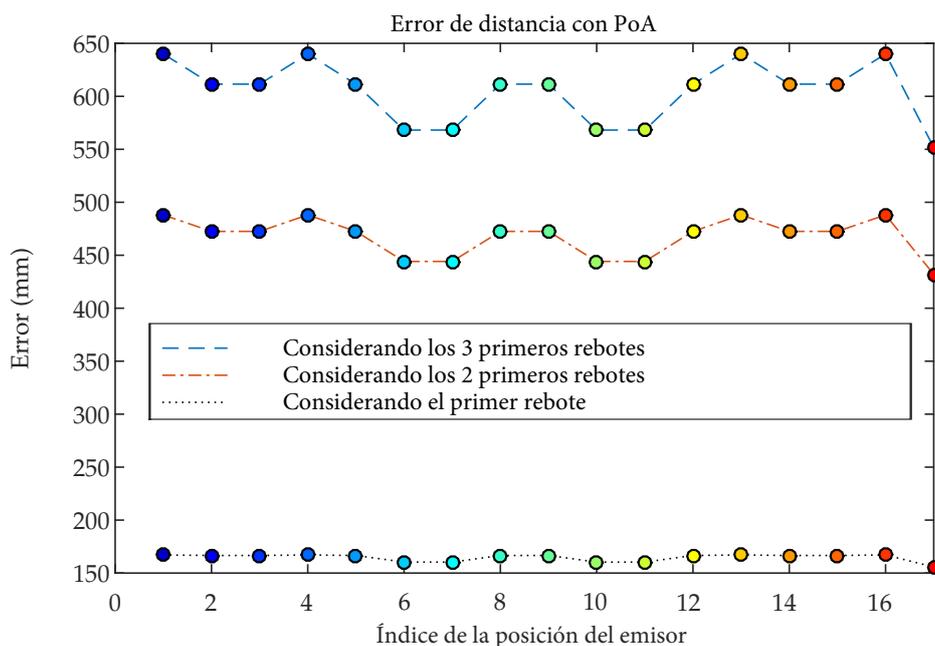


Figura 5.28: Error de distancia considerando el primer, los 2 primeros y los 3 primeros rebotes.

De forma análoga al caso de AoA, en la figura 5.29 se va a mostrar una superficie de los errores de medida de distancia en función de la posición del emisor colocando el detector en R1. Para ello se han cogido los valores de error para los 17 puntos  $E_i$  emulados y se ha realizado una interpolación thin-plate spline.

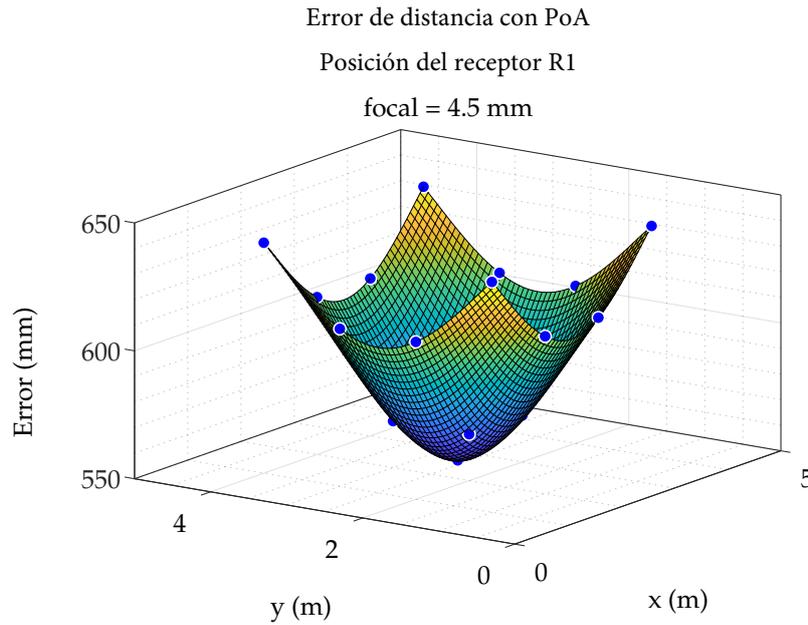


Figura 5.29: Superficie del error de distancia en función de las posiciones del emisor.

### 5.3.4 Resultados

En este apartado se van a mostrar los errores obtenidos en la determinación de la posición del emisor con AoA y el error en la medida de distancia entre emisor y detector usando PoA. Para ello se va a emular diferentes emplazamientos del detector y moviendo el emisor por todo el espacio, así como resultados de algunas pruebas empíricas. Los errores mostrados son los que se producirían debido únicamente al efecto del multicamino.

Las condiciones de desarrollo de las pruebas emuladas son las mismas que las indicadas en la sección 5.3.2. Así, las diferentes posiciones  $R_i$  que ocupará el detector y  $E_i$  que barrerá el emisor, son las mostradas en las figuras 5.18 y 5.17. Las distancias focales usadas en las pruebas serán de 4.5 mm, 7.5 mm, y 16 mm.

El primer caso, cuando se usa una distancia focal de 4.5 mm, el FoV del detector cubre todo el plano de movimiento del emisor incluyendo gran parte de las paredes. Dado que el emisor únicamente se va a mover por el plano  $z = 0$  m, la parte del FoV de las paredes únicamente introduce errores de MP.

La focal de 7.5 mm abarcaría gran zona de desplazamiento y parcialmente algunas partes de las paredes. La focal de 16 mm abarcaría parcialmente zona de movimiento del agente. Las pruebas empíricas se van a realizar con focal de 16 mm, indicando en cada una las condiciones de realización y, cuando sea necesario, los resultados de emulación en las mismas condiciones.

Las pruebas llevadas a cabo muestran que la hipótesis inicial, de que el efecto de MP en AoA es mucho menos significativo que en PoA, es correcta. Y por tanto, los errores obtenidos con la técnica de AoA son considerablemente menores.

Además, para verificar la validez de la hipótesis y el trabajo se realizarán pruebas empíricas para demostrar que los modelos propuestos y los resultados obtenidos son válidos.

#### 5.3.4.1 Comparativa de los resultados de emulación

Como resultado de los procedimientos descritos a lo largo de todo el capítulo, se han emulado los sistemas de medida para todas las posiciones del detector  $R_i$  y para cada una de esas posiciones se ha localizado el emisor en todas las posiciones  $E_i$ . En la figura 5.30 se muestran los resultados obtenidos usando AoA y PoA respectivamente, con distancias focales de 4.5 mm, 7.5 mm, y 16 mm, para cada combinación de posiciones  $E_i$  y  $R_i$ .

Los errores obtenidos mediante PoA son mucho más significativos que los obtenidos mediante AoA. Además, los errores con PoA tienen un comportamiento similar en todas las posiciones del detector. Esto indica que el efecto del MP con PoA no puede ser mitigado al modificar la posición del detector dentro del entorno. Los errores en AoA, sin embargo, son un orden de magnitud menores.

Con respecto a los errores de posicionamiento con AoA se observa que, además de que los errores son muy pequeños, dependen fuertemente de la posición del detector, con lo que eligiendo convenientemente el emplazamiento se pueden mitigar en gran medida el efecto del multicamino. Tal y como indicaba nuestra hipótesis, al llegar señal de MP a toda la superficie del detector PSD provoca que se genere corriente de “ruido MP” en todos los electrodos y se contrarresten sus efectos, y en mayor medida cuanto más simétrico es el espacio alrededor del detector.

Otro aspecto muy destacable en ambas técnicas es el efecto que tiene el valor de la focal. Cuando se dispone de una focal pequeña el detector posee un FoV mayor que la zona de desplazamiento del emisor y de esa “zona extra” solo se recibe ruido de multicamino. Por tanto, cuanto más pequeño sea el FoV menos afectarán los multicaminos. Este aspecto es más significativo cuando, midiendo con AoA, únicamente se captura señal de la zona donde se mueve el emisor sin incluir las paredes (distancias focales de 16 mm y 7.5 mm en las posiciones del detector de R1, R2, y R3) dando errores bajos.

Téngase en cuenta que para obtener el posicionamiento con PoA sería necesario utilizar la medida de distancia de varios detectores. Los errores aquí mostrados se mantendrían o aumentarían [Mar11a], por lo que se pueden sacar conclusiones suficientes para determinar qué técnica está más influenciada por el efecto del MP.

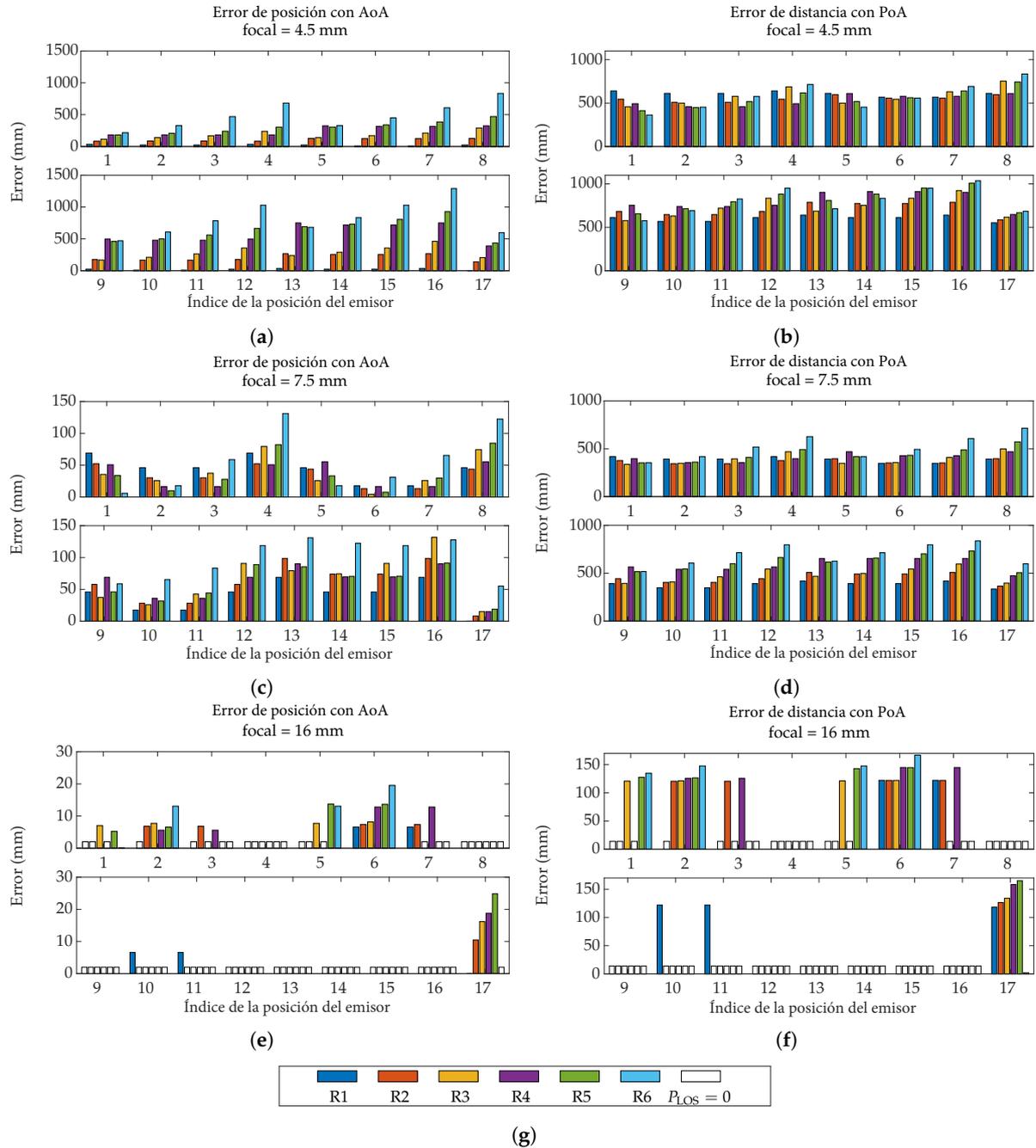


Figura 5.30: Error de posición de todas las combinaciones de  $E_i$  y  $R_i$  usando una distancia focal de (a) 4.5 mm, (c) 7.5 mm, y (e) 16 mm. Error de distancia de todas las combinaciones de  $E_i$  y  $R_i$  usando una distancia focal de (b) 4.5 mm, (d) 7.5 mm, y (f) 16 mm. En (g) se muestra el indicador de color que identifica cada posición del receptor.

### 5.3.4.2 Curvas de error en función de la focal y la posición del detector

A partir de los resultados mostrados en la figura 5.30, realizado una interpolación thin-plate spline, se han obtenidos las curvas de error para cada focal y cada posición del detector en todo el espacio de movimiento del emisor. A continuación, en la figura 5.31 y 5.32 se muestra, como ejemplo, los resultados correspondientes a dos posiciones del detector.

Tras las pruebas anteriores se ha procedido a emular cuáles serían los errores debidos a los efectos de los multicaminos en uno de los demostradores que el grupo GEINTRA tiene en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Alcalá. Se trata de un pasillo de 3.5 metros de alto, 3.5 metros de ancho y 20 de largo. Se ha usado un PSD S5991-01 de Hamamatsu Photonics (Hamamatsu, Japón) con un área de  $9 \times 9 \text{ mm}^2$ , y se ha montado una lente de 16 mm de distancia focal.

Un aspecto importante a tener en cuenta es que, dada la longitud del pasillo, deben poder desplegarse varios sensores para conseguir una cobertura completa. Aquí es importante seleccionar una óptica adecuada que, dados los resultados obtenidos en el apartado anterior, debe ser superior a 7,5 mm para no captar el ruido MP de las paredes. La lente utilizada para las pruebas empíricas tendrá una distancia focal de 16 mm; esto se impone porque el sensor utilizado S5991-01 de dimensiones  $9 \times 9 \text{ mm}^2$  hay que acoplarle una lente de diámetro 25.4 mm (1 pulgada) y la distancia focal mínima comercial encontrada para lentes individuales es de 16 mm. Para distancias focales más cortas se debe colocar un grupo de lentes o perder parte del sensor con lentes más pequeñas, lo que introduciría además una pérdida de SNR.

En la figura 5.33 se muestran las posiciones obtenidas del emisor en el pasillo con distancias focal de 7.5 mm y 16 mm. En ambos casos, el detector se sitúa en el centro del techo. Los puntos mostrados en las figuras son solo aquellos que están dentro del FoV del detector.

Las figuras 5.34 y 5.35 muestran los errores debidos a MP cuando se posiciona el emisor (con distancias focales de 7.5 mm y 16 mm respectivamente). Los errores de MP se han obtenido a partir de las posiciones calculadas mostradas en la figura 5.33. El color de los puntos indica el error que se cometería al obtener la ubicación de un emisor en ese punto. Debe tenerse en cuenta que la escala de figuras 5.34 and 5.35 es diferente con el objetivo de observar con más detalle el error en función de la posición del emisor.

En el caso de distancia focal de 7.5 mm se obtiene una mayor cobertura pero es más sensible a los efectos de los multicaminos.

En el caso de la lente de 16 mm el FoV del detector no cubre toda la anchura del pasillo y tiene zonas sin cobertura. Como se puede ver, los errores máximos con lentes de 7.5 mm y en las zonas más alejadas de la detección serían de 6 cm. En el caso de la focal de 16 mm la cobertura no alcanza el ancho del pasillo, ya que sólo cubre 1.5 m pero para el

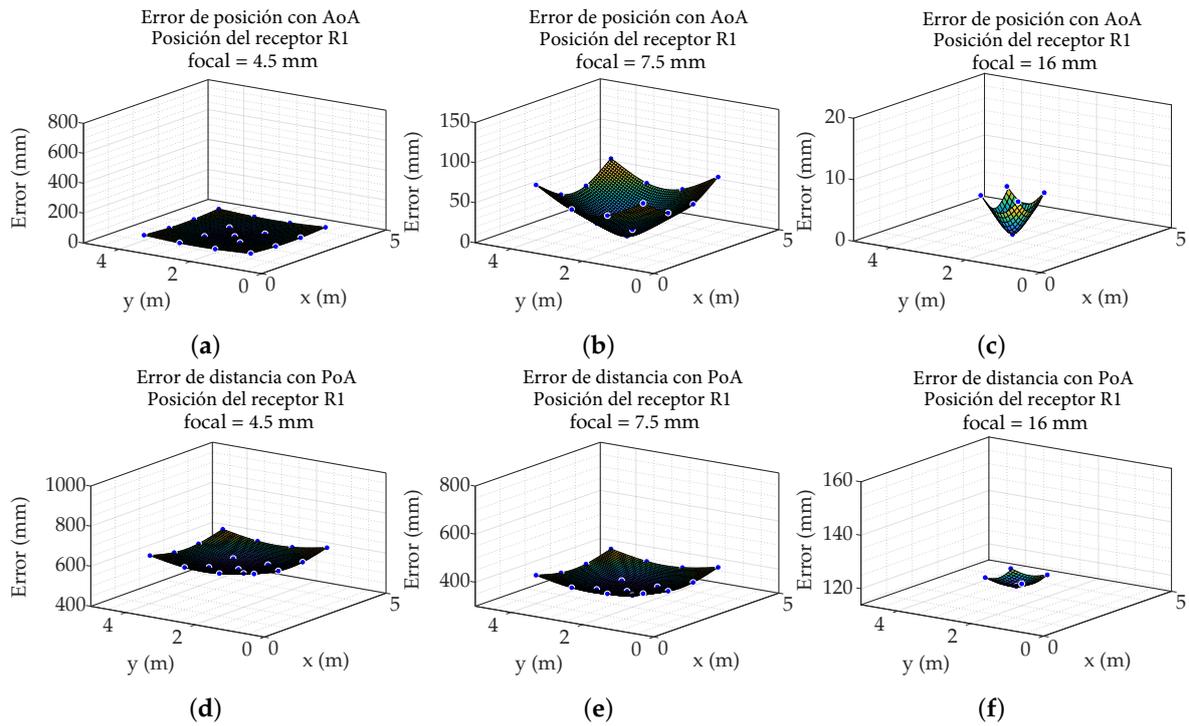


Figura 5.31: Superficie del error de posicionamiento con AoA en la posición del receptor R1 usando una distancia focal de (a) 4.5 mm, (b) 7.5 mm, y (c) 16 mm; Superficie del error de distancia con PoA en la posición del receptor R1 usando una distancia focal de (d) 4.5 mm, (e) 7.5 mm, y (f) 16 mm.

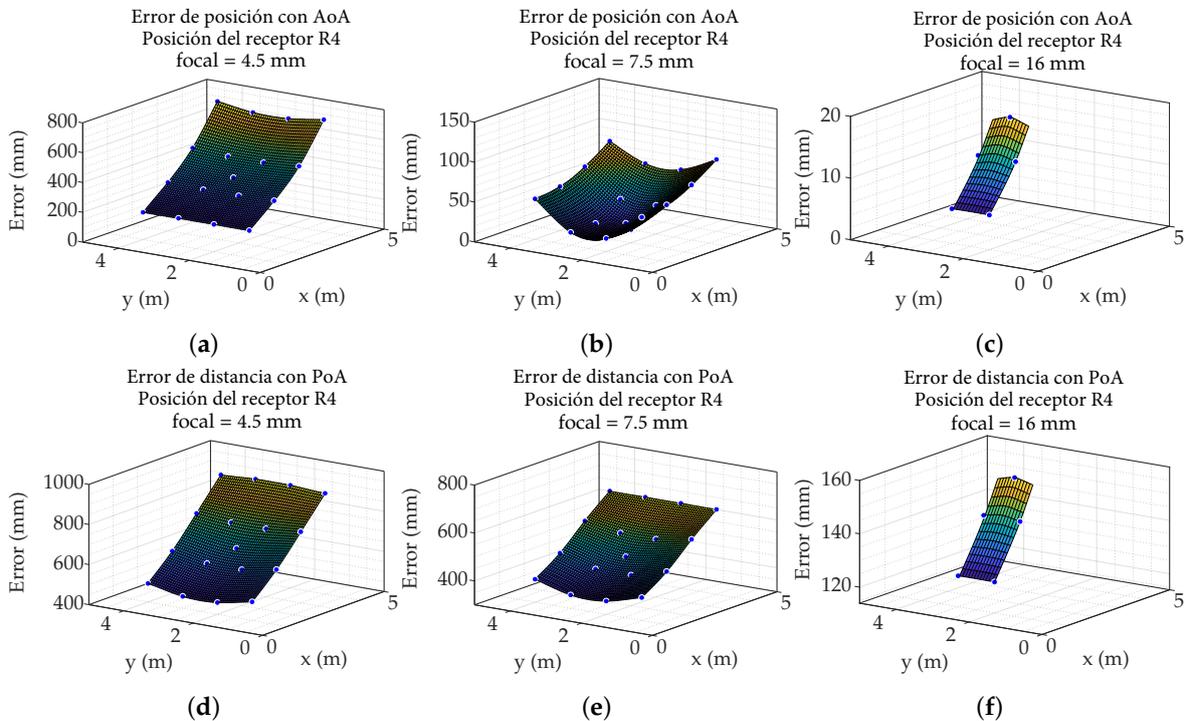


Figura 5.32: Superficie del error de posicionamiento con AoA en la posición del receptor R4 usando una distancia focal de (a) 4.5 mm, (b) 7.5 mm, y (c) 16 mm; Superficie del error de distancia con PoA en la posición del receptor R4 usando una distancia focal de (d) 4.5 mm, (e) 7.5 mm, y (f) 16 mm.

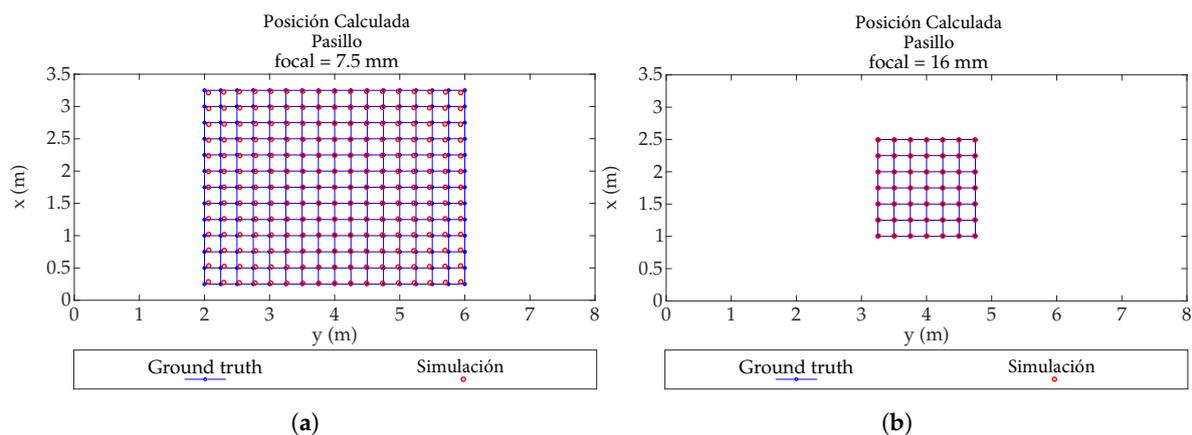


Figura 5.33: Posiciones obtenidas en un pasillo emulado (a) usando una distancia focal de 7.5 mm; (b) usando una distancia focal de 16 mm.

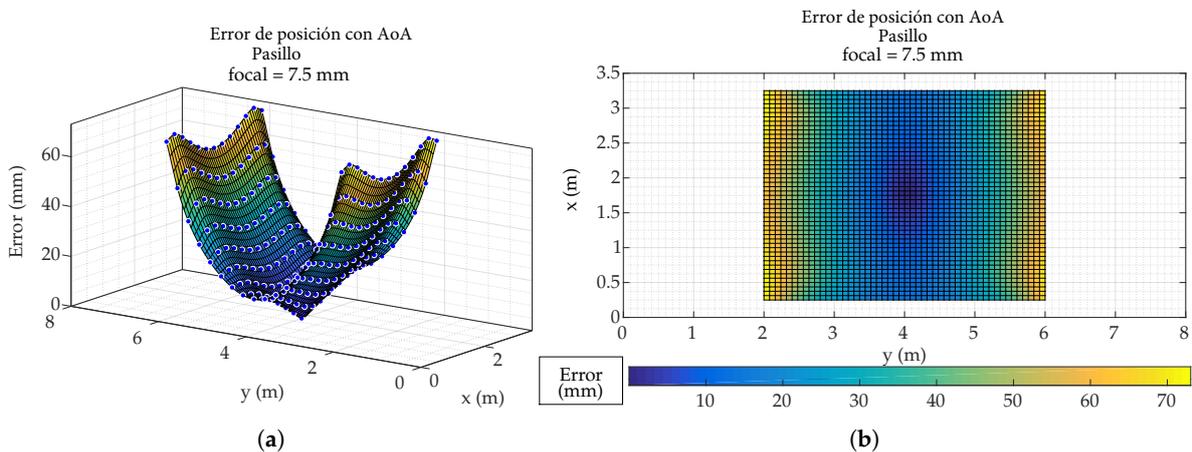


Figura 5.34: Error de posición en un pasillo emulado usando una distancia focal de 7.5 mm. (a) En representación 3D; (b) En representación de mapa de color en 2D.

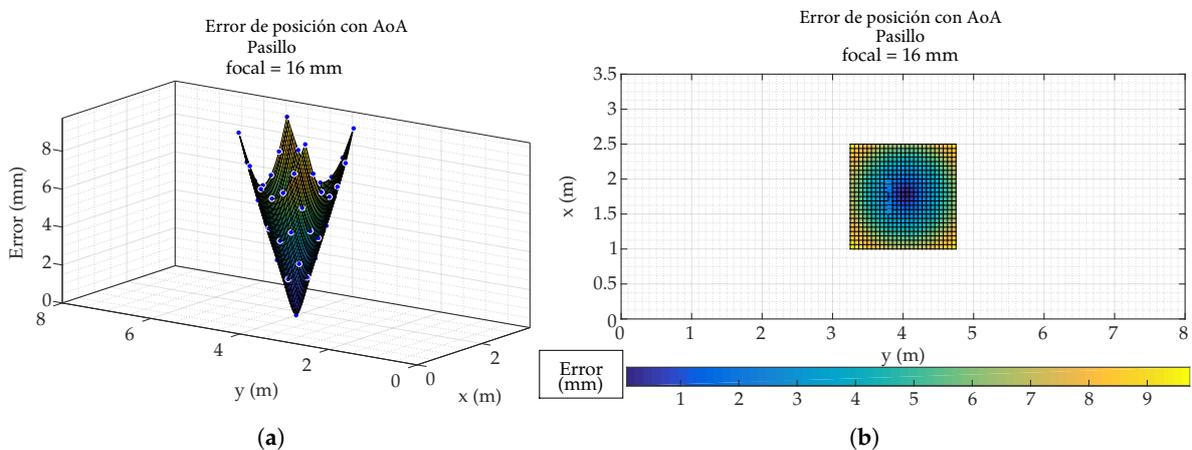


Figura 5.35: Error de posición en un pasillo emulado usando una distancia focal de 16 mm. (a) En representación 3D; (b) En representación de mapa de color en 2D.

área de cobertura los errores debidos a multicamino serían de unos pocos milímetros. Esto tiene una lectura positiva, ya que significa que el sistema puede colocarse en un pasillo de hasta 1.5 m de ancho sin que el efecto de los multicaminos sea relevante.

### 5.3.4.3 Resultados cuando el emisor está fijo y el receptor sobre el agente móvil

Como ya se comentó en el capítulo 3, hasta este momento de la tesis se ha analizado el efecto del MP en configuraciones de sistemas de posicionamiento del grupo de investigación basados en el concepto de espacio inteligente con detectores en el techo y emisor en el agente.

Una vez que se ha establecido que AoA se ve menos afectada por los MP, se va a cambiar el concepto y ahora será el propio agente (sensor PSD) el que se localizará dentro de un entorno con los emisores situados en puntos conocidos del techo.

Todos los resultados mostrados para el caso de AoA con el concepto de espacio inteligente se pueden aplicar directamente al caso contrario, donde el emisor se sitúa en el techo y el PSD en el suelo. La diferencia sería que el primer rebote en este caso llegaría al suelo en vez de al techo como sucedía anteriormente. Esta situación no cambia significativamente los resultados. En la figura 5.36 se muestran los errores de posicionamiento cuando el emisor se sitúa en el centro del techo (posición E17 en el plano del techo) y el receptor se mueve por distintas posiciones del plano del suelo. Se muestran los resultados para una focal de 16 y 7.5 mm.

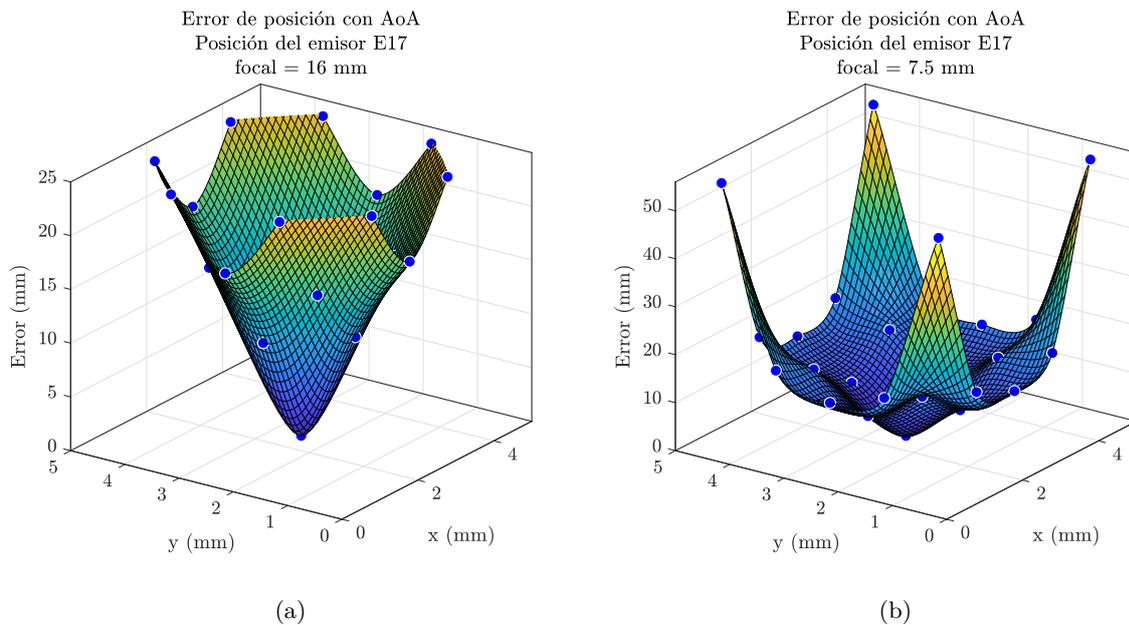


Figura 5.36: Errores de posicionamiento cuando el emisor se sitúa en el centro del techo (posición E17 en el plano del techo) y el receptor se mueve por distintas posiciones del plano del suelo, para una distancia focal de (a) 16 y (b) 7.5 mm.

## 5.3.4.4 Resultados comparativos de las emulaciones y de las pruebas empíricas

Para poder contrastar los resultados se han realizado varias pruebas en un emplazamiento como el simulado en el apartado anterior con lente de 16 mm. Se han llevado a cabo 2 experimentos; en el primero se realizan varias círculos perfectos con 3 radios de  $650 \pm 2$  mm,  $400 \pm 2$  mm y  $160 \pm 2$  mm. Se han obtenido los resultados mostrados en la tabla 5.6 y en la figura 5.37.

Tabla 5.6: Resultados empíricos del primer test.

Ground Truth	Medidas	Ajuste del círculo (mm)		
		<i>STD</i>	<i>RMSE</i>	<i>Error Max</i>
Radio (mm)	Radio (mm)			
$650 \pm 2$	648.23	0.10	0.05	1.88
$400 \pm 2$	398.91	0.11	0.03	2.29
$160 \pm 2$	159.87	0.08	0.02	1.21

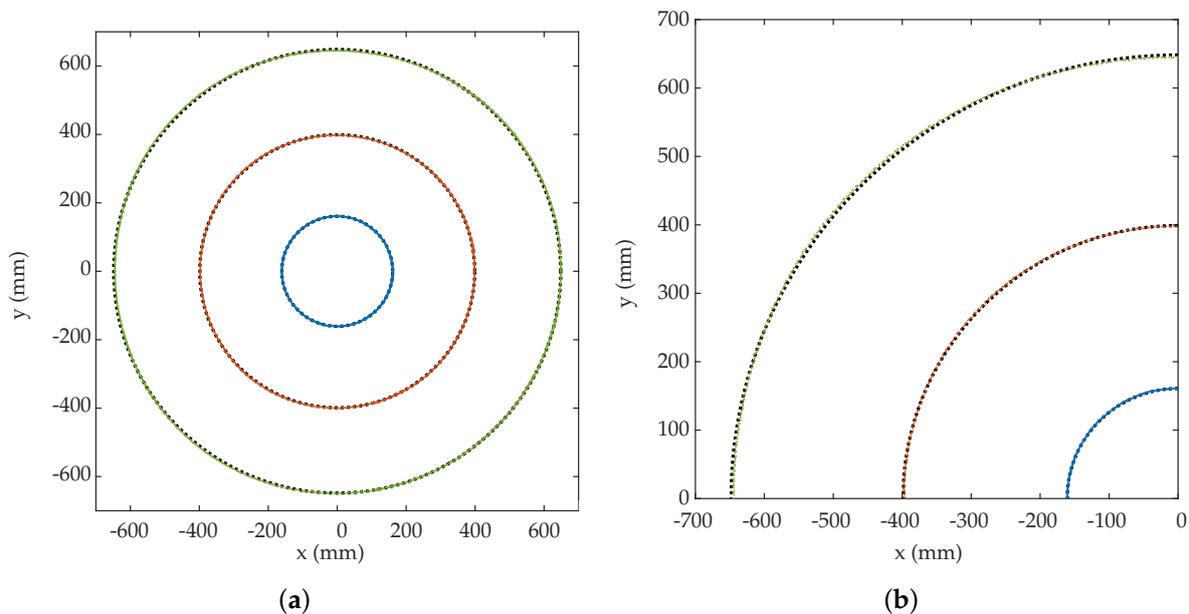


Figura 5.37: (a) Medidas (puntos de color) y círculo con mejor ajuste (línea punteada negra) de las pruebas empíricas con radios de 160 (azul), 400 (rojo), y 650 mm (verde). (b) Versión ampliada de (a).

En la prueba el receptor se posicionó en el centro del pasillo por lo que gracias a la lente acoplada no recibe señal de las paredes. Los círculos se realizaron en el suelo e igualmente centrados en el pasillo. Como se puede ver tanto de la figura 5.37 como de la tabla 5.6 los errores debidos a multicamino son bajos cuando el entorno es relativamente simétrico. Esto es debido a que los diferentes multicaminos llegan a toda la superficie del sensor PSD por igual y su efecto se compensa.

En el segundo experimento, en el mismo recinto que las pruebas anteriores se trazan círculos de radio  $750 \pm 2$  mm, pero en uno de los lados del paso de los círculos que traza el emisor, y a una distancia 10 cm, se coloca se una pared fija de material reflectante, cartón pluma, para provocar multicaminos.

En la figura 5.38 se muestra la posición del sensor PSD y del emisor en el entorno.

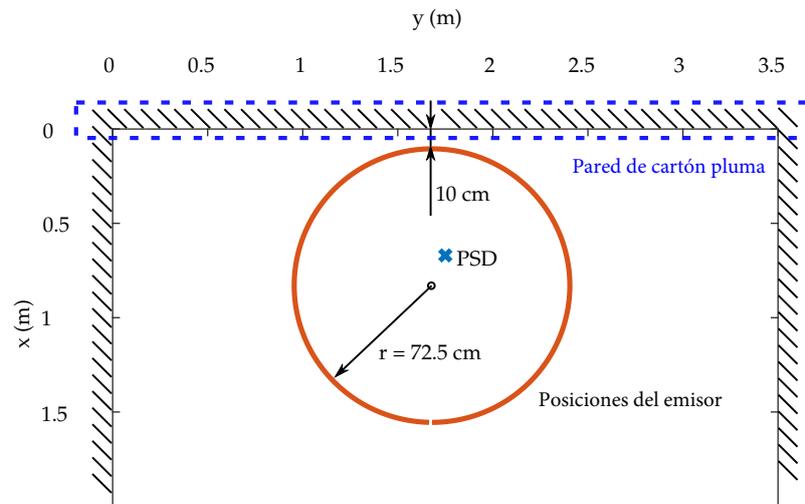


Figura 5.38: Entorno de la prueba colocando una pared cerca del movimiento del emisor.

El setup del escenario real se muestra en la figura 5.39.

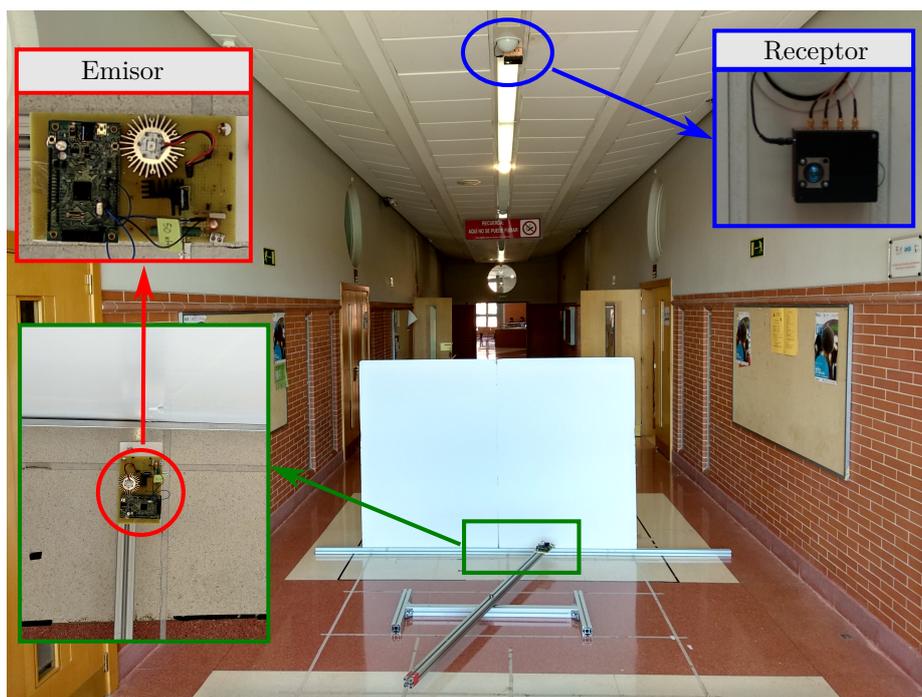


Figura 5.39: Setup del escenario real.

Además de realizar esta segunda prueba, para poder comparar la situación concreta, se ha emulado el comportamiento con el mismo modelo utilizado anteriormente. La figura 5.40 muestra los resultados obtenidos. En la figura 5.40a en rojo se ven los resultados de las pruebas empíricas sin colocar la pared lateral y en azul los obtenidos cuando se coloca. En la figura 5.40b en rojo se ven los resultados de la emulación sin la pared y en azul los resultados de la simulación colocando la pared. Puede verse que tanto las pruebas

reales como las emuladas tienen la misma forma, aunque haya una pequeña diferencia de valores debido a efectos de las pruebas y comportamientos reales. De cualquier forma, se puede observar y concluir que los valores de los errores cometidos por multicamino son perfectamente asumibles trabajando con AoA y que el efecto del MP está perfectamente modelado por nuestras propuestas.

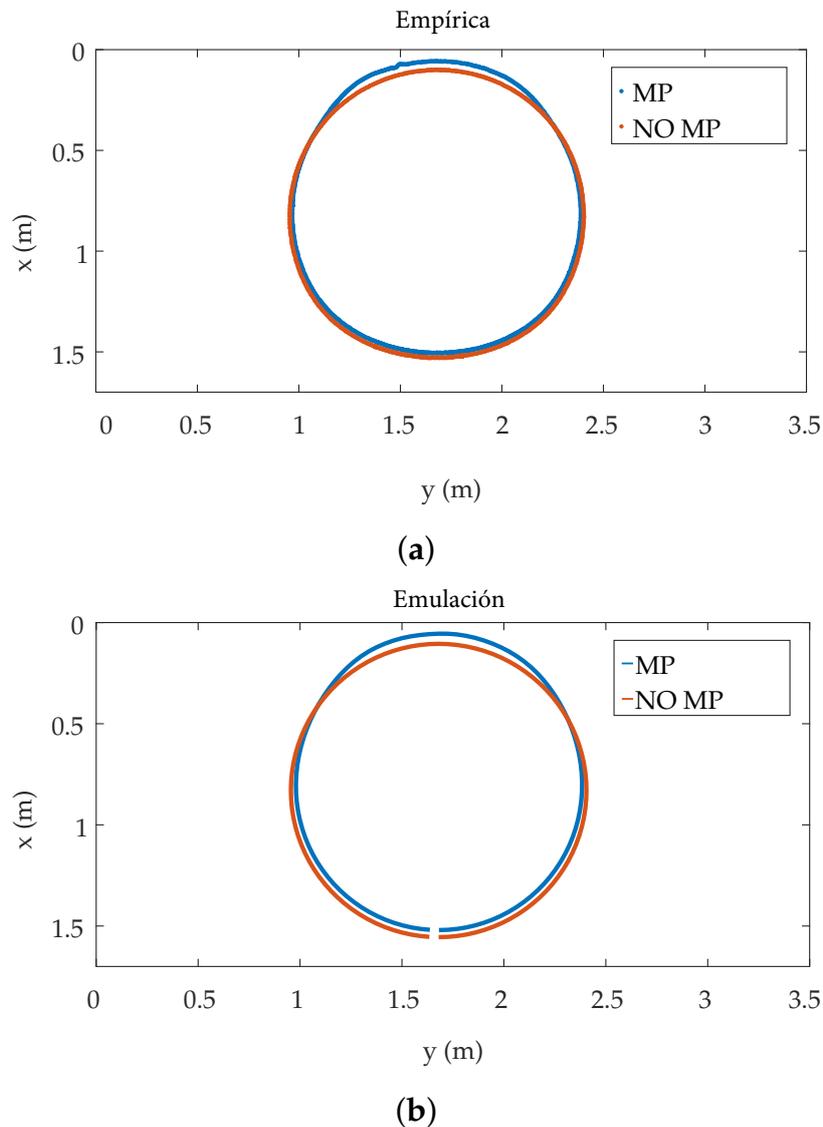


Figura 5.40: Segundo test (a) resultados empíricos y (b) resultados emulados.

## 5.4 Conclusiones

Se concluye que se puede emular el comportamiento continuo de las reflexiones y de las señales debidas a multicamino mediante un procedimiento discretizado, cumpliendo ciertas condiciones y restricciones. Se observa que el modelo y procedimientos propuestos se ajustan perfectamente al comportamiento real y pueden obtener con precisión la respuesta al impulso. Para ello ha sido necesario utilizar un modelo más complejo de reflexión de la

luz en los materiales que el que tradicionalmente se ha venido utilizando.

Inicialmente, el método ha sido diseñado para su uso en ambientes rígidos estructurados (piso, paredes y techo forman un espacio cúbico) considerando que existe un camino LOS y otras reflexiones entre el emisor y el receptor. Esta propuesta asume que las características de reflexión de los materiales deben conocerse a priori u obtenerse de forma experimental (capítulo 4). Un entorno dinámico modificaría constantemente las reflexiones y, por lo tanto, los multicaminos. Algo similar sucedería si existieran áreas de sombra tanto para el camino LOS como para los multicaminos.

Teóricamente se podría analizar este tipo de ambientes considerando zonas de sombra entre diferentes celdas. Sería un trabajo más laborioso con un costo computacional bastante elevado. Sin embargo, con la versión actual, es posible caracterizar cualquier entorno de forma aproximada, obteniendo resultados muy realistas del efecto del MP sin necesidad de su implementación física.

Una vez constatado que el modelo puede reproducir el comportamiento del entorno, puede ser usado para multitud de aplicaciones (en comunicaciones y sistemas de posicionamiento local por ejemplo) permitiendo estimar los problemas de estos tipos de sistemas debidos a los MP sin necesidad de implementarlos para comprobar su funcionamiento.

En comunicaciones, a partir de la respuesta al impulso, se puede, por ejemplo, cuantificar la dispersión en el tiempo de los canales con multicamino.

En cuanto a sistemas de posicionamiento local se podría hacer una subdivisión. En primer lugar los LPS basados en medida de la fase de la señal recibida (con señal electromagnética no es realista medir el tiempo de la señal de llegada ToA o TDoA) para los cuales es necesaria la información de la respuesta al impulso, y los sistemas basados en AoA en los cuales es necesario conocer la potencia que llega al detector de cada elemento del entorno tras  $K$  rebotes de la señal en el entorno.

Centrándose en los sistemas de posicionamiento basados en señal óptica con sensor PSD, se han caracterizado los errores que provocarían los efectos de los multicaminos. Se han determinado y calculado los errores utilizando las técnicas de medida de AoA y PoA.

Se ha constatado, tal como indicaba nuestra hipótesis, que trabajando con un fotodiodo PSD el efecto del MP utilizando AoA es de un orden de magnitud menor que en PoA. Esto es debido a que en la determinación del punto de impacto en AoA los diferentes multicaminos que llegan al detector lo hacen a puntos diferentes de la superficie y compensan los efectos. Además, los errores varían en gran medida con la posición del detector, lo que indica que se pueden elegir estrategias de despliegue de sensores para mitigar el efecto de MP. Sin embargo, usando la técnica de PoA los errores en la medida de desfase no se compensan dado que los MP llegan al detector con distintos retardos. Además, cabe señalar que los efectos del MP sobre el PoA son bastante homogéneos, independientemente de la posición y orientación del receptor.

Otro aspecto importante es la distancia focal de las lentes que se utilicen para completar el detector. En zonas estrechas o cerca de las paredes es conveniente trabajar con lentes de focal mayor para evitar que la cobertura del detector abarque mucha zona de paredes, ya que de las mismas solo se recogerá “ruido de MP”. En definitiva, se pueden evitar multicaminos si la zona de cobertura no incluye zonas de rebotes.

Se comprobado que el análisis mostrado para el concepto de espacio inteligente es prácticamente idéntico al cambiar el concepto, situandse el emisor fijo y moviendo el PSD sobre el agente móvil. Las conclusiones, por tanto, para ambos casos son las siguientes:

- El efecto de los MP será menor cuanto más lejos se sitúe el receptor de las paredes.
- El emisor debe situarse lo más centrado posible en el entorno.
- Cuánto más simétrico sea el entorno, menos afectan el multicamino.
- El efecto del MP disminuye según se reduce la distancia entre el emisor y el receptor.
- Distancias focales cortas permiten reducir el ruido de MP cuando el receptor se sitúa cerca de paredes. Sin embargo, la cobertura se reduce.
- Se puede acoplar lentes a los emisores para emitir únicamente en el plano de movimiento del receptor.

Las pruebas empíricas realizadas han corroborado los resultados esperados a partir de las emulaciones, y como se ha mostrado en el último ensayo, con lentes de 16 mm los errores en un pasillo de 3.5 m de ancho son de unos pocos milímetros.

Se puede considerar, tras analizar todos los resultados, que la técnica más adecuada para implementar en el sistema de posicionamiento basado en PSD, es la técnica de AoA.

## Capítulo 6

# Propuesta para posicionamiento 3D respecto de múltiples emisores. Bases para el desarrollo de un LPS mediante señal óptica

### 6.1 Introducción

En este capítulo se van a describir las distintas técnicas de discriminación multiemisor que se van a analizar en la propuesta de sistema de posicionamiento. La necesidad de discriminar entre los diferentes emisores de luz, cuya señal se recibe sobre un único receptor (sensor PSD abordo de un agente, en este caso), viene inducida porque se necesita distinguir quién es el emisor de cada una de la señales para posteriormente poder deducir con ellas la posición de los diferentes emisores o respecto de los diferentes emisores.

Una vez descritas teóricamente en el capítulo 3 las distintas técnicas que potencialmente son útiles para la de discriminación multiemisor, aquí se va a describir cómo se usaría cada una de ellas en el sistema de posicionamiento, sus ventajas y sus limitaciones.

El comportamiento de cada una de las técnicas se va a analizar en diferentes escenarios variando la configuración, SNR, el número de emisores simultáneos, etc. Y finalmente se llevarán a cabo algunas pruebas experimentales con señales reales.

Posteriormente se van a describir de forma detallada las diferentes propuestas para el posicionamiento 3D de un agente usando un sensor PSD. Se van a proponen distintos métodos en función del número de emisores dentro del FoV del receptor.

Tras ello, se presenta un método de calibración simple que permite obtener algunos de los parámetros del sistema de forma rápida con pocas medidas en el propio entorno de posicionamiento.

## 6.2 Propuesta para la determinación de los diferentes agentes en un sistema de posicionamiento basado en sensor PSD

Como se ha comentado en capítulos anteriores, el PSD proporciona 4 corrientes generadas en cada uno de los 4 ánodos y a partir de ellas se calcula el punto de impacto en su superficie. Lo que se pretende aquí es obtener esos 4 valores para cada una de las señales que se estén recibiendo de forma simultánea desde diferentes emisores. Y con esos valores obtener el punto de impacto en la superficie del PSD de cada uno de los emisores. A continuación se van a describir algunas de las técnicas que se pueden utilizar, y se decidirá con cuál seguir adelante para las pruebas empíricas.

### 6.2.1 Acceso Multiple por División en Frecuencias (FDMA)

A la hora de implementar esta técnica en un sistema real hay que tener en cuenta una serie de aspectos. Observando el ejemplo mostrado en las figuras 3.12a y 3.12b, con señales ideales generadas con ordenador, se puede ver a simple vista lo sencillo que sería en sistemas ideales separar cada una de esas deltas correspondientes a cada uno de los emisores. Sin embargo, en sistemas reales la señal de los emisores no será una delta perfecta sino que, en función del diseño del emisor, esa delta tendrá una anchura no despreciable y aparecerán armónicos en múltiplos de la frecuencia central. Por otro lado, el ancho de banda del sensor PSD no es infinito sino que se comporta como un filtro paso bajo de orden 1, con una frecuencia de corte dependiente de su superficie (en el caso de un PSD de  $9 \times 9 \text{ mm}^2$  estaría en torno a los 200 kHz). A la hora de elegir las distintas frecuencias que serán usadas por cada uno de los emisores habrá que tener en cuenta los siguientes aspectos:

- El número de frecuencias disponibles depende del ancho del filtro que se pueda implementar. Cuanto más estrecho sea el filtro, más frecuencias se pueden usar, pero tanto el retardo como la complejidad de la implementación del filtro en un sistema real aumentan.
- Elegir frecuencias que no sean múltiplos de otras para evitar, en todo lo posible, interferencias debidas a los armónicos.
- Tener en cuenta el ancho de banda de la señal emitida evitando solapamiento con emisores en frecuencias contiguas.

Una vez conocidas las limitaciones del número de emisores simultáneos, el siguiente paso es conocer cómo se va a implementar la detección de cada uno de los emisores. El objetivo es conocer el valor Root Mean Square (RMS) de cada uno de los emisores en cada uno de los 4 canales del PSD. Se utiliza el valor RMS, para evitar la influencia del ruido que, en mayor medida, puede ser considerado como ruido blanco gaussiano con

media nula. Si se obtiene el valor RMS de una determinada cantidad de señal, el ruido se media y se compensa en todo lo posible su efecto. Cuanto mayor sea el tiempo de mediado, menor será la influencia de ruido, pero más tiempo será necesario para obtener una medida nueva. Una vez obtenidos los 4 valores RMS se puede obtener el punto de incidencia en la superficie del PSD de la señal emitida por cada uno de los emisores.

A continuación se van a describir tres propuestas para obtener el valor RMS de cada emisor.

### 6.2.1.1 Discriminación mediante filtros paso banda

Esta técnica consiste en implementar un filtro paso banda para cada uno de los emisores del sistema. La señal recibida por cada canal del PSD se pasa por un banco de filtros y a la salida de cada filtro se tendría la señal filtrada en cada una de las frecuencias de los emisores. Una vez obtenida la señal filtrada se usarían un número de periodos de la señal para calcular el valor RMS. El número de ciclos será función de la relación señal a ruido disponible.

En la figura 6.1 se puede ver un esquema de esta técnica para cada canal del PSD.

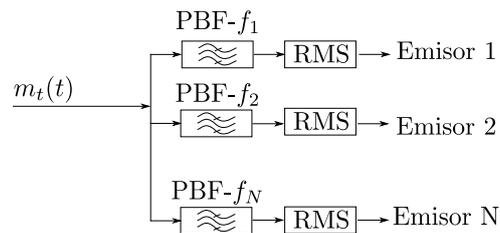


Figura 6.1: Esquema de filtros paso banda de uno de los canales.

Con esta técnica sería necesario diseñar e implementar 4 filtros paso banda iguales (1 filtro por cada canal del PSD) por cada emisor del sistema de posicionamiento.

Para obtener el valor RMS de cada señal emitida sería necesario esperar a adquirir un número entero de periodos de dicha señal. Sin embargo, si el número de periodos es lo suficientemente elevado, la diferencia entre utilizar un número de periodos entero o coger parte del periodo final es insignificante. Esto es útil para poder usar un número de muestras fijas para todos los emisores y no tener que cambiar dicho valor para cada emisor.

### 6.2.1.2 Discriminación mediante FFT

A partir de la transformada discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform (DFT)) de la señal de cada uno de los 4 canales del PSD se puede discriminar entre los emisores del LPS y obtener el punto de impacto de cada uno de ellos. Para obtener la DFT de la señal se va a utilizar el algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform (FFT)). Una vez calculada la FFT de la señal de cada canal se obtienen los módulos de

las muestras correspondientes a las frecuencias de los emisores. Por ejemplo, en la figura 3.12b se puede ver claramente en la FFT los módulos de las muestras correspondientes a las frecuencias de 50, 70 y 90 kHz.

En función de la frecuencia de muestreo y el tiempo de adquisición el ancho de banda de cada muestra de la FFT será diferente, siendo:

$$\Delta f = \frac{f_s}{L} \quad (6.1)$$

donde  $L$  es el número total de muestras de la señal. Cuanto mayor sea el tiempo de adquisición, menor será  $\Delta f$  y, por tanto, menor cantidad de ruido se “introducirá” en la muestra deseada.

La muestra  $k_i$  para la frecuencia  $f_i$  del emisor  $i$  se calcula:

$$k_i = \frac{f_i}{\Delta f} \quad (6.2)$$

Esta técnica es especialmente adecuada en sistemas basados en microprocesador (ejecución secuencial) ya que permite discriminar un número elevado de emisores realizando únicamente 4 FFT, una por cada canal del PSD, sin necesidad de implementar 4 filtros por cada emisor. Uno de los inconvenientes es la necesidad de coger un tiempo de adquisición elevado para poder tener un ancho de banda estrecho. En el caso en el que la señal del emisor no sea una delta o se necesite un ancho de banda mayor se pueden usar más de una muestra en torno a la frecuencia deseada.

### 6.2.1.3 Discriminación mediante IQ

Mediante una demodulación IQ se puede obtener, a partir de la señal recibida, el módulo y la fase de cada una de señales de los emisores del sistema. Cada señal recibida se multiplica por una señal sinusoidal y por la misma señal sinusoidal desplazada  $\pi/2$  rad de cada una de las frecuencias usadas por los emisores. Con ello se obtienen las señales en fase  $I(t)$  y cuadratura  $Q(t)$ . Cada una de esas señales se pasa por un filtro paso bajo para obtener únicamente las componentes de baja frecuencia. Con esa señal resultante se calcula el módulo o valor RMS.

En la figura 6.2 se muestra un esquema del demodulador IQ.

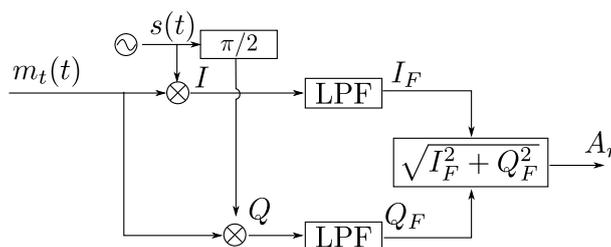


Figura 6.2: Esquema de un demodulador IQ.

La señal recibida sería  $m_t(t)$  y  $s(t)$  sería la señal sinusoidal de frecuencia  $f_i$ . Los bloques LPF se corresponden con filtros paso bajo para obtener únicamente la información de baja frecuencia.

En (6.3) se muestra la ecuación de la señal recibida cuando únicamente se recibe la señal de un emisor en ausencia de ruido.

$$m_t(t) = A_i \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (6.3)$$

La expresión de la señal sinusoidal generada por el receptor será:

$$s(t) = \sin(2\pi f_i t) \quad (6.4)$$

Por tanto, las señales en fase y cuadratura,  $I(t)$  y  $Q(t)$  serán:

$$I(t) = m_t(t) s(t) = \frac{A_i}{2} (\cos \phi_i + \cos(2\pi(2f_i)t + \phi_i)) \quad (6.5)$$

$$Q(t) = m_t(t) s(t + \pi/2) = -\frac{A_i}{2} (\sin \phi_i + \sin(2\pi(2f_i)t + \phi_i)) \quad (6.6)$$

Como se puede ver, las señales  $I(t)$  y  $Q(t)$  están formadas por dos componentes. Una componente en continua y otra componente en el doble de la frecuencia de la señal. La información que se quiere obtener se encuentra en la componente de continua. Aplicando un filtro paso bajo se obtiene:

$$I_F(t) = m_t(t) s(t) = \frac{A_i}{2} (\cos \phi_i) \quad (6.7)$$

$$Q_F(t) = m_t(t) s(t + \pi/2) = -\frac{A_i}{2} (\sin \phi_i) \quad (6.8)$$

El módulo  $A_r$  y fase  $\phi_i$  de la señal resultante se puede obtener con las siguientes expresiones:

$$\phi_i = \tan^{-1} \frac{I_F(t)}{Q_F(t)} \quad (6.9)$$

$$A_r = \sqrt{I_F^2(t) + Q_F^2(t)} \quad (6.10)$$

En este trabajo únicamente será necesario obtener el valor RMS de la señal para obtener el punto de impacto en la superficie del PSD.

Si en vez de recibir la señal de un solo emisor se reciben las señales de  $N$  emisores, se producirán replicas de las señales a frecuencias de  $f_i - f_r$  y  $f_i + f_r$  siendo  $f_r$  la señal sinusoidal generada en el receptor. Para poder discriminar sin interferencias la señal de cada emisor, el filtro paso bajo utilizado debe ser menor que la mitad de la separación mínima entre frecuencias simultaneas o, en su defecto, menor que la mitad de la separación más pequeña entre una frecuencia fundamental y alguno de los armónicos de las demás

frecuencias.

A continuación se muestra un ejemplo con 3 emisores. En la figura 6.3a se puede ver la señal  $m_t(t)$  compuesta por la suma de las señales de 3 emisores de frecuencias 50 kHz, 70 kHz y 90 kHz. Además, se muestran las señales de referencia que genera el receptor  $s(t)$  y  $s(t + \pi/2)$  para una frecuencia de 50 kHz y las señales  $I(t)$  y  $Q(t)$ . En la figura 6.3b se muestra la FFT de la señal  $I(t)$ . Se puede ver que hay una componente en continua y otra componente en 100 kHz además de las componentes de los otros dos emisores a frecuencias de  $(70 - 50)$  kHz,  $(70 + 50)$  kHz,  $(90 - 50)$  kHz,  $(90 + 50)$  kHz.

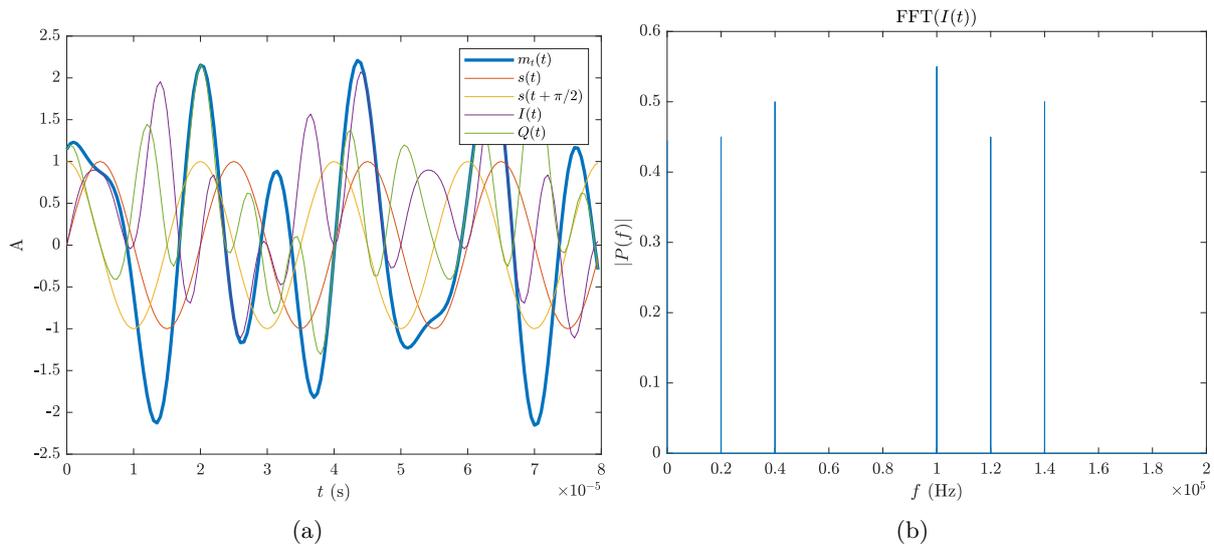


Figura 6.3: Ejemplo de 3 emisores usando FDMA. En (a) se muestra la señal total, señales de referencia y las señales  $I(t)$  y  $Q(t)$  en el dominio del tiempo; y en (b) se muestra la señal  $I(t)$  en el dominio de la frecuencia.

Una vez aplicado el filtro paso bajo se podría obtener el valor RMS del emisor de 50 kHz. Cabe destacar que el valor RMS que se obtenga está multiplicado por el factor de ganancia del filtro. Dado que se utiliza el mismo filtro para los 4 canales del PSD este efecto no es relevante.

Para implementar este sistema habría que usar 2 multiplicadores y 2 filtros paso bajo por cada emisor y canal del PSD. En este caso el filtro paso bajo digital sería el mismo para todos los emisores.

Una de las ventajas de esta técnica es que se obtiene un valor RMS por muestra de la señal de entrada. No es necesario esperar a tener un número entero de periodos de la señal para obtener el valor RMS.

### 6.2.2 Acceso Múltiple por División en Códigos (CDMA)

La técnica CDMA se va a implementar usando una modulación BPSK. Esto es debido a que el PSD tiene un ancho de banda finito y también para alejar, en lo posible, el ruido de continua y de bajas frecuencias. Por tanto, a la hora de decidir los parámetros de la secuencia hay que tener en cuenta los siguientes aspectos:

- La frecuencia de chip tiene que ser igual que la frecuencia de la señal sinusoidal. Con ello se consigue que cada chip module un periodo entero de la señal sinusoidal.
- Ambas frecuencias deben ser iguales a la mitad del ancho de banda (BW) del sensor. Con esto se consigue que el filtro solo deje pasar el lóbulo principal de la densidad espectral de potencia de la señal  $m(t)$  que es donde se concentra la mayor parte de la potencia de señal.
- La fase del seno  $\phi_0$  tiene que ser 0 grados con respecto al código, con lo que se consigue que las transiciones de símbolo sucedan en el paso del seno por 0 reduciendo la distorsión por la limitación de BW.

En la figura 6.4 se muestra los primeros chips de una secuencia Kasami de una longitud de 1023 chips (10 bits) junto con la señal modulada en BPSK. Se ha utilizado una frecuencia de chip de 50 kHz.

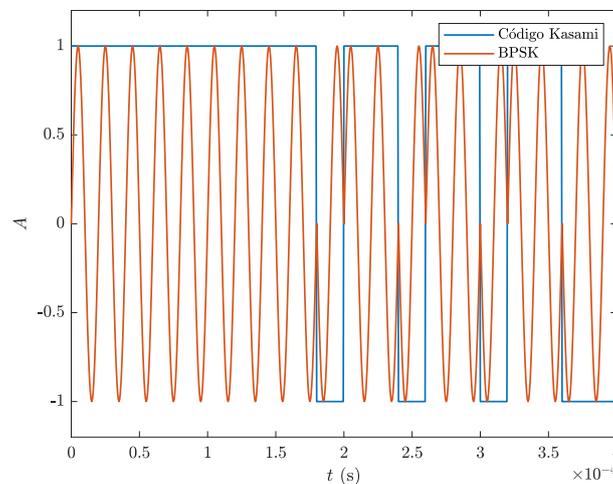


Figura 6.4: Ejemplo de los primeros chip de una secuencia Kasami junto con la señal modulada en BPSK

En la figura 6.5a se muestra el módulo de la FFT de una secuencia Kasami de 1023 chips. En la figura 6.5b se muestra el módulo de la FFT de la señal modulada en BPSK. Se observa que el lóbulo principal de  $c(t)$  se ha desplazado a la frecuencia del seno, que es igual a la frecuencia de chip, consiguiendo tener la mayor cantidad de información en el ancho de banda disponible y pudiendo evitar los ruidos de continua o frecuencias bajas.

Una vez recibida la señal en el receptor se realizaría una correlación con la misma secuencia modulada en BPSK para obtener un valor de pico de correlación. Ese es el valor que se obtendría para calcular el punto de impacto.

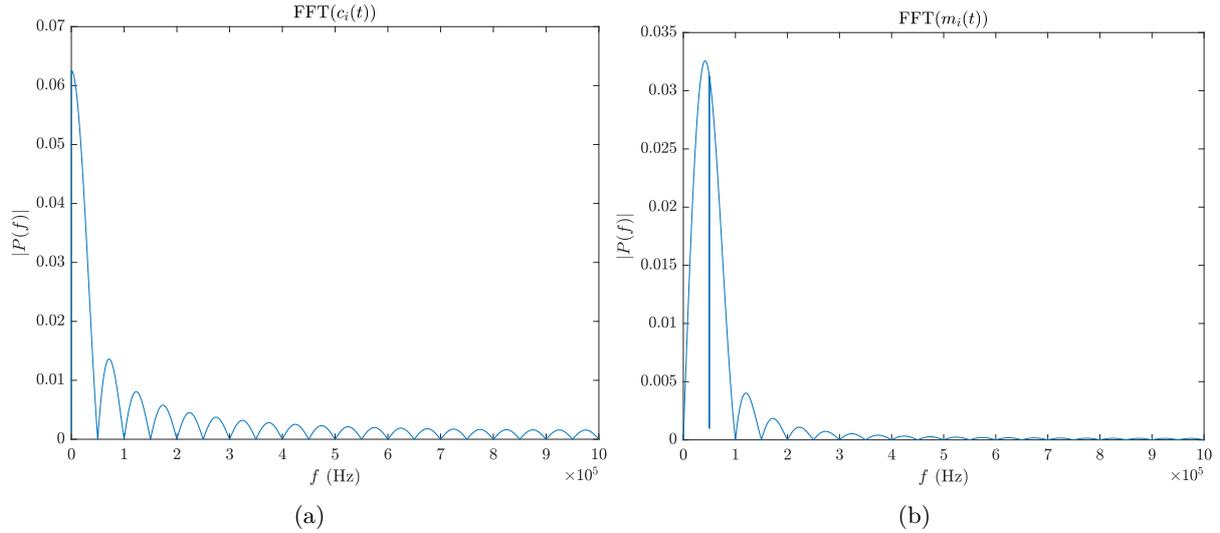


Figura 6.5: Módulo de la FFT de (a) la secuencia Kasami y (b) de la secuencia Kasami modulada en BPSK.

La expresión en tiempo discreto para calcular la correlación periódica de dos señales  $m_i(t)$  y  $m_j(t)$  se define como:

$$R_{m_i, m_j}[\tau] = \sum_{l=0}^{L-1} m_i[l] m_j[l + \tau] \quad (6.11)$$

donde  $L$  es el tamaño de la secuencia. Cuando  $i = j$  se obtiene la función de autocorrelación, y cuando  $i \neq j$  se obtiene la función de correlación cruzada.

Aplicando las propiedades de la correlación se puede escribir la función de correlación a partir de los valores de la FFT de las señales según:

$$R_{m_i, m_j} = \text{IFFT} \{ \text{FFT} \{ m_i \} \bullet \text{conj} (\text{FFT} \{ m_j \}) \} \quad (6.12)$$

donde  $\bullet$  es una multiplicación punto a punto y *conj* es la función conjugado.

En la figura 6.6 se muestra la función de autocorrelación de una secuencia Kasami de 10 bits modulada en BPSK con frecuencia de chip de 50 kHz y frecuencia de muestreo de 2 Msamples/s. Una de las secuencias usadas en la correlación se ha desplazado 10 ms.

Como ya se comentó, uno de los problemas principales de CDMA es la interferencia MAI debida a las correlaciones cruzadas no nulas. Existen algoritmos para mitigar en lo posible su efecto. El algoritmo que se va a utilizar se denomina cancelación de la interferencia por sustracción [da 00]. Existen dos estrategias: Cancelación Sucesiva de Interferencia (SIC) y Cancelación de Interferencia en Paralelo (PIC).

Tras analizar las dos estrategias se propone implementar la opción PIC, ya que permite una implementación en paralelo apropiada para sistemas hardware como FPGA y además proporciona buenos resultados.

En el sistema de posicionamiento basado en PSD, esta interferencia MAI produce un

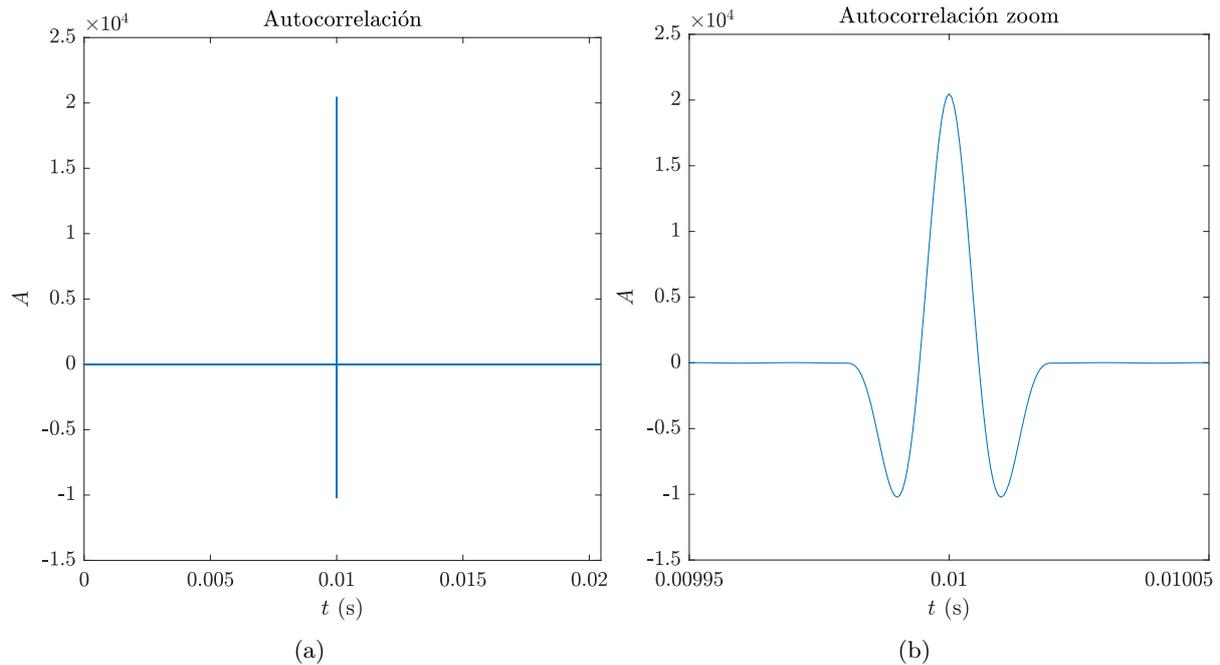


Figura 6.6: Función de autocorrelación de secuencia Kasami de 10 bits modulada en BPSK. (a) Tamaño total de la función de autocorrelación, (b) zona ampliada centrada en el pico de correlación.

offset o bias en el punto de impacto. Este offset es debido a las diferencias de valor RMS que produce MAI en cada uno de los 4 canales del PSD. El offset depende de:

- El desfase entre secuencias. Al no existir sincronismo no es posible conocer a priori el desfase que tendrá un emisor con respecto al resto de emisores. Cuanto más cerca se sitúen los picos de correlación mayor será la interferencia. Dado que el pico de correlación no es una delta perfecta, al medir el valor del pico, pequeñas interferencias entre agentes producen un offset en el cálculo del punto de impacto.
- Las potencias relativas entre un emisor y otro. Si la diferencia entre la potencia recibida por un emisor y otra es significativa podría darse el caso que el pico de autocorrelación sea más bajo que la propia correlación cruzada produciéndose errores en el cálculo.
- El tipo de secuencias usadas. Cada tipo de secuencias tienen un comportamiento distinto y se ven más o menos afectadas por MAI. Como ya se ha comentado, en este caso, se usan secuencias Kasami.
- Longitud de los códigos. Cuanto mayor sea el número de bits, mayor será el pico de la correlación y más fácil será detectarlo. Por contra, se requiere mayor tiempo de computo para llevar a cabo las correlaciones.
- Posiciones de los emisores. El punto de impacto en la superficie del PSD depende la posición de cada uno de los emisores. Las interferencias MAI hacen que el punto de impacto de un emisor dependa o se vea influenciado por la posición del resto de emisores.

- Número de emisores simultáneos. Cuanto mayor sea el número de emisores simultáneos mayor será la interferencia entre ellos. En función de la longitud de los códigos habrá disponibles una determinada cantidad de posibles emisores. Por ejemplo, en los códigos Kasami el número máximo de emisores, en función del número de bits de la secuencia, se muestra en la tabla 6.1:

Tabla 6.1: Longitud de secuencias y número máximo de emisores en secuencias Kasami

Número de bits $N$	Longitud $2^N - 1$	Número máximo de emisores
4	15	4
6	63	8
8	255	16
10	1023	32
12	4097	64

Por tanto, cuando se usan códigos hay múltiples parámetros relacionados entre sí que hacen francamente difícil analizar, estimar o corregir los offsets producidos por MAI.

### 6.2.3 Análisis del error en la determinación del punto de impacto en función de las técnicas de discriminación multiemisor en diferentes entornos

En esta sección se van a mostrar resultados de emulación sintética y pruebas experimentales analizando los distintos parámetros que afectan a la obtención del punto de impacto en la superficie del PSD y se van a comparar las distintas estrategias de discriminación multiagente.

Se va a analizar la influencia del ruido en función del tamaño de la señal y la técnica utilizada. También se van a analizar las interferencias entre distintos emisores.

Para llevar a cabo las simulaciones se ha hecho uso del simulador descrito en detalle en el anexo A. A modo de resumen, en la figura 6.7 se muestra un esquema general del simulador compuesto por las siguientes etapas:

- Configuración inicial. Donde se configuran los parámetros generales del sistema, como la frecuencia de muestreo, tipo de modulación, número de emisores y las características tanto de emisor y receptor.
- Generación de señal emitida. Se genera la señal que emitirá cada uno de los emisores en función del tipo de modulación y técnica usada.
- Canal. En esta etapa se simula el comportamiento del canal desde que la señal es emitida por los emisores hasta que finalmente se recibe en el sensor PSD.

- Obtención del punto de impacto. En esta etapa se obtiene el punto de impacto a partir de la señal de cada uno de los 4 canales del PSD. En función de la modulación usada, el valor RMS se obtendrá de manera distinta.

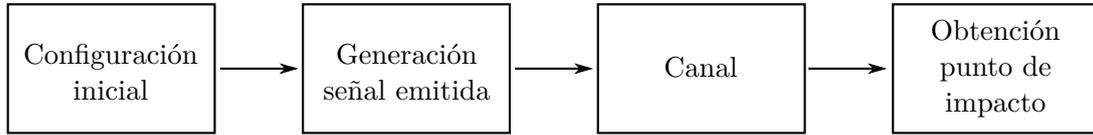


Figura 6.7: Esquema general del simulador.

En función del parámetro que se quiera analizar se optará por una configuración u otra. En cada uno de los apartados se detallará tanto el set-up como las pruebas realizadas.

### 6.2.3.1 Comportamiento de las distintas técnicas en entornos ruidosos

En este apartado se quiere observar el comportamiento de cada una de las técnicas en un entorno ruidoso. Para aislar el resto de efectos se va a usar un único emisor y un único receptor. Se va a simular entornos con diferentes niveles de ruido y se va a comparar los errores en el cálculo del punto de impacto usando diferentes longitudes de señal con las siguientes técnicas: FDMA con filtros, FDMA con FFT, FDMA con IQ y CDMA modulada en BPSK.

#### Escenario de pruebas

Se sitúa el emisor en el plano  $z = 3$  m (en las coordenadas  $(0, 0, 3)$  m) con su vector superficie perpendicular al plano  $z = 3$  m. El emisor será modulado con una frecuencia de 50 kHz. Cuando se analice FDMA, el emisor emitirá un tono de 50 kHz y cuando se analice CDMA, el emisor emitirá una secuencia con frecuencia de chip de 50 kHz modulado en BPSK con una señal sinusoidal de 50 kHz.

El receptor se va a mover en distintos puntos del plano  $z = 0$  m manteniendo la misma orientación en todas las pruebas. El receptor se ha desplazado en las posiciones del plano  $z = 0$  m mostradas en la figura 6.8. Se han elegido esas 10 posiciones ya que con ellas, mediante simetría, se puede observar los efectos en prácticamente la totalidad de la superficie del sensor. El receptor recibirá los datos con una frecuencia de muestreo de  $f_s = 1$  Msample/s.

Se van a simular un total de 11 escenarios con ruido con un SNR entre 57 y 107 dBHz en pasos de 5 dBHz y considerando un ancho de banda de  $f_s/2$  Hz.

Se simulan 2 longitudes distintas de señal correspondientes a secuencias de 8 y 10 bits Kasami. Por tanto, se calculará una nueva posición del punto de impacto cada:

$$N^{\circ}\text{muestras} = (2^L - 1) S_c \quad (6.13)$$

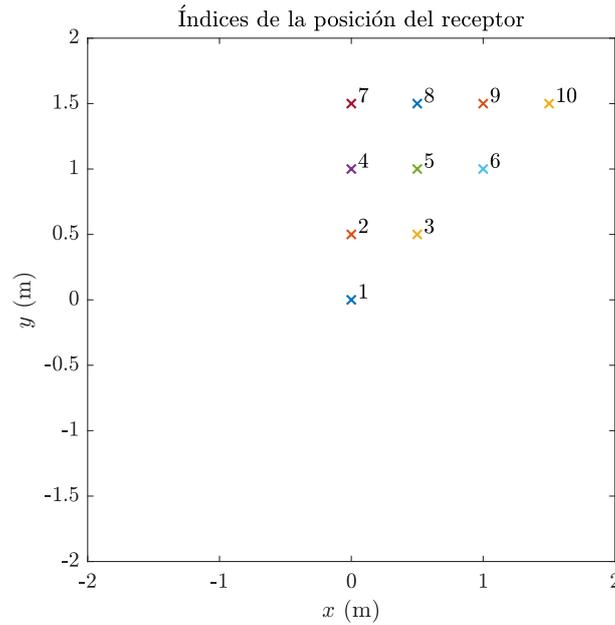


Figura 6.8: Índices de las diferentes posiciones del receptor.

donde  $L$  es el número de bits de la secuencia y  $S_c$  son las muestras por chip y que en este caso serán  $1M/50k = 20$  muestras por chip.

En el caso de FDMA no sería necesario utilizar tantas muestras para obtener el valor RMS, pero dado que se quiere comparar dichas técnicas se van a usar el mismo número de muestras.

## Resultados

Para cada una de las técnicas se muestra en las tablas B.2, B.3, B.4, B.5, B.6, B.7, B.1, y 6.2, los valores medios, máximos y desviación estándar para cada uno de los índices de las posiciones del receptor así como para cada una de las SNR analizadas. Las tablas se muestran en el anexo B excepto el caso de FDMA con IQ y tamaño de 1023 periodos de señal que se proporcionan en la tabla 6.2. Los resultados a grandes rasgos se puede decir que son muy similares en las 3 técnicas y se observa que el error es aproximadamente la mitad cuando se usan 1023 periodos de señal (secuencias de 10 bits) que cuando se usan 255 periodos (secuencias de 8 bits).

Para observar de forma más visual los resultados obtenidos se muestra una comparativa del valor medio, desviación estándar y valor máximo del error en las figuras 6.9, B.1b y B.1c respectivamente. En las figuras se muestra para cada índice de la posición del receptor y para cada valor de SNR los errores para cada una de las 3 técnicas (CDMA-BPSK, FDMA-BPF, FDMA-IQ, FDMA-FFT) en los dos tamaños de señal usados (8 y 10 bits). El valor del error se representa con diferente color. Para observar mejor las diferencias se muestra el valor de  $\log_{10}(\text{error})$ .

A partir de los valores observados en las tablas y en las figuras se pueden obtener 2 conclusiones importantes. En primer lugar, se observa que el error disminuye según

Tabla 6.2: Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con IQ con un tamaño de 10 bits

Índice	Error (mm)	57 dBHz	62 dBHz	67 dBHz	72 dBHz	77 dBHz	82 dBHz	87 dBHz	92 dBHz	97 dBHz	102 dBHz	107 dBHz
1	Mean	0,085	0,027	0,015	0,0087	0,005	0,0028	0,0017	0,00089	0,00049	0,00026	0,00016
1	Std	0,048	0,016	0,0079	0,0046	0,0026	0,0015	0,00079	0,00045	0,0003	0,00015	7,6e - 05
1	Max	0,23	0,076	0,039	0,023	0,013	0,0076	0,004	0,0021	0,0014	0,00079	0,00034
2	Mean	0,083	0,027	0,014	0,0083	0,005	0,0028	0,0015	0,0009	0,00049	0,00028	0,00016
2	Std	0,043	0,015	0,0077	0,004	0,003	0,0015	0,00083	0,00046	0,00026	0,00016	8,5e - 05
2	Max	0,2	0,074	0,041	0,022	0,015	0,009	0,0044	0,0023	0,0013	0,0008	0,00044
3	Mean	0,09	0,026	0,016	0,0093	0,0049	0,0027	0,0016	0,00094	0,0005	0,00028	0,00018
3	Std	0,048	0,013	0,008	0,005	0,0027	0,0015	0,00078	0,00047	0,00027	0,00015	8,3e - 05
3	Max	0,23	0,062	0,038	0,025	0,014	0,0092	0,0038	0,0024	0,0015	0,00074	0,0005
4	Mean	0,087	0,029	0,016	0,0084	0,0051	0,0029	0,0016	0,00089	0,0005	0,00028	0,00016
4	Std	0,047	0,014	0,0081	0,0044	0,0026	0,0015	0,0009	0,00049	0,00028	0,00014	8,4e - 05
4	Max	0,25	0,077	0,041	0,023	0,016	0,0085	0,0049	0,0027	0,0016	0,00075	0,00044
5	Mean	0,092	0,027	0,017	0,0089	0,005	0,0028	0,0015	0,00086	0,0005	0,00028	0,00016
5	Std	0,047	0,014	0,0087	0,0046	0,0028	0,0015	0,00078	0,00044	0,00025	0,00015	8,6e - 05
5	Max	0,25	0,071	0,05	0,027	0,014	0,0065	0,0049	0,002	0,0015	0,00078	0,00049
6	Mean	0,094	0,03	0,017	0,0092	0,0049	0,0027	0,0017	0,00092	0,00054	0,0003	0,00016
6	Std	0,051	0,016	0,0093	0,0049	0,0026	0,0015	0,00089	0,00048	0,00027	0,00016	8,1e - 05
6	Max	0,26	0,078	0,045	0,025	0,014	0,0082	0,0044	0,0025	0,0013	0,00079	0,00041
7	Mean	0,092	0,028	0,014	0,0099	0,005	0,0028	0,0015	0,00093	0,00052	0,00029	0,00016
7	Std	0,047	0,016	0,008	0,0048	0,0023	0,0016	0,00085	0,00047	0,00026	0,00015	8,6e - 05
7	Max	0,28	0,075	0,046	0,025	0,012	0,008	0,0042	0,0022	0,0013	0,00069	0,00041
8	Mean	0,089	0,029	0,016	0,0087	0,005	0,0028	0,0016	0,00088	0,0005	0,00028	0,00016
8	Std	0,05	0,015	0,0088	0,0042	0,0026	0,0015	0,00079	0,00045	0,00026	0,00015	8,2e - 05
8	Max	0,22	0,071	0,051	0,024	0,013	0,0089	0,0044	0,0024	0,0014	0,00077	0,00044
9	Mean	0,093	0,031	0,016	0,0092	0,0051	0,0029	0,0016	0,00093	0,00049	0,00028	0,00016
9	Std	0,047	0,017	0,0084	0,005	0,0025	0,0015	0,00073	0,00048	0,00026	0,00015	9,1e - 05
9	Max	0,28	0,092	0,043	0,028	0,012	0,0093	0,004	0,0023	0,0012	0,00076	0,00044
10	Mean	0,095	0,033	0,017	0,0095	0,0053	0,003	0,0017	0,00099	0,0005	0,00029	0,00017
10	Std	0,054	0,015	0,0085	0,0046	0,0029	0,0015	0,00098	0,00048	0,00027	0,00015	8,8e - 05
10	Max	0,26	0,076	0,042	0,022	0,014	0,0084	0,0056	0,0026	0,0013	0,00082	0,00049

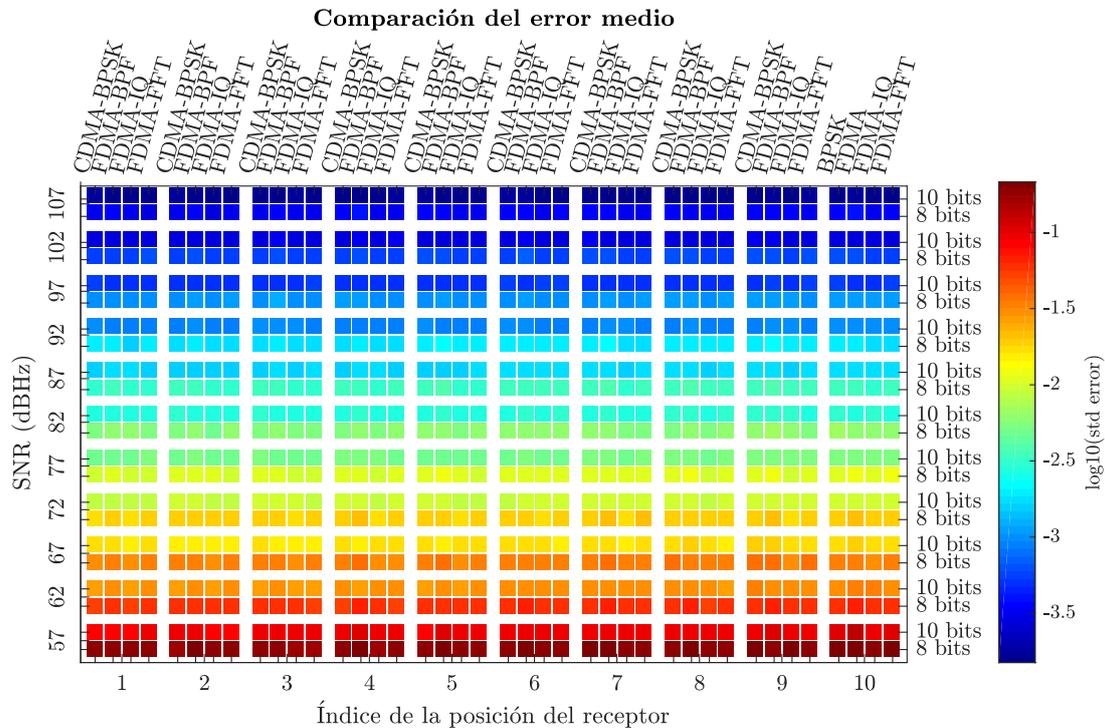


Figura 6.9: Comparativa del error medio en el cálculo del punto de impacto en función del SNR, posición del receptor, técnica usada y tamaño de la señal.

aumenta el tamaño/longitud de la señal, lo cual es lógico ya que al tratarse de ruido gaussiano con medio nula y promediar más muestras se está reduciendo su efecto. La segunda conclusión a la que se puede llegar es que las diferencias entre los 4 tipos de técnicas son poco significativas. Por tanto, se puede decir que las 4 técnicas se comportan de forma muy similar en escenarios ruidosos con un solo emisor. Así, el ruido no será el parámetro influyente por el que se vaya a decidir entre una técnica u otra.

Para ver de forma más visual el efecto del ruido en la determinación del punto de impacto, en las figuras 6.10a y 6.10b se muestra, a modo de ejemplo, el caso de FDMA con IQ para los tamaños de señal equivalentes de 8 y 10 bits, para las relaciones señal a ruido de 67, 77 y 102 dBHz.

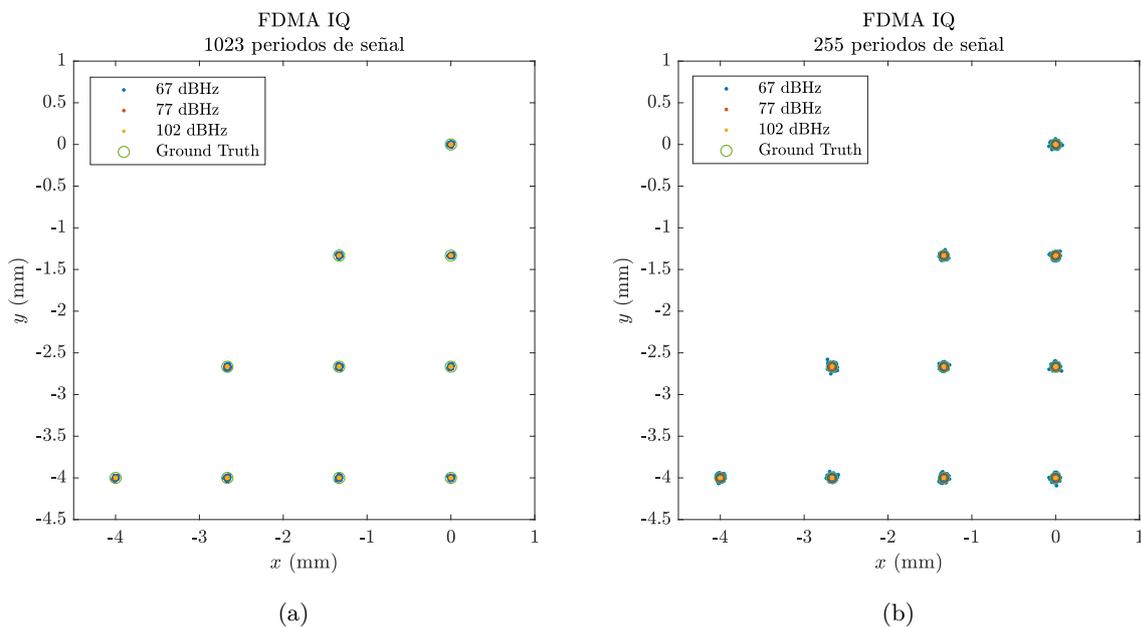


Figura 6.10: Puntos de impacto en el PSD para cada una de las posiciones en las que ha posicionado el receptor en función del SNR usando FDMA con IQ y tamaño de (a) 10 bits y (b) 8 bits.

A partir de las figuras 6.10a y 6.10b se puede ver cómo la nube de puntos es más pequeña según aumenta el SNR. Si se compara la figura 6.10a con la figura 6.10b se observa, como ya se había comentado anteriormente, que la dispersión de los puntos es mayor cuanto menor es la longitud de la señal a procesar. El resto de técnicas sucede algo similar. Cabe destacar que en un entorno real, con el emisor situado a 3 m, el SNR de la señal está en torno a los 77 y los 82 dBHz, en función de la potencia emitida, lente, etc.

### 6.2.3.2 Análisis de las interferencias entre distintos emisores del sistema

En este apartado se va a analizar cómo se comporta cada una de las técnicas a la hora de obtener el punto de impacto de varios emisores que emiten simultáneamente.

Tras analizar la técnica de FDMA se puede decir que, siempre y cuando el número de emisores no sea excesivamente alto (en este sistema no se pretende que emitan de forma simultánea más de 4 emisores), no existen interferencias entre los distintos emisores. Esto es

debido a que los emisores que se están utilizando están emitiendo una señal muy limpia. Eso, unido a los filtros estrechos que se han implementado, consigue que prácticamente no existan interferencias entre emisores. Las posibles interferencias que podrían aparecer serían debidas a armónicos, por lo que, si se eligen de forma correcta las frecuencias utilizadas, este efecto no debería influir.

En cuanto a la técnica de CDMA se ha observado que sí presenta interferencias debidas al MAI. Como se comentó anteriormente, hay infinidad de variables que influyen en la interferencia MAI como por ejemplo número de emisores simultáneos, sus posiciones y la posición del receptor, desfases entre los distintos emisores, etc. Por tanto, lo que se va a hacer en este apartado es mostrar algunos ejemplos del efecto de MAI en distintos escenarios y cómo el algoritmo PIC consigue reducir sus efectos.

### Escenario de pruebas

Dado que existen infinidad de posibles combinaciones de parámetros se va a mostrar como ejemplo una configuración con 5 emisores.

Los emisores se han situado en el plano del techo a una altura de 4 m sobre el suelo, orientados verticalmente hacia abajo, en los puntos mostrados en la figura 6.11. El receptor se ha situado en el suelo, coplanar con el plano del suelo, en las coordenadas (0, 0, 0) m.

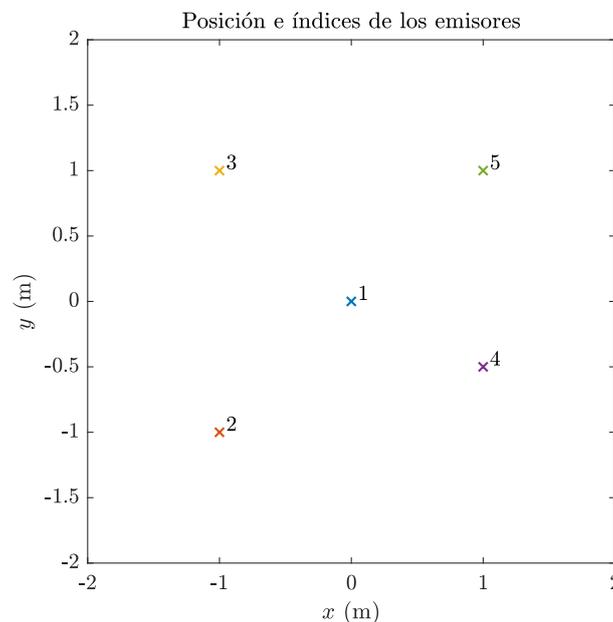


Figura 6.11: Posición e índice de los distintos emisores.

Se han realizado los desplazamientos en la señal emitida que se muestra en la tabla 6.3 (emitiendo cada emisor una secuencia diferente). Los valores han sido obtenidos de forma aleatoria.

Tabla 6.3: Valores de desplazamiento de la señal emitida de cada emisor.

	Emisor 1	Emisor 2	Emisor 3	Emisor 4	Emisor 5
Desplazamiento (muestras)	21488	1172	27824	30604	22240

## Resultados

En la figura 6.12 se muestran los puntos de impacto en la superficie del PSD para una longitud de secuencias de 8 y 10 bits. Con cruces (+) se muestran los puntos sin aplicar PIC y con aspas (×) los puntos aplicando PIC.

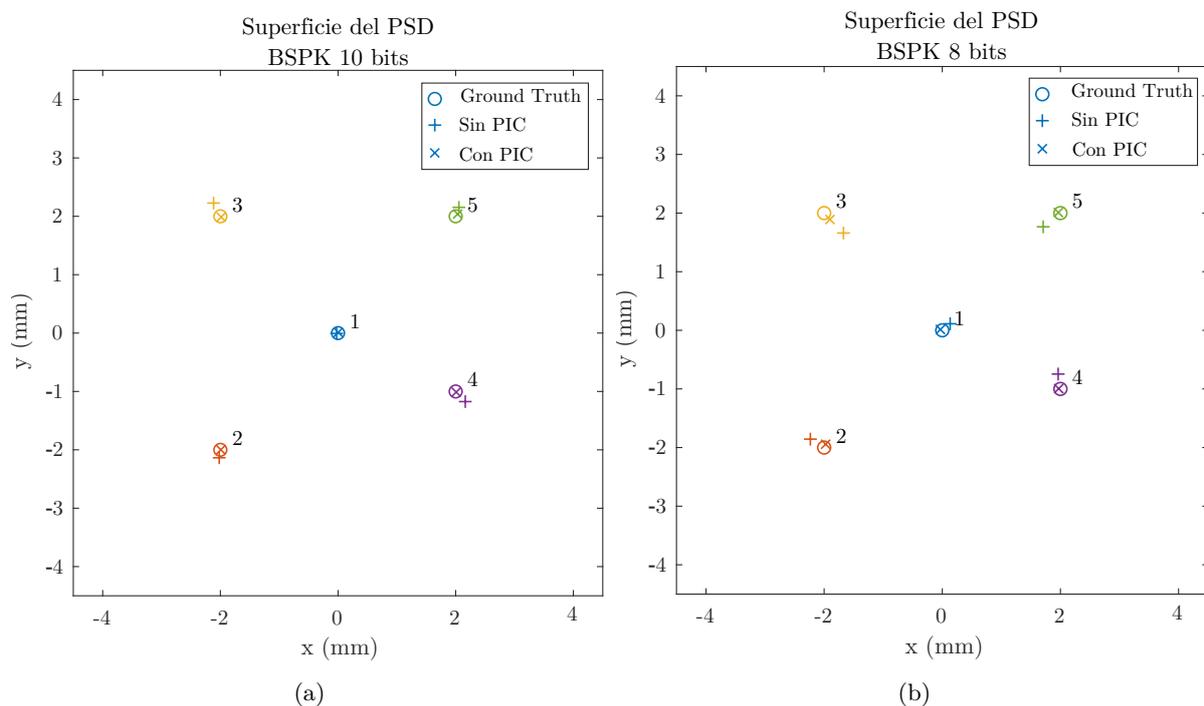


Figura 6.12: Puntos de impacto en el PSD de los 5 emisores usando CDMA-BPSK antes y después de aplicar la corrección PIC con tamaños de (a) 10 bits y (b) 8 bits.

Se puede observar en la figura 6.12 el efecto que produce el MAI en la detección del punto de impacto. El MAI provoca un desplazamiento con respecto al punto real. Para reducir ese efecto se ha implementado el algoritmo PIC. Se puede ver en la figura 6.12 los efectos de aplicar el citado algoritmo.

A partir de la figura 6.12 se puede observar cómo el algoritmo PIC reduce de manera significativa el desplazamiento del punto de impacto debido a MAI. Se puede ver claramente también cómo ese offset depende del tamaño de la señal y por tanto del código utilizado.

En la figura 6.13 se muestran varios ejemplos en los que se puede ver de forma visual el efecto del MAI y su corrección con el algoritmo PIC. Se han realizado 9 pruebas distintas en las que se ha variado el número de emisores simultáneos desde 2 a 10 emisores. Se ha posicionado los emisores de forma aleatoria dentro del FoV del receptor y se ha configurado

un desplazamiento nulo entre la emisión de cada una de las secuencias. En todos los casos se han usado códigos Kasami de 10 bits.

Se observa, en todos los casos, cómo se reduce en gran medida ese desplazamiento u offset en la determinación del punto de impacto. Aún así, cabe destacar que la corrección no es total debido principalmente a las siguientes causas:

- Únicamente se ha utilizado 1 iteración del algoritmo. Se ha comprobado que aumentar el número de iteraciones mejora muy poco la corrección y, por contra, aumenta enormemente la complejidad, los recursos y el tiempo de ejecución.
- Es muy difícil modelar perfectamente la señal que se usa para realizar las sustracciones. Idealmente debe ser la secuencia convolucionada con el canal. En este caso se ha modelado de forma experimental el canal pero siempre existen pequeñas diferencias o errores. En la simulación se ha añadido un pequeño ruido para modelar esa falta de exactitud en el modelado.
- En la realidad, el desfase con el que llega la secuencia al PSD difícilmente será un número entero de muestras. Esto es, la señal podría llegar por ejemplo con un desfase de 67.28 muestras pero en nuestro sistema se obtendrá 67 o 68. Esto es debido a que para simplificar la implementación del sistema receptor se realiza la correlación y se obtiene el pico y posición del pico. Esa posición será un número entero de muestras. Por tanto, hay una resolución de  $1/f_s$  s. Esta situación hace que a la hora de realizar la resta no se reste exactamente la señal correcta, ya que en el simulador al desplazar las señales si se ha tenido en cuenta desplazamiento de muestras no enteros. Para reducir en lo posible este efecto existen técnicas como el denominado Early-Late en el cual se realizan dos correlaciones: una adelantada y otra atrasada un determinado delta. Usando Early-Late se puede conseguir medir el desfase de la señal con precisión por debajo de la muestra. Ese algoritmo se implementó consiguiendo que el desfase se acercase bastante al desfase correcto pero presenta problemas en: el tiempo de procesamiento, la complejidad y consumo de recursos. Cabe destacar que una vez se ha obtenido el desfase por debajo de la muestra es necesario aplicarlo a la señal. Para conseguir el desfase deseado habría que sobremuestrear e interpolar la señal a una frecuencia de muestreo más elevada que  $f_s$ , realizar el desplazamiento un número entero de muestras y finalmente realizar un downsampling. Tras las pruebas se optó por no implementarlo en el sistema final, dado que la mejora que aportaba no era comparable con la complejidad necesaria para llevarlo a cabo.
- Esta simulación se ha realizado en ausencia de ruido. Si se añade el ruido sería más difícil obtener la señal resta con la que poder corregir de forma adecuada.
- Según aumenta el número de emisores existen más interferencia debidas al MAI y, por tanto, más complicado es corregirlas.

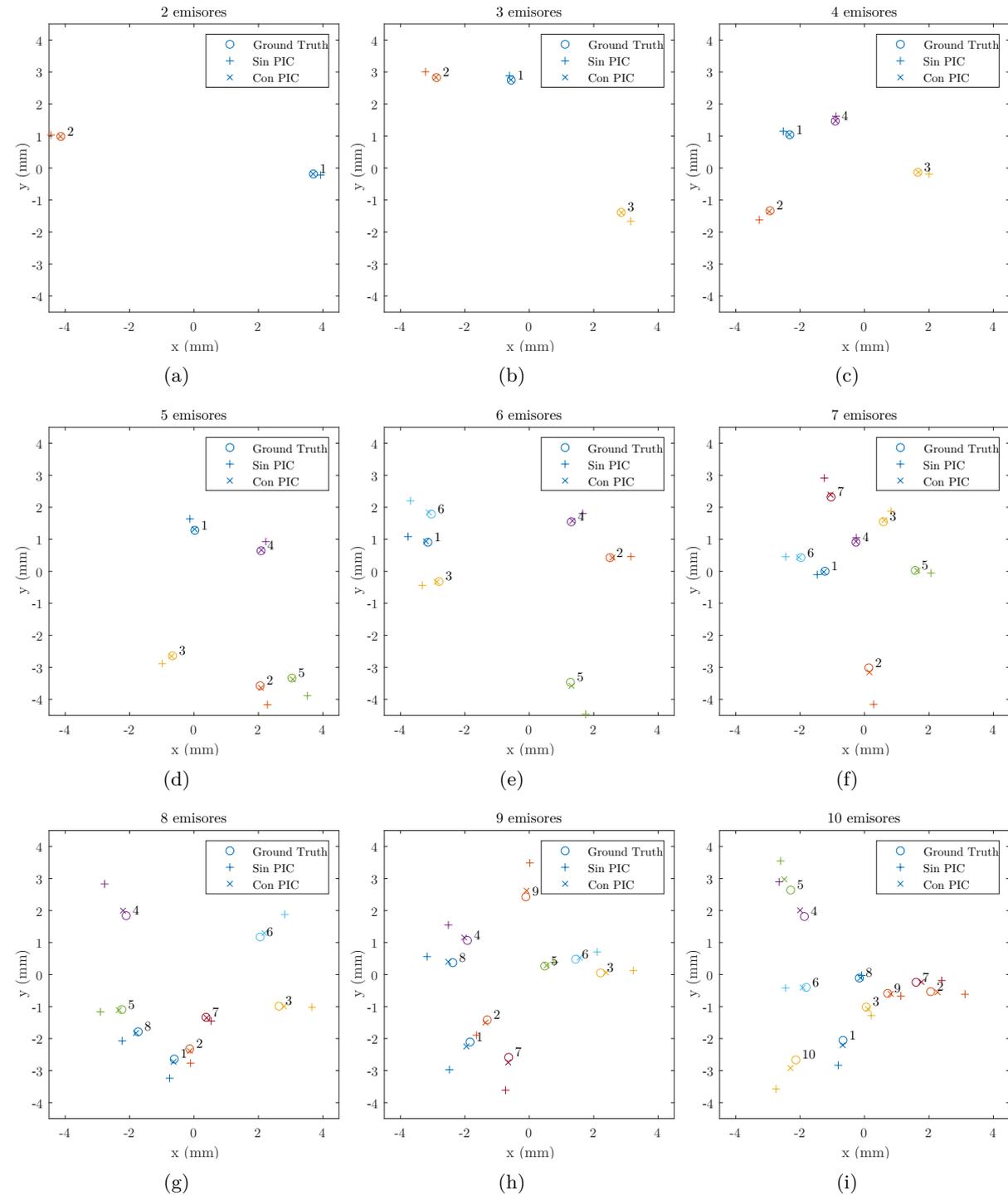


Figura 6.13: Puntos de impacto en la superficie del PSD usando CDMA-BPSK con tamaño 10 bits antes y después de aplicar la corrección con (a) 2 emisores, (b) 3 emisores, (c) 4 emisores, (d) 5 emisores, (e) 6 emisores, (f) 7 emisores, (g) 8 emisores, (h) 9 emisores y (i) 10 emisores.

### 6.2.3.3 Pruebas experimentales

En esta sección se van a mostrar diferentes pruebas realizadas en un entorno real para elegir que técnica es más adecuada para su uso en un sistema LPS.

Se han colocado 3 emisores en un mismo plano a 3 metros de distancia del sensor PSD separados entre si 90 cm. Se ha utilizado un sensor PSD de  $9 \times 9$  mm con una lente de una distancia focal de 8 mm. La adquisición se ha realizado a 1 Mhz.

Se han analizado las técnicas de CDMA-BPSK y FDMA-IQ. En el caso de CDMA-FDMA se ha usado una frecuencia de chip de 5 kHz, secuencias Kasami de 8 y 10 bits (255 y 1023 chip respectivamente). En el caso de FDMA cada emisor ha emitido con 6, 8 y 10 kHz.

En el primer ensayo, tanto para CDMA-BPSK como FDMA-IQ, se ha adquirido la señal de cada emisor por separado para evitar posibles interferencias entre emisores. Los puntos de impacto obtenidos en el PSD para el caso de 10 bits son los mostrados en la figura 6.14.

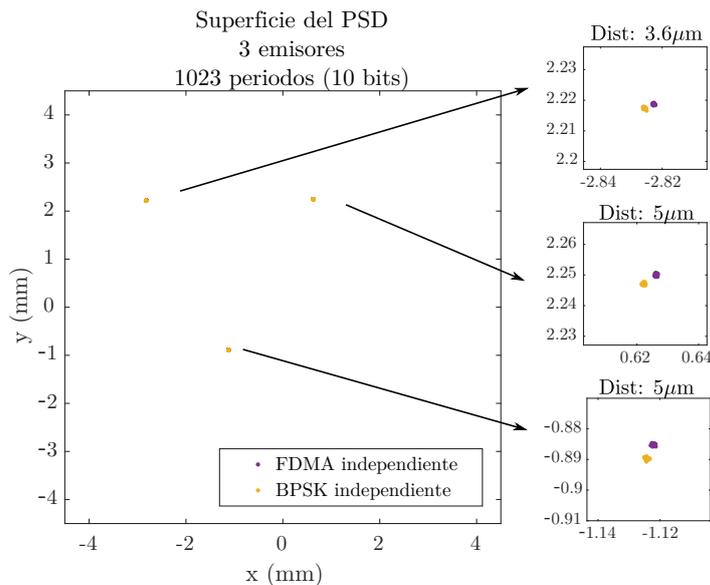


Figura 6.14: Puntos de impacto en la superficie del PSD usando FDMA y usando secuencias en BPSK emitidas de forma independiente

Se puede observar que se obtienen prácticamente los mismos puntos de impacto con ambas técnicas existiendo diferencias en la superficie del PSD en torno a  $5\mu\text{m}$ . En este escenario el SNR era en torno a los 66 dB.

En la figura 6.15 se muestra los puntos de impacto usando la técnica FDMA cuando los 3 emisores emiten simultáneamente y cuando lo hacen de manera independiente. Como se puede ver la interferencia se puede asumir que es prácticamente nula.

Se ha realizado el mismo procedimiento para CDMA-BPSK, y los resultados se muestran en la figura 6.16 para tamaños de secuencia de 8 y 10 bits.

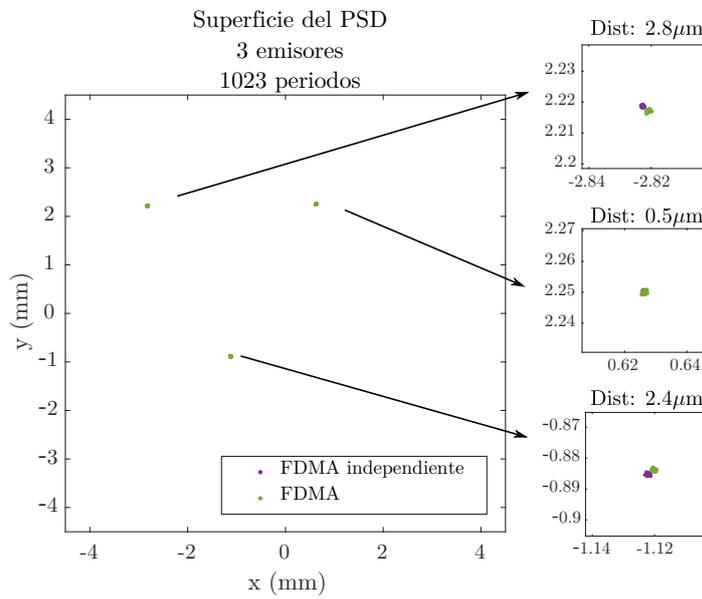


Figura 6.15: Puntos de impacto en la superficie del PSD usando FDMA y emitiendo cada uno de los tonos de forma independiente

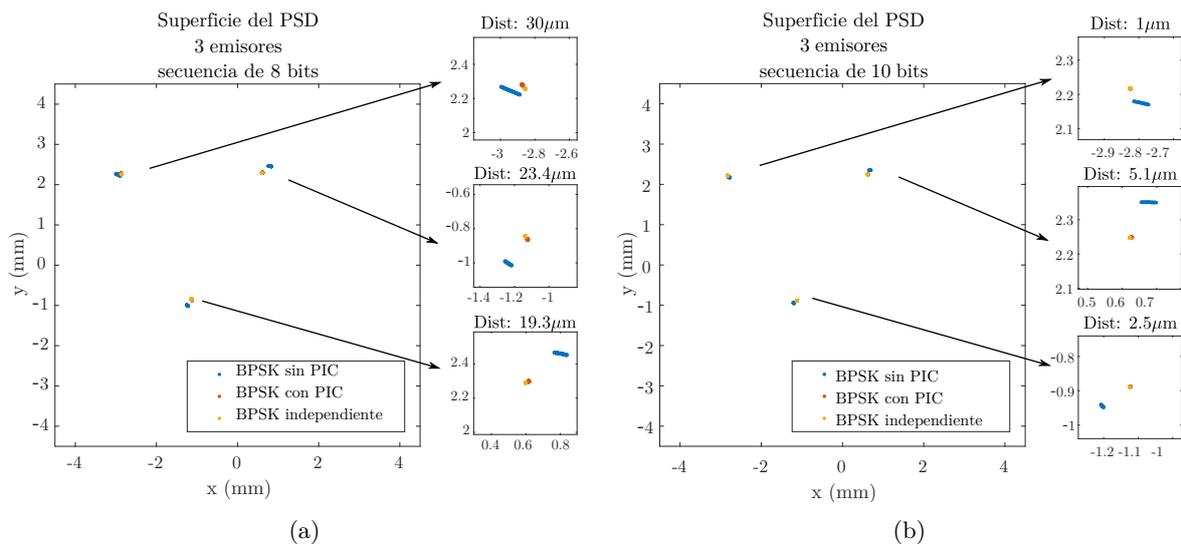


Figura 6.16: Puntos de impacto en la superficie del PSD usando CDMA-BPSK emitidos de forma independiente, sin aplicar y aplicando la corrección PIC con tamaño de (a) 8 bits y (b) 10 bits.

Se puede observar que en este caso sí existe interferencia entre emisores. Antes de realizar la corrección se pueden ver distintos offsets para un mismo emisor. Esto es debido a las diferencias entre las frecuencias de emisión y muestreo que se configuran y las frecuencias reales, así como el jitter de los relojes. Estas diferencias provocan mínimos desfases en la señal que alteran la obtención del pico de correlación y modifican la interferencia MAI. Una vez aplicado PIC se corrigen los efectos de forma significativa. Cuanto mayor es el tamaño de la señal mejor es la corrección y menos se ve afectado por el ruido.

Tras analizar los resultados se puede decir que usando la técnica FDMA no existen interferencias entre emisores. También se va visto que aplicando el algoritmo PIC se consigue reducir en gran medida la interferencia MAI en CDMA pero es necesario implementar el algoritmo aumentando la complejidad del procesado en el receptor y, sobre todo, el tiempo necesario para ello.

Por tanto, tras analizar los resultados descritos hasta ahora se puede decir que la mejor opción para proponer el desarrollo LPS con señal óptica es la implementación mediante FDMA, ya que la interferencia entre los distintos emisores es prácticamente nula. Entre las tres opciones se va a elegir, para los siguientes puntos, la opción del demodulador IQ, ya que permite obtener el RMS muestra a muestra sin necesidad de esperar periodos enteros de la señal. En una propuesta final se considerará la opción de FFT ya que permite realizarla en un microcontrolador de forma fácil, rápida y efectiva.

#### 6.2.3.4 Análisis del error en la determinación del punto de impacto en función del tiempo de integración de la señal recibida y el SNR

En esta sección se va a analizar la técnica de FDMA-IQ en un escenario ruidoso y con diferentes tamaños de señal en el receptor. Con esto se pretende estimar cuáles podrían ser los errores en la estimación del punto de impacto en función de la tasa de medidas por segundo deseadas y el SNR del entorno.

La simulación que se ha llevado a cabo se realiza en un escenario con 3 emisores situados las posiciones mostradas en la figura 6.17 (en el plano del techo a 4 metros del suelo) y orientados verticalmente hacia abajo. Los emisores emiten una señal sinusoidal a 50, 70 y 90 kHz. El receptor se sitúa en las coordenadas (0, 0, 0). Se va a utilizar una frecuencia de muestreo de 1 Msamples/s.

Se van a realizar simulaciones variando la relación señal a ruido de 23 a 73 dB en pasos de 5 dB. Para cada valor de SNR se va a obtener el punto de impacto en función del tamaño de la señal. Conociendo la frecuencia de muestreo y el tamaño de la señal procesada se puede obtener la frecuencia con la que se obtienen nuevos datos. En la tabla 6.4 se muestran los distintos valores de tiempo de integración usados así como el número de veces que se calcula la posición por segundo.

En la figura 6.18 se muestran los valores de los errores medios, desviación estándar y errores máximos en la determinación del punto de impacto (punto de recepción de la

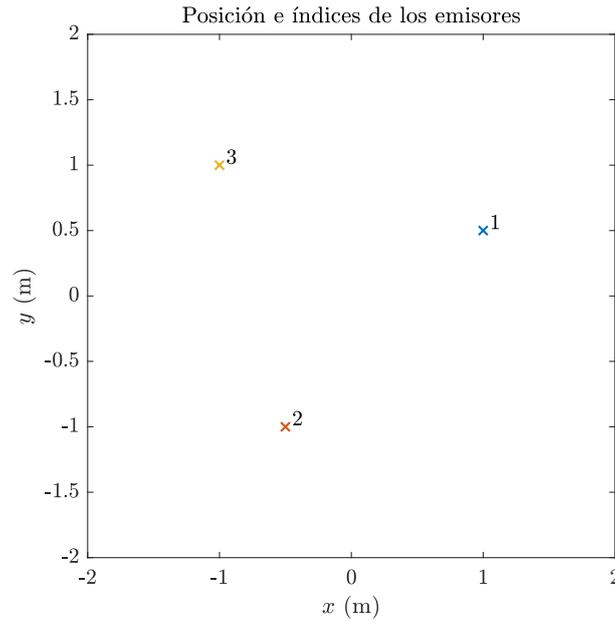


Figura 6.17: Posición e índice de los distintos emisores.

Tabla 6.4: Tiempo de integración y número de veces que se calcula la posición por segundo usados en la simulación.

<b>Tamaño (muestras)</b>	10	100	200	500	750	1000	2000	5000	7500	10000	20000	50000
<b>Tasa (posiciones/s)</b>	100000	10000	5000	2000	1333.33	1000	500	200	133.33	100	50	20

señal en la superficie del PSD), para cada uno de los 3 emisores. El error se mide como la distancia euclídea entre el punto de impacto real y el punto de impacto obtenido. Los valores se muestran en función de la relación señal a ruido y del tamaño de la señal. El número de muestras de la señal se muestra en eje logarítmico para apreciar mejor los resultados en la figura. En la tabla 6.5 se muestran los resultados de la simulación. En este caso se muestra la media de los errores medios, desviación estándar y máximos de los 3 emisores. En la tabla 6.6 se muestran los valores para los pruebas experimentales mostradas anteriormente. Se puede observar que los valores de los errores de las medidas experimentales (tabla 6.6) y los obtenidos mediante simulaciones (tabla 6.5) son muy similares.

En la figura 6.18 se puede ver como según aumenta el SNR los errores son menores. Lo mismo sucede cuando se aumenta el tamaño de la señal a procesar. Estas figuras permiten conocer el error en función del SNR y el tamaño de la señal. Por tanto, si se conoce o se puede estimar a priori el SNR de la señal recibida con la información de la gráfica se puede establecer el número de muestras que es necesario utilizar para estar por debajo de un determinado error. De igual manera, si se necesita una cierta tasa de posiciones por segundo, inversamente proporcional al tamaño de la señal, se puede conocer qué SNR debe tener la señal recibida para estar por debajo un error determinado. Por ejemplo, para conseguir ese cierto SNR se podría aumentar la potencia de emisión.

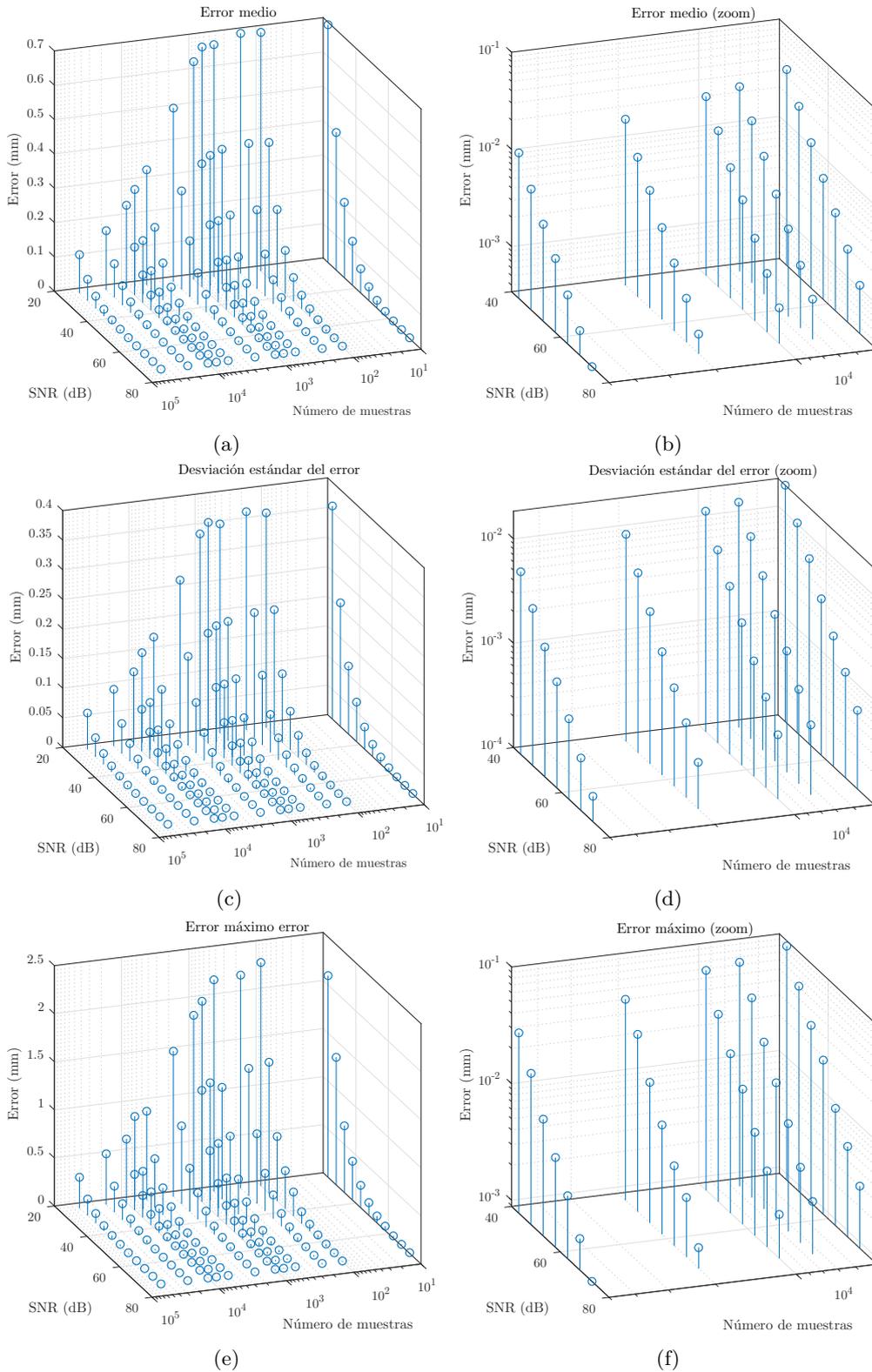


Figura 6.18: Error en el punto de impacto de cada emisor en función del número de muestras de la señal y el valor RMS. (a) Valor medio, (c) desviación estándar, (e) valor máximo. Zona de error ampliada entre 5000 y 50000 muestras y entre 43 y 73 dB con el eje del error en escala logarítmica (b) Valor medio, (d) desviación estándar, (f) valor máximo

Tabla 6.5: Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error medio de los 3 emisores en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con IQ en función del SNR y el tamaño de la señal.

Tamaño señal	Error (mm)	23 dB	28 dB	33 dB	38 dB	43 dB	48 dB	53 dB	58 dB	63 dB	68 dB	73 dB
100	Mean	0,69	0,4	0,22	0,13	0,069	0,04	0,022	0,013	0,0072	0,004	0,0022
100	Std	0,36	0,21	0,12	0,065	0,037	0,02	0,012	0,0066	0,0038	0,0021	0,0012
100	Max	2,3	1,4	0,67	0,39	0,25	0,12	0,074	0,04	0,025	0,012	0,0073
200	Mean	0,7	0,4	0,23	0,12	0,07	0,04	0,022	0,012	0,0071	0,0041	0,0022
200	Std	0,37	0,21	0,12	0,064	0,037	0,021	0,012	0,0065	0,0037	0,0021	0,0012
200	Max	2,2	1,3	0,72	0,39	0,25	0,13	0,071	0,04	0,022	0,013	0,0072
500	Mean	0,68	0,39	0,22	0,12	0,069	0,039	0,022	0,012	0,007	0,0039	0,0022
500	Std	0,35	0,2	0,12	0,064	0,036	0,02	0,012	0,0065	0,0036	0,0021	0,0012
500	Max	2,2	1,2	0,73	0,37	0,21	0,11	0,07	0,038	0,023	0,013	0,0066
750	Mean	0,67	0,38	0,21	0,12	0,068	0,038	0,021	0,012	0,0069	0,0037	0,0022
750	Std	0,36	0,2	0,11	0,062	0,036	0,02	0,011	0,0064	0,0036	0,0019	0,0011
750	Max	2	1,2	0,67	0,39	0,21	0,11	0,068	0,04	0,022	0,012	0,0068
1000	Mean	0,63	0,36	0,2	0,12	0,065	0,037	0,021	0,011	0,0065	0,0037	0,0021
1000	Std	0,34	0,19	0,11	0,06	0,033	0,02	0,011	0,0059	0,0033	0,0019	0,0011
1000	Max	1,9	1,2	0,61	0,35	0,19	0,12	0,066	0,034	0,018	0,012	0,0069
2000	Mean	0,51	0,29	0,16	0,092	0,052	0,029	0,016	0,009	0,0052	0,0029	0,0017
2000	Std	0,27	0,15	0,085	0,047	0,026	0,015	0,0086	0,005	0,0027	0,0015	0,00088
2000	Max	1,5	0,81	0,45	0,27	0,16	0,086	0,048	0,029	0,015	0,0089	0,0052
5000	Mean	0,34	0,19	0,11	0,06	0,036	0,02	0,011	0,0061	0,0035	0,0019	0,0011
5000	Std	0,18	0,1	0,055	0,033	0,018	0,01	0,006	0,0032	0,0018	0,001	0,00057
5000	Max	0,92	0,51	0,28	0,16	0,09	0,051	0,029	0,019	0,009	0,0053	0,003
7500	Mean	0,28	0,16	0,09	0,05	0,027	0,016	0,009	0,0048	0,0027	0,0015	0,00089
7500	Std	0,15	0,081	0,047	0,028	0,014	0,0086	0,0047	0,0025	0,0015	0,0008	0,00047
7500	Max	0,88	0,39	0,26	0,16	0,073	0,045	0,024	0,013	0,0074	0,0039	0,0025
10000	Mean	0,24	0,14	0,081	0,044	0,024	0,014	0,0076	0,0046	0,0024	0,0014	0,0008
10000	Std	0,12	0,071	0,045	0,023	0,013	0,007	0,004	0,0023	0,0013	0,00074	0,00041
10000	Max	0,66	0,37	0,23	0,11	0,068	0,036	0,02	0,013	0,0068	0,004	0,0021
20000	Mean	0,17	0,098	0,057	0,032	0,018	0,0094	0,0056	0,003	0,0017	0,00097	0,00054
20000	Std	0,096	0,051	0,03	0,016	0,0096	0,0053	0,0029	0,0015	0,00088	0,00052	0,00028
20000	Max	0,53	0,27	0,17	0,089	0,047	0,029	0,014	0,0076	0,0043	0,0029	0,0013
50000	Mean	0,11	0,063	0,036	0,02	0,011	0,006	0,0034	0,002	0,0011	0,00061	0,00034
50000	Std	0,062	0,032	0,018	0,01	0,0056	0,0032	0,0017	0,001	0,00059	0,00032	0,00018
50000	Max	0,32	0,17	0,1	0,054	0,031	0,018	0,0089	0,0052	0,0031	0,0016	0,00088

Tabla 6.6: Valores medios, desviación estándar y valores máximos del error medio de los 3 emisores en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con IQ en función del SNR y el tamaño de la señal para las pruebas experimentales.

Tamaño señal	Error (mm)	60 dB	66 dB
1000	Mean	0,011	0,0052
1000	Std	0,0058	0,0028
1000	Max	0,036	0,019
2000	Mean	0,0088	0,0042
2000	Std	0,0047	0,0022
2000	Max	0,031	0,015
5000	Mean	0,0057	0,0028
5000	Std	0,003	0,0014
5000	Max	0,019	0,0082
7500	Mean	0,0047	0,0023
7500	Std	0,0025	0,0012
7500	Max	0,014	0,0068
10000	Mean	0,0041	0,002
10000	Std	0,0022	0,0011
10000	Max	0,012	0,0062
20000	Mean	0,003	0,0014
20000	Std	0,0016	0,00077
20000	Max	0,0084	0,0038
50000	Mean	0,0019	0,00094
50000	Std	0,00098	0,00045
50000	Max	0,005	0,0023

### 6.3 Bases para el desarrollo de un LPS mediante señal óptica con sensor PSD

El esquema del sistema de posicionamiento propuesto se muestra en la figura 6.19. Los emisores LED se sitúan en el techo en posiciones conocidas y emiten una señal modulada que permite su identificación.

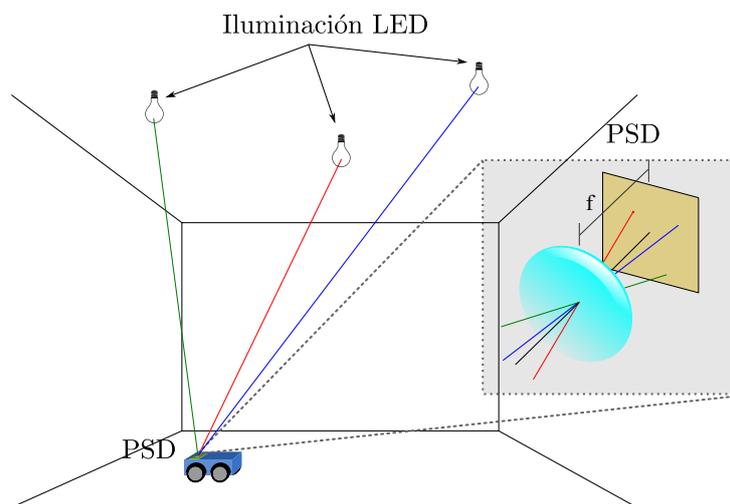


Figura 6.19: Esquema del sistema de posicionamiento propuesto.

Para posicionar el PSD dentro del entorno se va a utilizar la técnica AoA. Se ha usado esta técnica tras analizar los resultados mostrados en el apartado 5.3, donde se comprobó que en entornos interiores, donde el efecto del multicamino debido a la reflexión de la luz en los distintos elementos del entorno son significativos, la técnica de AoA es más inmune que la técnica de PoA. En futuros trabajos, el objetivo sería unir diferentes técnicas mediante fusión sensorial para poder obtener la mayor cantidad de información con un único sensor y obtener mejores resultados.

En función del número de emisores que estén dentro del campo de visión (FoV) del receptor se procederá de manera distinta. Asumiendo que los LEDs se sitúan todos en el mismo plano (en el techo) y sus posiciones son conocidas, existen diferentes casos:

- Solo hay un 1 emisor dentro del FoV. Se deben conocer las diferentes orientaciones del PSD, y el PSD debe moverse en un único plano paralelo al de los emisores. Si este plano no es paralelo se debe obtener la ecuación de dicho plano.
- Hay 2 emisores dentro del FoV. El sensor PSD se debe mover en planos paralelos al de los emisores, cuya separación se puede calcular. Con dos emisores se puede obtener la rotación del PSD sobre su vector superficie, pero los otros ángulos que definen la orientación total del PSD deben ser conocidos.
- Si el PSD recibe la señal de 3 o más emisores se puede obtener la pose del PSD, es decir, posición 3D junto con los 3 ángulos que definen su orientación.

### 6.3.1 Posicionamiento con 1 único emisor

Cuando el sensor PSD únicamente recibe la señal de un emisor se puede obtener su posición siempre y cuando el PSD se mueva en un plano y se conozcan las orientaciones del PSD.

Como ya se comentó anteriormente, para modelar el conjunto PSD + lente se va a usar el modelo pinhole. Por tanto, las expresiones que relacionan las coordenadas 3D del emisor  $(X_e, Y_e, Z_e)$  con las coordenadas 2D del punto de impacto en el sensor PSD  $(x'_i, y'_i)$  se muestran en las siguientes ecuaciones, donde  $s$  es el valor de escala de la proyección 3D-2D:

$$\begin{pmatrix} sx'_i \\ sy'_i \\ s \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} f & 0 & C_x \\ 0 & f & C_y \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_A \underbrace{\begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{pmatrix}}_R \begin{pmatrix} X_e - X_r \\ Y_e - Y_r \\ Z_e - Z_r \end{pmatrix} \quad (6.14)$$

En la ecuación (6.15) se utiliza la notación de la matriz de parámetros intrínsecos  $\mathbf{A}$  y la matriz de parámetros extrínsecos de rotación  $\mathbf{R}$ .

$$\begin{pmatrix} sx'_i \\ sy'_i \\ s \end{pmatrix} = \mathbf{AR} \begin{pmatrix} X_e - X_r \\ Y_e - Y_r \\ Z_e - Z_r \end{pmatrix} \quad (6.15)$$

La matriz  $\mathbf{A}$  se obtiene a partir de los datos de la focal  $f$  y centro óptico  $C_x$  y  $C_y$ . Para calcular estos parámetros es necesario realizar una calibración geométrica [Rod16b]. Cabe destacar que las coordenadas de impacto de las ecuaciones son las coordenadas una vez que se ha realizado las correcciones de las distorsiones radiales y tangenciales del PSD más lente, según [Rod16b].

La matriz  $\mathbf{R}$  se calcula a partir de los 3 ángulos de euler que definen la orientación del sensor PSD con respecto al sistema de coordenadas del mundo. Estos ángulos deben ser conocidos.

Conocidos los valores de las matrices  $\mathbf{A}$  y  $\mathbf{R}$  y los puntos de impacto en la superficie del sensor PSD medidos  $(x_i, y_i)$ , se pueden obtener las coordenadas del sensor PSD según la siguiente expresión:

$$\begin{pmatrix} X_r \\ Y_r \\ Z_r \end{pmatrix} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}^{-1} \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \\ 1 \end{pmatrix} s + \begin{pmatrix} X_e \\ Y_e \\ Z_e \end{pmatrix} \quad (6.16)$$

Definiendo el vector columna  $\mathbf{q}$  como:

$$\mathbf{q} = \begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{pmatrix} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}^{-1} \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \\ 1 \end{pmatrix} \quad (6.17)$$

Se obtiene la siguiente ecuación:

$$\begin{pmatrix} X_r \\ Y_r \\ Z_r \end{pmatrix} = \mathbf{q}s + \begin{pmatrix} X_e \\ Y_e \\ Z_e \end{pmatrix} \quad (6.18)$$

Se conoce el valor de  $Z_r$  ya que es el plano de movimiento del sensor PSD. Por tanto, se puede obtener el factor de escala  $s$  según (6.19):

$$s = \frac{Z_r - Z_e}{q_3} \quad (6.19)$$

donde  $q_3$  es el tercer elemento del vector  $\mathbf{q}$ . Una vez que se obtiene el valor de  $s$ , se obtienen las coordenadas del receptor según la ecuación (6.18).

### 6.3.2 Posicionamiento con 2 emisores

En el caso en el que el sensor PSD reciba la señal de 2 emisores se puede calcular la rotación del sensor con respecto al vector superficie y la separación entre el plano de los emisores y el plano de movimiento.

La rotación del sensor PSD se obtiene a partir de las coordenadas en el sistema de referencia del mundo para los dos emisores,  $(X_{e_1}, Y_{e_1}, Z_{e_1})$  y  $(X_{e_2}, Y_{e_2}, Z_{e_2})$  y las coordenadas del punto de impacto en la superficie del PSD,  $(x_{i_1}, y_{i_1})$  y  $(x_{i_2}, y_{i_2})$ , según se puede ver en la figura 6.20. En la figura, para facilitar la explicación, se muestran tanto los emisores como el PSD. Los emisores se sitúan en la coordenada del eje  $Z$   $Z_e$  y el PSD en la coordenada  $Z_r$ .

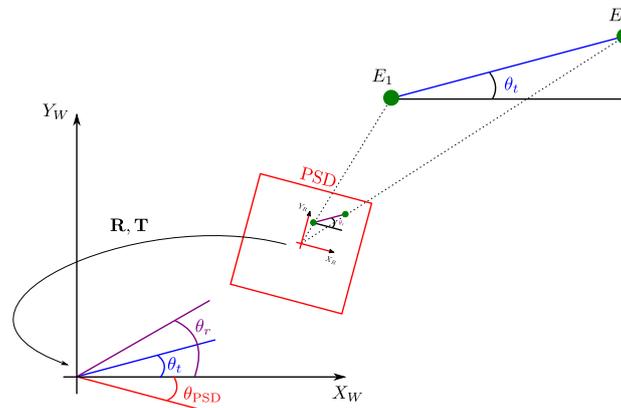


Figura 6.20: Método de obtención del ángulo  $\theta_{\text{PSD}}$ .

La expresión que obtiene el ángulo de rotación de la línea de unión entre los dos emisores con respecto al eje  $x$  del sistema de referencia del mundo, tiene la forma:

$$\theta_t = \text{atan2} \left( \frac{Y_{e_1} - Y_{e_2}}{X_{e_1} - X_{e_2}} \right) \quad (6.20)$$

donde  $\text{atan2}$  es la función arcotangente, pero cuya salida está definida en un rango de  $2\pi$  radianes ya que tiene en cuenta el signo del numerador y denominador para calcular el cuadrante en el que se encuentra el ángulo.

De forma análoga se calcula la rotación de la línea de unión de los puntos de impacto de los dos emisores en la superficie del sensor PSD con respecto al eje  $x$  del sistema de referencia del PSD.

$$\theta_r = \text{atan2} \left( \frac{y_{i_1} - y_{i_2}}{x_{i_1} - x_{i_2}} \right) \quad (6.21)$$

Una vez obtenidos dichos ángulos se obtiene la rotación entre el sistema de referencia del mundo y del PSD:

$$\theta_{\text{PSD}} = \theta_t - \theta_r \quad (6.22)$$

Conocida la rotación del PSD se puede obtener la matriz de rotación  $\mathbf{R}$  y a partir de dicha matriz se puede obtener la posición del PSD de forma análoga a como se hizo en el caso anterior, utilizando ahora las coordenadas del emisor 1.

$$\begin{pmatrix} X_r \\ Y_r \\ Z_r \end{pmatrix} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}^{-1} \begin{pmatrix} x_{i_1} \\ y_{i_1} \\ 1 \end{pmatrix} s + \begin{pmatrix} X_{e_1} \\ Y_{e_1} \\ Z_{e_1} \end{pmatrix} \quad (6.23)$$

En este caso no se conoce el plano donde está situado el receptor, por tanto, no se puede usar directamente la expresión (6.19) para obtener el factor de escala. Sin embargo, como se conoce la distancia focal  $f$  y la separación entre los emisores en el mundo y su correspondiente separación en la superficie del PSD, se puede obtener la altura  $H$  que separa los planos de los emisores y del PSD como se puede ver en la figura 6.21, según la expresión:

$$H = f \frac{d_{1,2}}{p_{1,2}} = f \frac{\sqrt{(X_{e_1} - X_{e_2})^2 + (Y_{e_1} - Y_{e_2})^2}}{\sqrt{(x_{i_1} - x_{i_2})^2 + (y_{i_1} - y_{i_2})^2}} \quad (6.24)$$

Conocida la separación entre los planos  $H$ , se puede calcular el factor de escala como:

$$s = \frac{Z_e - H - Z_e}{q_3} = \frac{-H}{q_3} \quad (6.25)$$

Una vez que se obtiene el factor de escala la posición del PSD se puede calcular según (6.23).

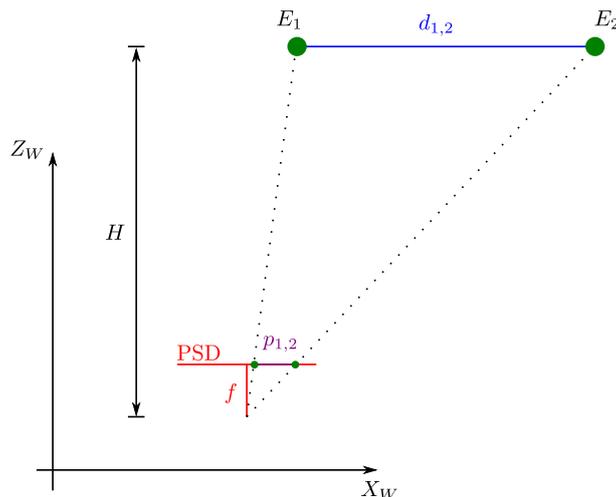


Figura 6.21: Método para la obtención de la separación  $H$  entre el plano de los emisores y el plano del PSD.

### 6.3.3 Posicionamiento con 3 o más emisores

En la mayor parte de las aplicaciones reales se puede posicionar el PSD dentro de un entorno con 1 emisor, si se puede estimar o conocer de alguna manera la rotación, o con 2 emisores, si no se puede obtener dicha información de una fuente externa. Esto es debido a que generalmente el PSD se va a situar a bordo de un agente móvil, como por ejemplo un robot, que se moverá sobre el plano del suelo y los emisores se situarán en puntos conocidos del techo. Ambos planos se pueden suponer inicialmente coplanares en la mayor parte de los casos o conseguir que los emisores se sitúen en el mismo plano. Esto unido a que el robot siempre se mueve en un mismo plano hace posible posicionar con 1 o 2 emisores en la gran mayoría de aplicaciones. Utilizar más de 2 emisores en estos casos permitiría mediante mínimos cuadrados o cualquier método de optimización conseguir mejores resultados al sobredimensionar el sistema, consiguiendo minimizar en lo posible el ruido.

En el caso de que se quiera conocer la pose total del PSD, es decir posición 3D y orientación (3 ángulos), se pueden usar métodos ampliamente usados en sistemas de visión por cámaras. En función del método usado para posicionar se necesitará que el receptor reciba la señal simultáneamente de un número mínimo de emisores.

Existen diversos métodos para obtener la pose que van desde métodos lineales como DLT [Cho13] a métodos más complejos, cada uno con ciertas restricciones, como pueden ser PosIt [Dem95], Coplanar PosIt [Obe96], o CamPoseCalib (CPC) [Ara96].

### 6.3.4 Propuesta para la obtención de parámetros del sistema mediante algoritmos genéticos

Para posicionar el agente móvil dentro de un entorno, siempre que se mueva sobre el mismo plano, únicamente es necesario la señal recibida por 1 emisor, si se mantiene la rotación, o se conoce, o 2 emisores si no se conoce dicha rotación. En la práctica en entornos reales pueden darse uno o varios de los siguientes hechos:

- El vector normal de la superficie del PSD no es paralelo al vector normal del plano de movimiento. Dicha diferencia de orientación se define con los ángulos de Euler. A partir de estos ángulos se obtiene la matriz  $\mathbf{R}$  de rotación entre uno y otro plano.
- Los parámetros distancia focal  $f$  y centro de proyección del PSD+lente  $(C_x, C_y)$  son desconocidos, así como los parámetros de distorsión radial y tangencial.
- No se conoce la posición del emisor con suficiente precisión dentro del entorno  $(X_e, Y_e, Z_e)$ .

Debido a que no siempre es posible conocer con total precisión todos los parámetros del sistema, se va a proponer un proceso de calibración que permita, con pocas medidas y de forma sencilla en el propio entorno de posicionamiento, obtener los parámetros necesarios para calcular la posición del PSD con precisión. Cabe destacar que cuantos más parámetros del sistema se conozcan y menos sean los que hay que estimar, mejores resultados caben esperar.

En la figura 6.22 se muestra un esquema del proceso de calibración.

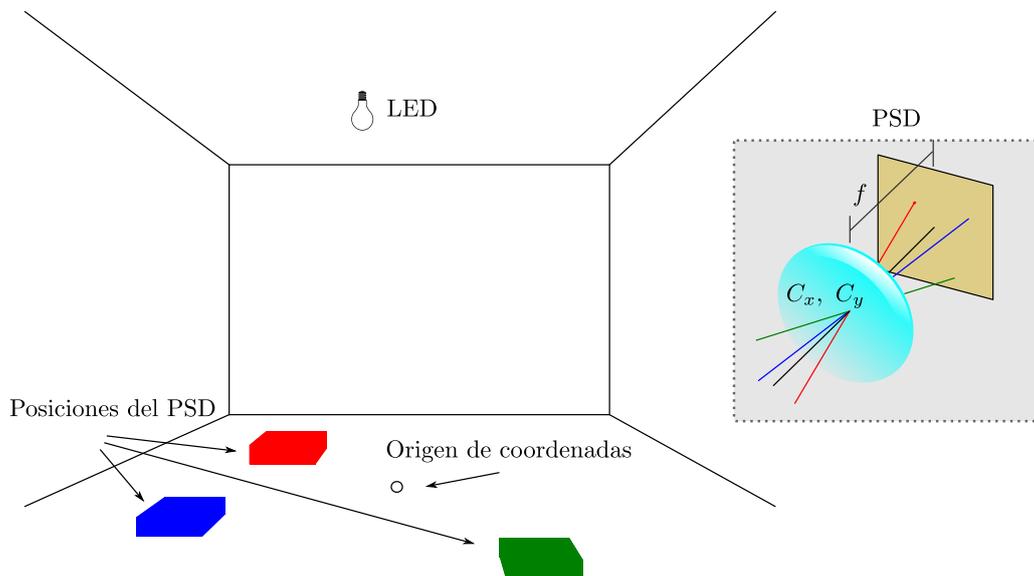


Figura 6.22: Proceso de calibración.

Los pasos propuestos para realizar el proceso de calibración son los siguientes:

- Elegir un origen de referencia para el sistema de coordenadas del entorno.
- Colocar el agente móvil con el PSD en diferentes posiciones conocidas del entorno a lo largo del plano de movimiento,  $Z = Z_r$ .
- Obtener, para cada posición, el punto de impacto en la superficie del PSD,  $(x_i, y_i)$ .
- Obtener los parámetros del sistema que minimizan el error de reproyección mediante un proceso de optimización y ajuste, como pueden ser los algoritmos genéticos.

En la figura 6.23 se muestra la situación relativa entre el plano de movimiento y el plano sensor.

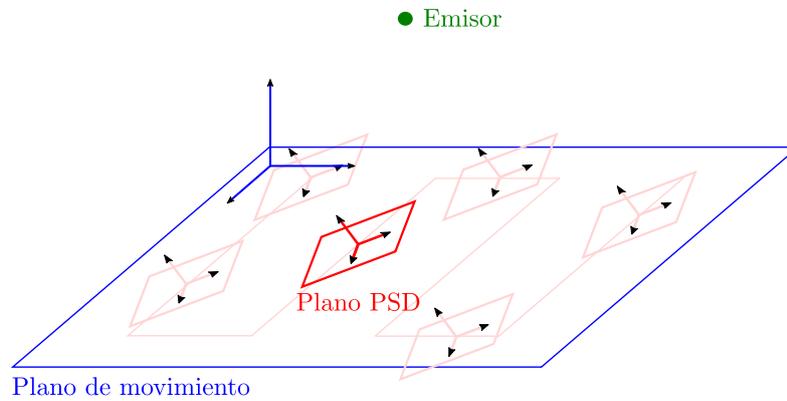


Figura 6.23: Posición relativa entre el plano de movimiento y el plano del sensor PSD.

En la figura 6.24 se muestran las entradas y salidas del algoritmo genético. Las entradas del algoritmo genético son los puntos de impacto y la correspondiente posición del sensor PSD en el entorno respecto al origen de coordenadas elegido.



Figura 6.24: Algoritmo genético para la obtención de los parámetros.

Las salidas del algoritmo genético serán valores de los parámetros utilizados como son: posición del emisor en el entorno, ángulos de desalineamiento del sistema PSD respecto al plano de movimiento y los parámetros intrínsecos. Los valores de todos esos parámetros son los valores que minimizan el valor de error obtenido como la suma de las distancias euclídeas entre las coordenadas de la reproyección  $(x'_i, y'_i)$  y las coordenadas medidas  $(x_i, y_i)$ , según la expresión:

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sqrt{(x'_i - x_i)^2 + (y'_i - y_i)^2} \quad (6.26)$$

En función del número de parámetros desconocidos será necesario coger más o menos puntos para el proceso de calibración. Los puntos deben cogerse cubriendo la mayor parte del campo de visión del receptor. En el caso de que la distorsión observada sea grande, y no se conozcan los parámetros de distorsión, el número de puntos necesarios para calibrar tiene que ser más elevado.

## 6.4 Conclusiones

En este capítulo se han mostrado y analizado diferentes técnicas de discriminación de los diferentes emisores para su aplicación en el sistema de posicionamiento. Se ha descrito su posible implementación en el sistema así como ventajas e inconvenientes de cada una de ellas.

Se han analizado las técnicas de FDMA con tres posibles implementaciones, con filtros paso banda, demodulación IQ y FFT; CDMA y TDMA. En primer lugar se ha descartado el uso de TDMA debido a la necesidad de sincronismo entre los emisores y el receptor.

Se han realizado diversas simulaciones en las que se ha comparado el error en el punto de impacto en la superficie del PSD para la señal de cada emisor. En primer lugar se ha podido comprobar que si solo se utiliza un único emisor en un entorno ruidoso, las 4 técnicas analizadas, FDMA-BPF, FDMA-IQ, FDMA-FFT y BPSK tienen un comportamiento muy similar. Se ha comprobado que según se aumenta el tamaño de la señal utilizada, el error disminuye ya que el ruido en gran medida se media.

Se ha analizado cómo el sistema discrimina las distintas señales de cada uno de los emisores. Se ha comprobado que con FDMA no se producen interferencias siempre y cuando el ancho de los filtros sea menor que el doble entre la frecuencia de un emisor y el siguiente o, en su defecto, menor que el doble de la separación entre una frecuencia y posibles armónicos de otros emisores. Sin embargo, cuando se utiliza CDMA si existen interferencias MAI entre las señales de los distintos emisores. Esta interferencia provoca offset en la determinación del punto de impacto en la superficie del PSD. Las interferencias MAI dependen de numerosos parámetros como tipo de secuencia, longitud, desfases, potencia emitida, etc. Para compensar los efectos del MAI se ha implementado el algoritmo PIC consiguiendo reducir en gran medida el offset producido por las interferencias. Se han mostrado varias simulaciones así como pruebas experimentales dónde también se aprecia el efecto del MAI y como el algoritmo PIC consigue reducir sus efectos.

Dado que las interferencias entre emisores son prácticamente nulas en la técnica de FDMA será esta técnica la propuesta para desarrollar sistemas de posicionamiento.

Para FDMA-IQ, que será la técnica que finalmente se implemente en las pruebas, se han realizado emulaciones y pruebas experimentales en un entorno real. Se ha simulado que el PSD recibe las señales de 3 emisores en distintas condiciones de SNR. Se ha visto que las interferencias son prácticamente inexistentes. Para cada SNR se ha obtenido el

punto de impacto en función del número de muestras o tiempo de integración de la señal. Se han obtenido resultados que permiten conocer que el tiempo de integración sería necesario utilizar en función del SNR de la señal recibida. Y análogamente, a partir de un cierto cálculo o tasa de posiciones por segundo determinada (inversamente proporcional al tiempo de integración) cuál debería ser el SNR de la señal en el receptor.

Se han descrito distintos métodos de posicionamiento basados en AoA en función del número de emisores dentro del FoV del receptor.

Además, se ha desarrollado un método de calibración que permite obtener la posición del PSD sin conocer a priori los parámetros del sistema, a partir de muy pocos puntos de medida en el entorno de posicionamiento.



# Capítulo 7

## Resultados

### 7.1 Introducción

En este capítulo se van a mostrar los resultados empíricos obtenidos con las propuestas realizadas para establecer las bases a a hora de realizar un LPS basado en señal óptica.

En el capítulo se describe en primer lugar el set-up para la realización de las pruebas. A continuación se muestran los errores de posicionamiento para varias propuestas de LPS en función del número de emisores dentro del FoV del receptor. Seguidamente se evalúa la precisión de las medidas obtenidas en función del tiempo de mediado y las posiciones de emisor y receptor. Para finalizar se presentan las conclusiones obtenidas en este capítulo.

### 7.2 Set-up para la realización de las pruebas

Las pruebas mostradas en este capítulo se han llevado a cabo en uno de los laboratorios de investigación del instituto de geodesia y fotogrametría del ETH de Zúrich.

En la figura 7.1 se muestra una fotografía del entorno de pruebas. Como se puede ver en el techo se han colocado 4 emisores y el sensor PSD se ha situado en varias posiciones del suelo. Para obtener el ground truth se han usado 2 *total stations*.

En la figura 7.2 se muestran los emisores usados en las pruebas. Se han colocado 4 emisores en el techo según la disposición mostrada en la figura 7.2. Los emisores han sido modulados con 6, 8, 10 y 14 kHz.

El dispositivo receptor usado está compuesto por un sensor PSD S5991-01 de Hamamatsu más las etapas de amplificación necesarias para amplificar la señal del sensor. Al PSD se le ha acoplado una óptica Canon TV lens JF7.5 1.4. En la figura 7.3 se muestra el dispositivo receptor.

La señal ha sido adquirida con la tarjeta de adquisición NI9239 con una frecuencia de muestreo de 50 kSamples/s y una resolución de 20 bits.

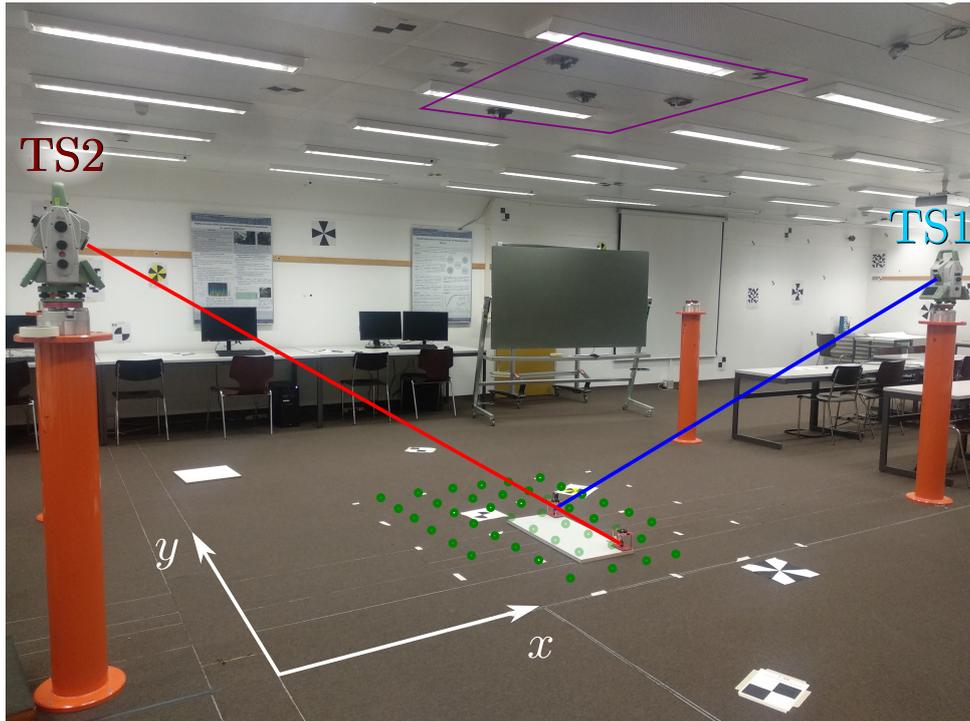


Figura 7.1: Escenario donde se han realizado las pruebas.



Figura 7.2: Emisores usados. Vista de su colocación en el techo del laboratorio.

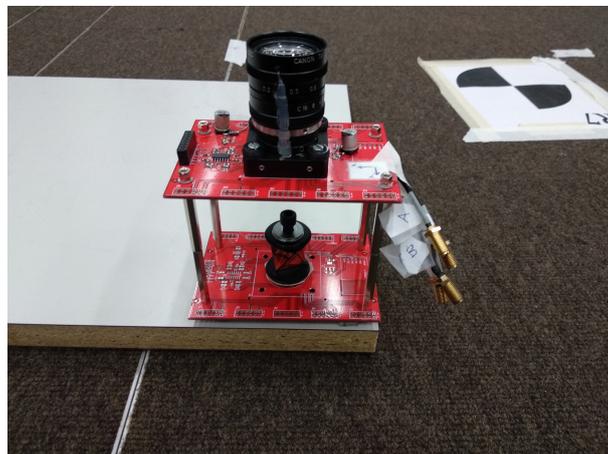


Figura 7.3: Receptor junto con un prisma de posicionamiento.

El receptor se ha situado en varias posiciones del plano del suelo en un área de, aproximadamente,  $1,25 \times 1,75 \text{ m}^2$ . En cada posición se han adquirido 15 segundos de señal.

Para obtener el ground truth de las posiciones de los emisores y del receptor se han usado 2 *total stations* Leica TS60. Las *total stations* se han situado en pilares fijos dentro del entorno. Se ha obtenido su posición absoluta a partir de un proceso de “resection” midiendo a tres prismas colocados en distintos pilares del entorno cuyas coordenadas son conocidas. Una vez realizado dicho proceso se obtiene la posición absoluta de cada *total station* junto con la precisión en la medida. En la figura 7.4 se muestra un ejemplo de la precisión en el posicionamiento obtenido con una *total station*. La precisión de la medida es de 0.2 mm en los ejes  $x$  e  $y$  y de 0.5 mm en el eje  $z$ .



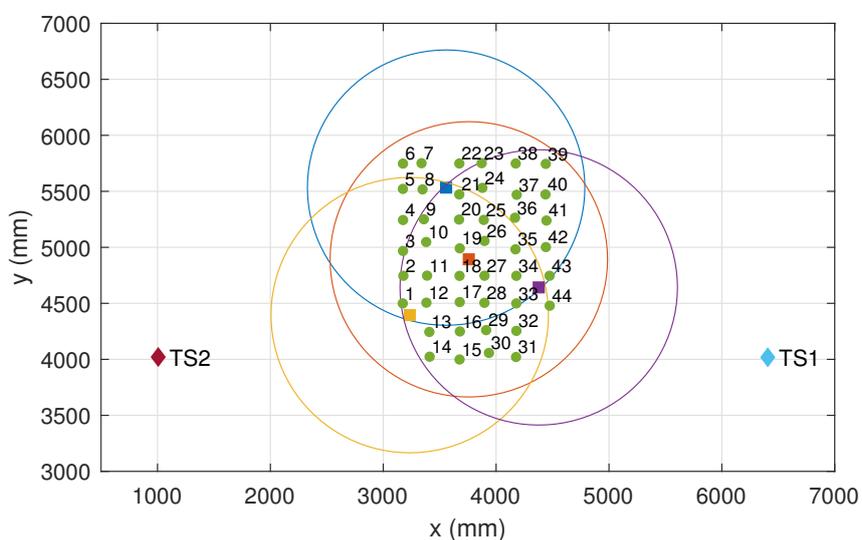
Figura 7.4: Precisión de las total stations.

Para medir las posiciones del receptor se ha colocado un prisma en la vertical del sensor PSD (figura 7.3), y también se ha colocado otro prisma en el mismo plano. Ambos prismas mantienen siempre su posición relativa sobre la base lo que permite calcular la rotación. Como se puede ver en la figura 7.5 cada una de las total station mide la posición de un prisma distinto. TS1 mide al prisma donde está situado el receptor, obteniendo las coordenadas absolutas del punto donde está situado el prisma. Para obtener las coordenadas absolutas del receptor solo es necesario hacer una traslación en el eje  $z$ . TS2 mide la posición del otro prisma. A partir de las coordenadas de los dos prismas se puede obtener la rotación del receptor. Las coordenadas de los emisores se han obtenido igualmente con la ayuda de las *total stations*.

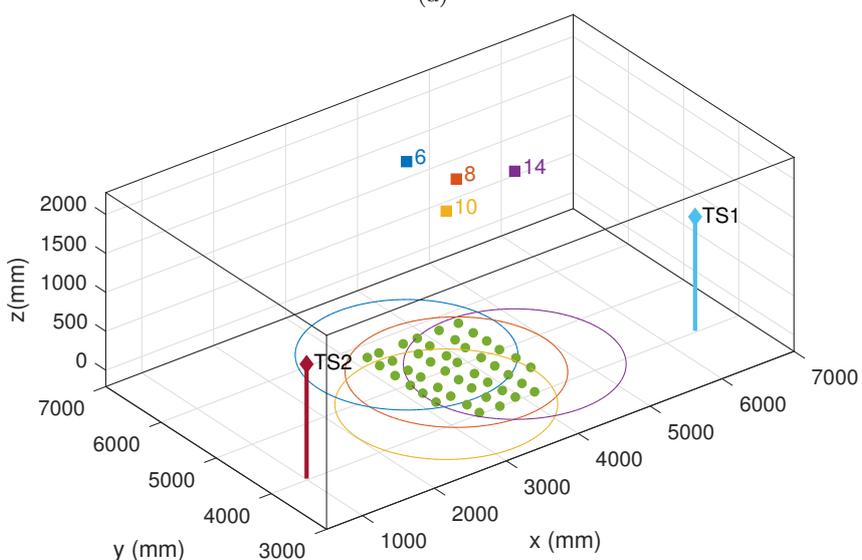
En la figura 7.6 se muestran las posiciones del receptor y de los emisores dentro del entorno junto con las posiciones de las *total stations* usadas para obtener el ground truth. En la tabla 7.1 se muestran las coordenadas de las diferentes posiciones del receptor junto con la orientación y en la tabla 7.2 se muestran las coordenadas de los emisores.



Figura 7.5: Receptores apuntados por las total station.



(a)



(b)

Figura 7.6: Entorno de pruebas (a) en 2D con los índices de las posiciones del receptor, (b) en 3D.

Tabla 7.1: Coordenadas de las posiciones del receptor junto con su rotación

Índice de la posición del receptor	x (mm)	y (mm)	z (mm)	$\theta_{\text{PSD}}$ (°)
1	3172,8	4499,4	-203,73	-88,91
2	3178,1	4746,1	-203,63	-89,56
3	3175,1	4967,8	-204,03	-89,93
4	3175,2	5243,8	-204,93	-89,56
5	3174	5521,7	-204,03	-89,79
6	3174,8	5747,6	-203,13	-89,4
7	3339,1	5751,1	-204,13	-89,99
8	3348,3	5517,4	-204,33	-90,98
9	3359,7	5250,7	-205,33	-89,35
10	3380,4	5047,4	-205,53	-89,16
11	3388,4	4747,3	-204,23	-89,84
12	3382,4	4505,9	-203,73	-89,67
13	3408,3	4244,6	-202,73	-90,37
14	3410,9	4023,9	-203,23	-88,68
15	3676,3	3998,7	-203,73	-89,41
16	3679,1	4249,3	-204,13	-89,86
17	3677,7	4511,4	-204,93	-89,74
18	3676,1	4745,4	-205,03	-90,45
19	3678,1	4991	-207,43	-90,19
20	3671,9	5248,1	-205,33	-89,8
21	3673,6	5472,3	-205,03	-89,92
22	3674,2	5748,6	-204,43	-89,99
23	3872,4	5751,4	-203,33	-91,29
24	3878,2	5531	-203,33	-90,64
25	3890,6	5244,9	-203,53	-90,23
26	3897	5057,2	-204,43	-90,16
27	3897,1	4746,4	-205,23	-88,81
28	3896,4	4504,8	-205,43	-90,38
29	3911,7	4260,7	-204,73	-90,5
30	3936,5	4057,2	-204,13	-91,01
31	4176,5	4020,8	-204,73	-89,52
32	4179,6	4254,4	-205,03	-89,41
33	4178,9	4499,3	-205,43	-90,16
34	4179,2	4745,7	-204,93	-88,91
35	4171,8	4982,3	-204,13	-89,49
36	4167,6	5264,3	-203,83	-88,96
37	4182,6	5469,3	-203,33	-90,82
38	4173,7	5748,3	-206,53	-89,58
39	4440,1	5745,1	-206,33	-89,56
40	4437,3	5472,4	-204,43	-89,38
41	4446,1	5239,3	-204,93	-89,29
42	4440,9	5002,3	-206,03	-89,38
43	4473,4	4746,1	-205,63	-90,48
44	4475	4478,8	-205,43	-90,64

Tabla 7.2: Coordenadas de las posiciones de los emisores

Índice del emisor	Frecuencia de emisión (kHz)	x (mm)	y (mm)	z (mm)
1	6	3557	5533,2	2274,9
2	8	3758,1	4893	2274,3
3	10	3234,9	4394,7	2274,1
4	14	4377,5	4642,3	2270,9

Cabe destacar que existen muy pequeñas diferencias en la coordenada  $z$  de las posiciones del receptor. Como se comentó en el capítulo 6, para aplicar algunas de las propuestas de posicionamiento se va a considerar que el receptor se mueve en un único plano definido por el valor medio de las coordenadas  $z$ . A la hora de calcular los errores se hace con las coordenadas reales. Al igual que con los receptores se va a considerar que los 4 emisores están en un plano coplanar para poder aplicar las propuestas descritas en el capítulo 6.

### 7.3 Evaluación de los resultados

En este apartado se va a evaluar los errores sistemáticos en el posicionamiento ya que dominan sobre los aleatorios como se verá en la sección 7.4. Para reducir, en lo posible, los errores aleatorios, las posiciones mostradas a continuación son el resultado obtenido con un tiempo de mediado de 15 s de señal.

#### 7.3.1 Posicionamiento 3D con un único emisor

En esta sección se van a mostrar los resultados de posicionamiento cuando el receptor usa la señal procedente de un emisor. Por ello, es necesario conocer la rotación del PSD y la separación entre el emisor y el plano de movimiento del PSD para determinar la posición. Se va a usar el emisor 2 ya que está centrado en las posiciones donde se va a mover el receptor. En la figura 7.7 se muestran las posiciones obtenidas junto con el ground truth. El ground truth se ha obtenido a partir de las medidas de las *total stations* y el valor medido a partir de las propuestas del capítulo 6.

Los errores de posicionamiento para cada índice de la posición del receptor, así como los errores en los 3 ejes, se muestran en la figura 7.8. En la tabla 7.3 se muestran los valores medio, desviación típica y máximo de los errores de posicionamiento.

Tabla 7.3: Errores de posicionamiento usando el emisor 2

Error medio	Desviación std error	Error máximo
8.20 mm	4.67 mm	21.8 mm

Los errores son pequeños, estando por debajo de 12 mm en el 80 % de los casos como se puede ver en la función de distribución acumulada (CDF) del error de posicionamiento mostrada en la figura 7.9. El error medio se sitúa en 8.20 mm. Se puede ver como en este caso los errores son muy bajos, pero es necesario conocer la separación entre el plano de movimiento y el emisor, y la rotación.

En las siguientes secciones se van a mostrar los resultados utilizando 2 emisores, y con más de 2 emisores.

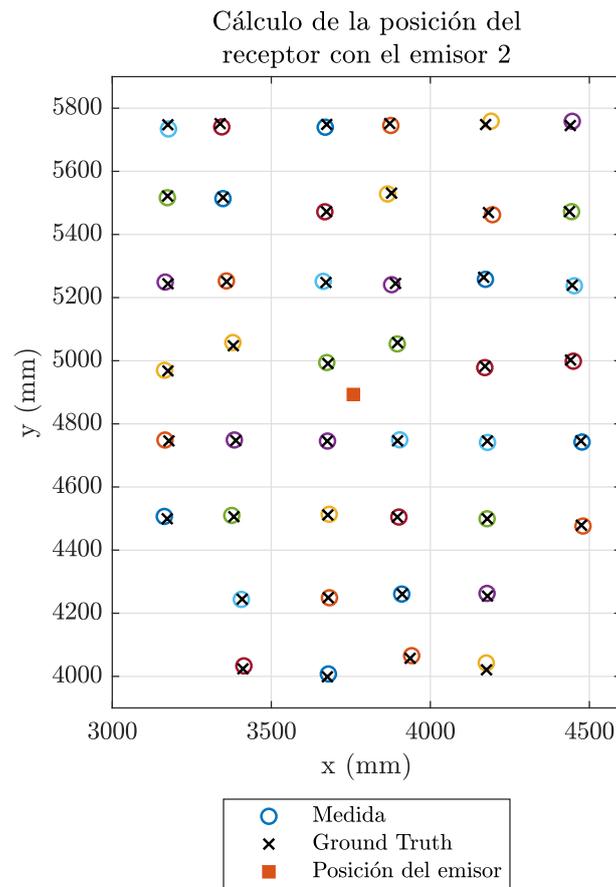


Figura 7.7: Posiciones del receptor calculadas con la información del emisor 2.

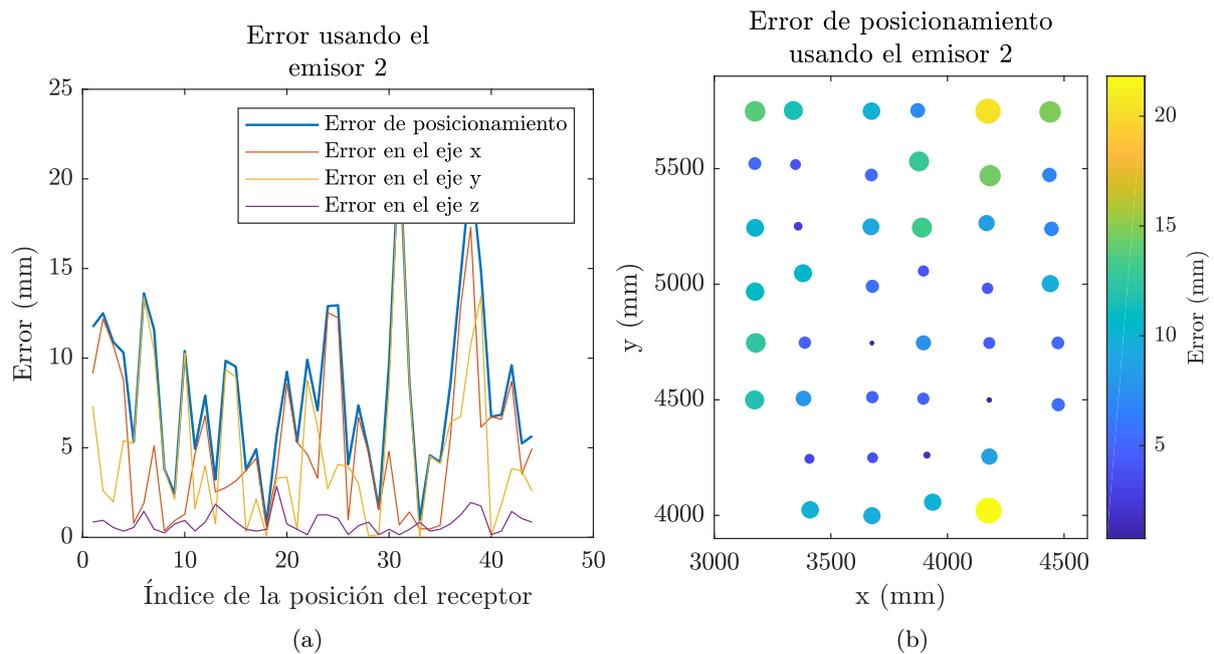


Figura 7.8: Errores cuando se posiciona con el emisor 2. (a) Errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor, (b) error de posición sobre la coordenada del receptor.

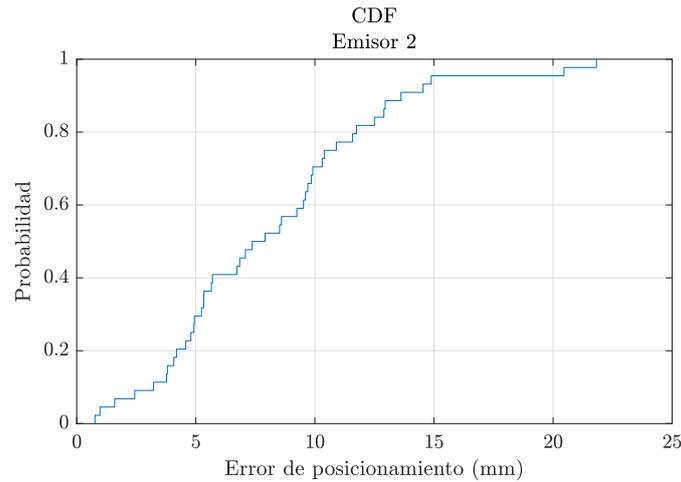


Figura 7.9: CDF del error de posicionamiento usando el emisor 2.

### 7.3.2 Posicionamiento 3D con dos emisores

En esta sección se van a mostrar los resultados de posicionamiento cuando el receptor usa las señales procedentes de dos emisores. Se han elegido los emisores 2 y 4 ya que con ellos se cubre prácticamente la totalidad de las posiciones donde se ha movido el receptor. Nótese que de haber usado los emisores 1 y 2, y los emisores 1 y 3 para algunos puntos se hubiera reducido el error.

En la figura 7.10 se muestran las posiciones obtenidas junto con el ground truth.

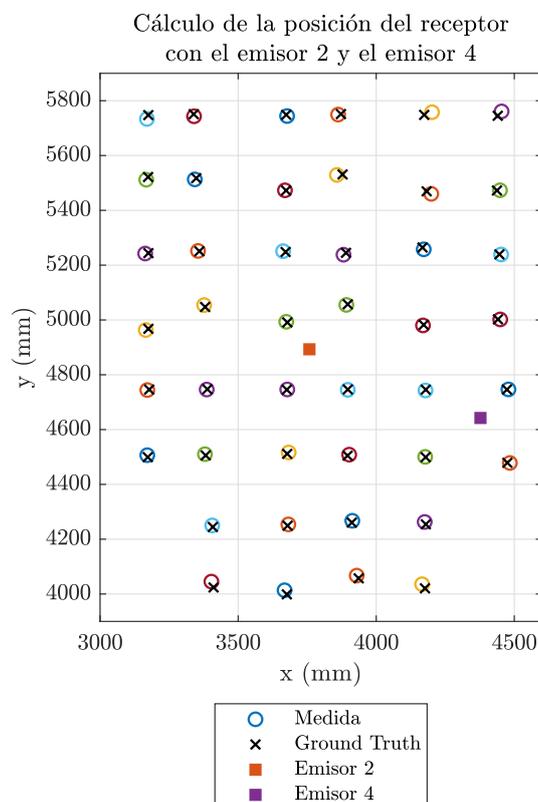


Figura 7.10: Posiciones del receptor calculadas con la información de los emisores 2 y 4.

En la figura 7.11a se muestran los errores en los 3 ejes y el error de posicionamiento medido como la distancia euclídea entre la posición real (ground truth) y la posición calculada en función del índice de la posición del receptor. En la figura 7.11b se muestran gráficamente los errores de posicionamiento del receptor. En la tabla 7.4 se muestran los valores medio, máximo y desviación típica de los errores de posicionamiento.

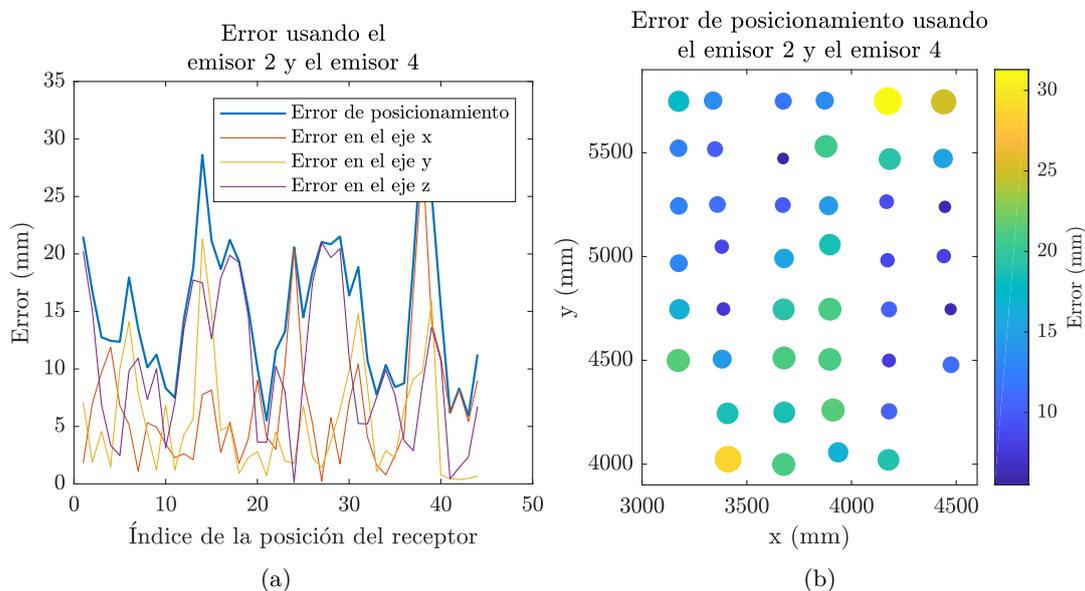


Figura 7.11: Errores cuando se posiciona con los emisores 2 y 4. (a) Errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor, (b) error de posición sobre la coordenada del receptor.

Tabla 7.4: Errores de posicionamiento usando los emisores 2 y 4

Error medio	Desviación std error	Error máximo
15.1 mm	6.11 mm	31.3 mm

En la figura 7.12 se muestra la función de distribución acumulada (CDF) del error de posicionamiento.

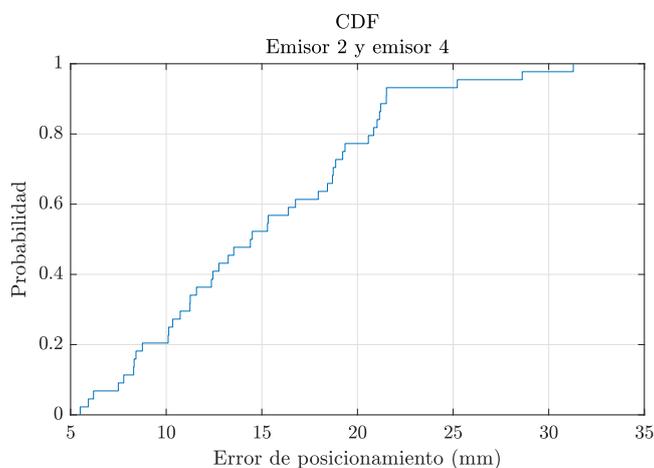


Figura 7.12: CDF del error de posicionamiento usando los emisores 2 y 4.

Se puede ver que el error está por debajo de 21 mm en el 80% de los casos.

En la mayoría de escenarios se puede conocer con suficiente precisión la separación entre el plano de los emisores y el plano por el que se va a mover el receptor (se está considerando que los planos son coplanares). Conocida dicha separación, la coordenada  $z$  sería fija y se obtendrían los resultados mostrados en la figura 7.13. En la tabla 7.5 se muestran los valores medio, máximo y desviación típica de los errores de posicionamiento.

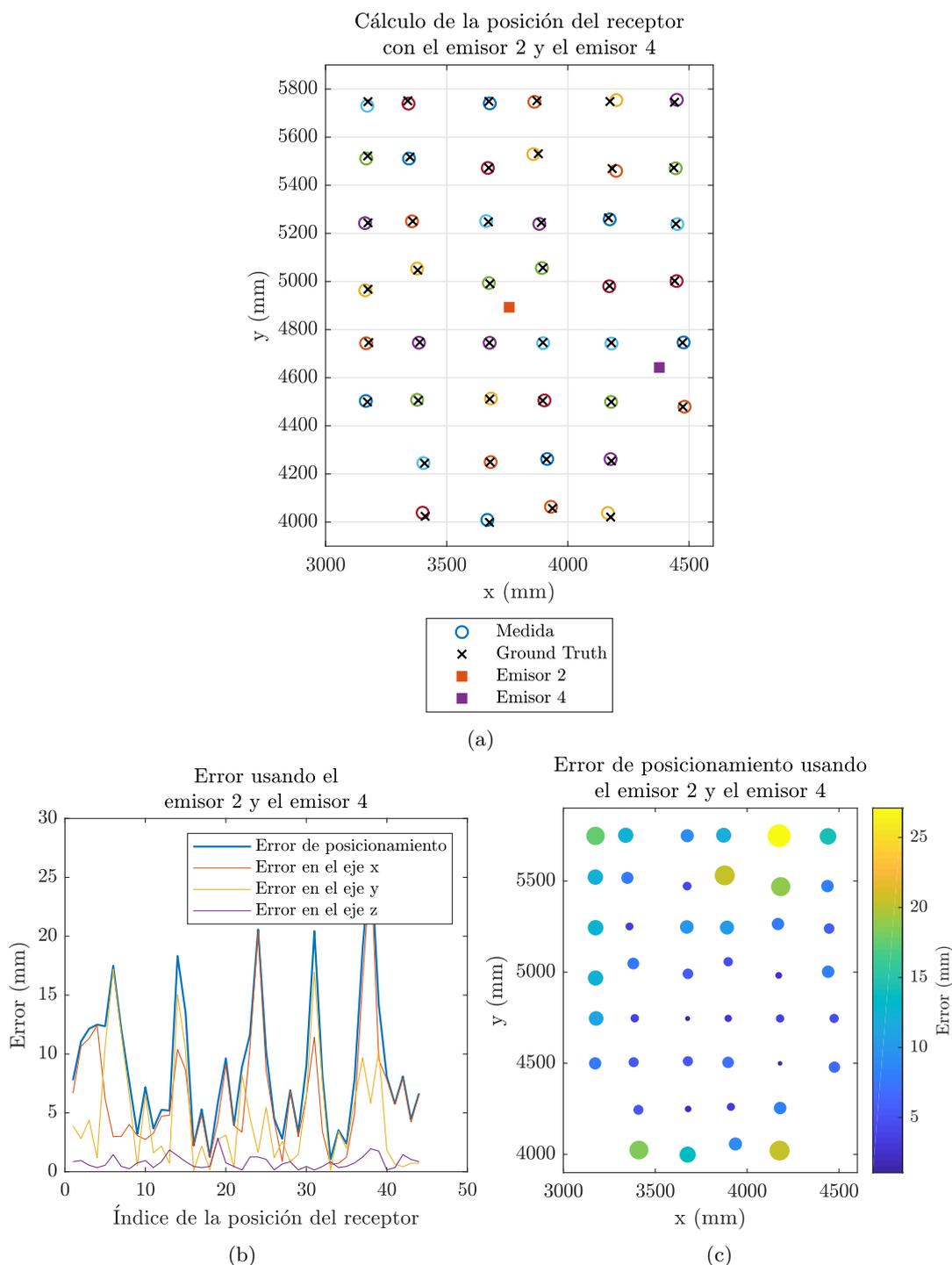


Figura 7.13: Resultados cuando se posiciona con los emisores 2 y 4 y se conoce el plano de movimiento. (a) Posiciones del receptor calculadas, (b) errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor, (c) error de posición sobre la coordenada del receptor.

Tabla 7.5: Errores de posicionamiento usando los emisores 2 y 4 cuando se conoce el plano de movimiento

Error medio	Desviación std error	Error máximo
8.91 mm	5.86 mm	27.09 mm

En la figura 7.14 se muestra la CDF del error.

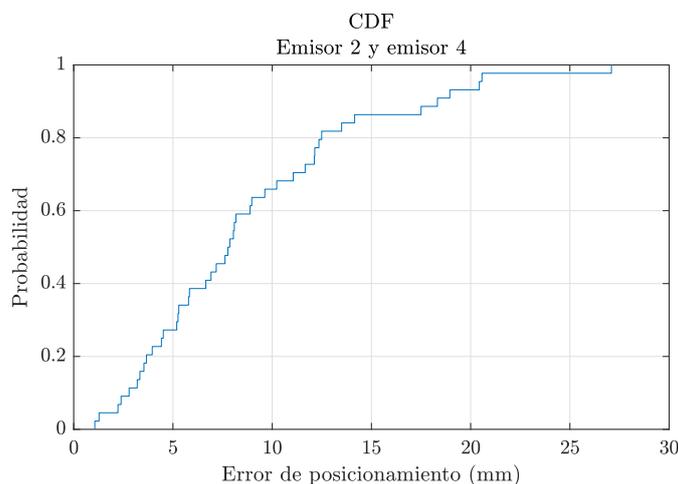


Figura 7.14: CDF del error de posicionamiento usando los emisores 2 y 4 cuando se conoce la altura del plano de movimiento.

Se puede observar como al fijar la coordenada  $z$  los errores se reducen. Se observa que existen errores pequeños en la coordenada  $z$  aún cuando se conoce el plano de movimiento. Esto es debido a que receptor se posicionó siempre sobre el plano del suelo pero debido a irregularidades en el mismo las *total stations* detectan pequeñas diferencias en la coordenada  $z$ . Para el cálculo de la altura se ha usado el valor medio de las coordenadas  $z$ .

En una segunda prueba se ha colocado el receptor debajo del emisor 2 y se ha rotado el receptor en 34 ángulos. Dado que se usan 2 total station se dispone del ground truth de dicha rotación. Para los resultados se van a usar los emisores 1 y 4 ya que por su distribución son los más adecuados para el cálculo del ángulo de rotación. En la figura 7.15 se muestran los valores de rotación medidos  $\theta_{\text{PSD}}$  (ecuación (6.22)) junto con el ground truth de la rotación.

En la tabla 7.6 se muestran el error medio, desviación y máximo en la determinación del ángulo de rotación.

Tabla 7.6: Errores en el cálculo del ángulo de rotación usando los emisores 1 y 4

Error medio	Desviación std error	Error máximo
0,157°	0,146°	0,440°

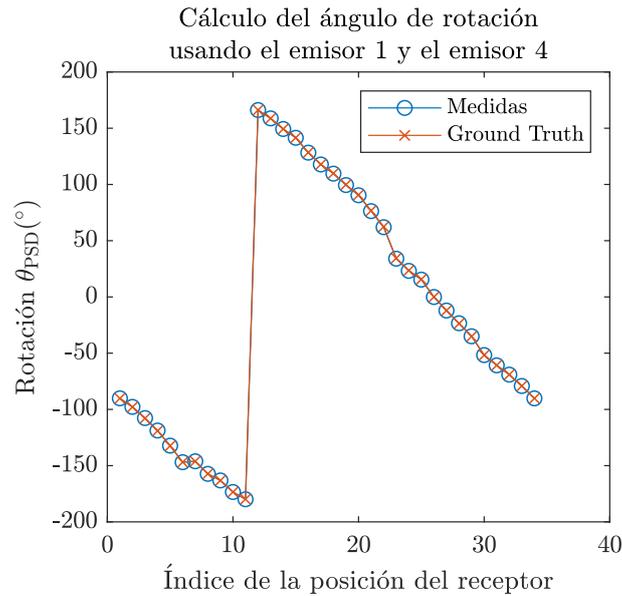


Figura 7.15: Cálculo del ángulo de rotación usando los emisores 1 y 4.

En la figura 7.16a se muestra el error en la medida del ángulo.

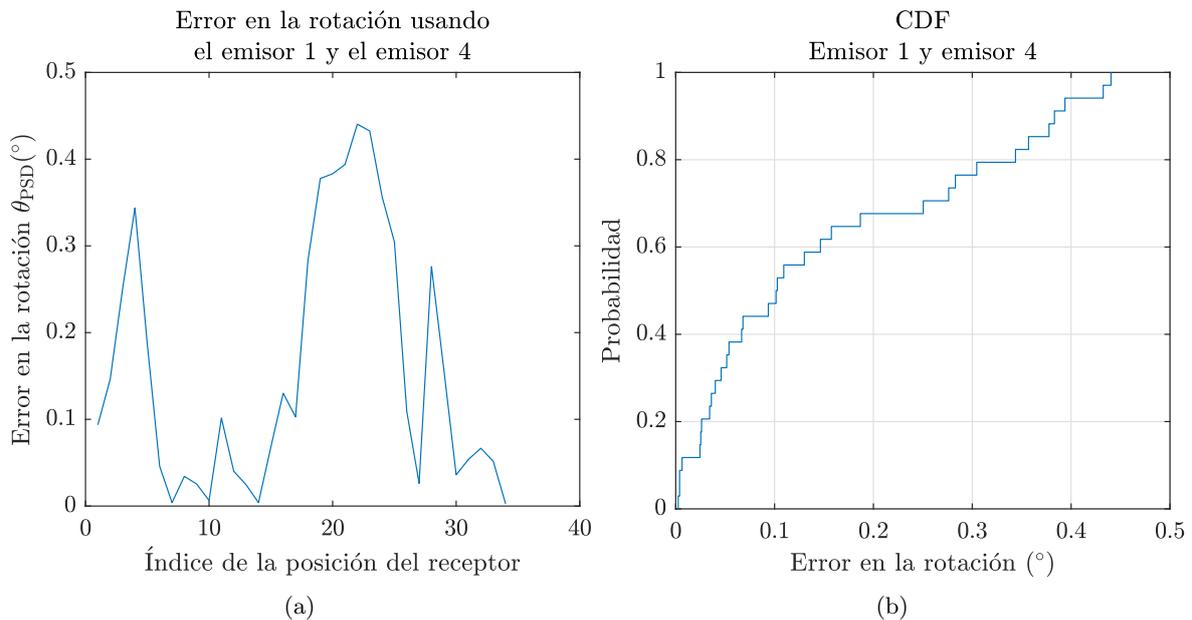


Figura 7.16: Errores en el cálculo de la rotación cuando se posiciona con los emisores 1 y 4. (a) Error en la rotación en función del índice del receptor, (b) CDF del error de rotación.

Como se puede ver el error en la medida de la rotación es muy pequeño situándose debajo de  $0,35^{\circ}$  en el 80% de los casos (figura 7.16b) y con un valor de error medio de  $0,157^{\circ}$ .

### 7.3.3 Posicionamiento 3D con más de dos emisores

En este apartado se van a mostrar los resultados cuando se usa información de los 4 emisores disponibles. En teoría, con la información de 4 emisores se puede obtener la pose total, es decir, las coordenadas y los 3 ángulos de euler que definen su orientación. También podría usarse la información de los 4 emisores para, aplicando algunas de las restricciones de los métodos anteriores, por ej. planos coplanares, obtener una medida más exacta.

Se van a usar los métodos de posicionamiento DLT [Cho13] y CPC [Ara96]. DLP es un método lineal que permite obtener la pose con la información de 4 emisores y CPC es un método iterativo basado en Gauss-Newton y en optimización no lineal por mínimos cuadrados.

En primer lugar se va a aplicar el método DLT ya que es un método directo que no necesita de valores iniciales. DLT es un método lineal y dado que el sistema no lo es, no se puede usar para posicionar sino que la información proporcionada con DLT se va a introducir como los valores iniciales del algoritmo CPC. Con esto se consigue obtener en CPC un resultado mejor evitando en lo posible mínimos locales, ya que este tipo de algoritmo dependen mucho del valor inicial introducido.

Dado que en todas las posiciones el receptor no ve a todos los emisores, únicamente se van a analizar las posiciones donde todos los emisores están dentro del FoV del receptor. Los índices de las posiciones del receptor usadas son las mostradas en la tabla 7.7.

Tabla 7.7: Índices a las posiciones del receptor donde todos los emisores están dentro del FoV del receptor

Índices de la posición del receptor																	
2	3	9	10	11	12	17	18	19	20	21	25	26	27	28	33	34	35

En la figura 7.17 se muestran los resultados ajustando por DLT y por CPC junto con el ground truth.

Los errores de posicionamiento para cada índice de la posición del receptor, así como los errores en los 3 ejes, se muestran en la figura 7.18.

Se observa como en este caso los errores son mayores que en los casos anteriores usando 1 y 2 emisores. Esto es debido a que ahora hay que obtener 6 valores (3 coordenadas y 3 ángulos) con únicamente la información de 4 emisores. Pequeños errores en la determinación del punto de impacto de cualquiera de los emisores provocan errores elevados en la determinación de la pose. Si se dispusiera de la señal/información de más emisores que 4, más información redundante habría y mejores resultados se obtendrían.

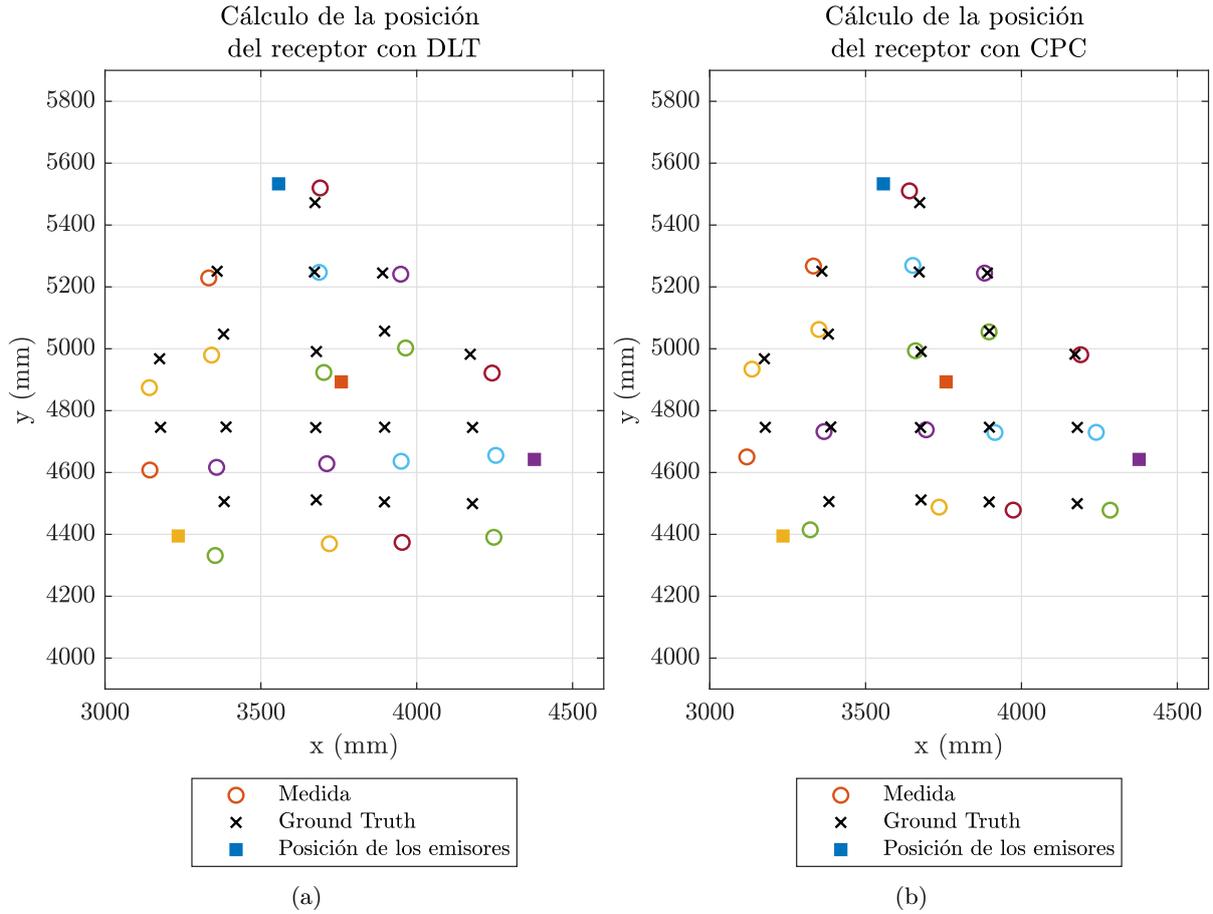


Figura 7.17: Posiciones del receptor calculadas con la información de los 4 emisores con (a) DLT, (b) CPC.

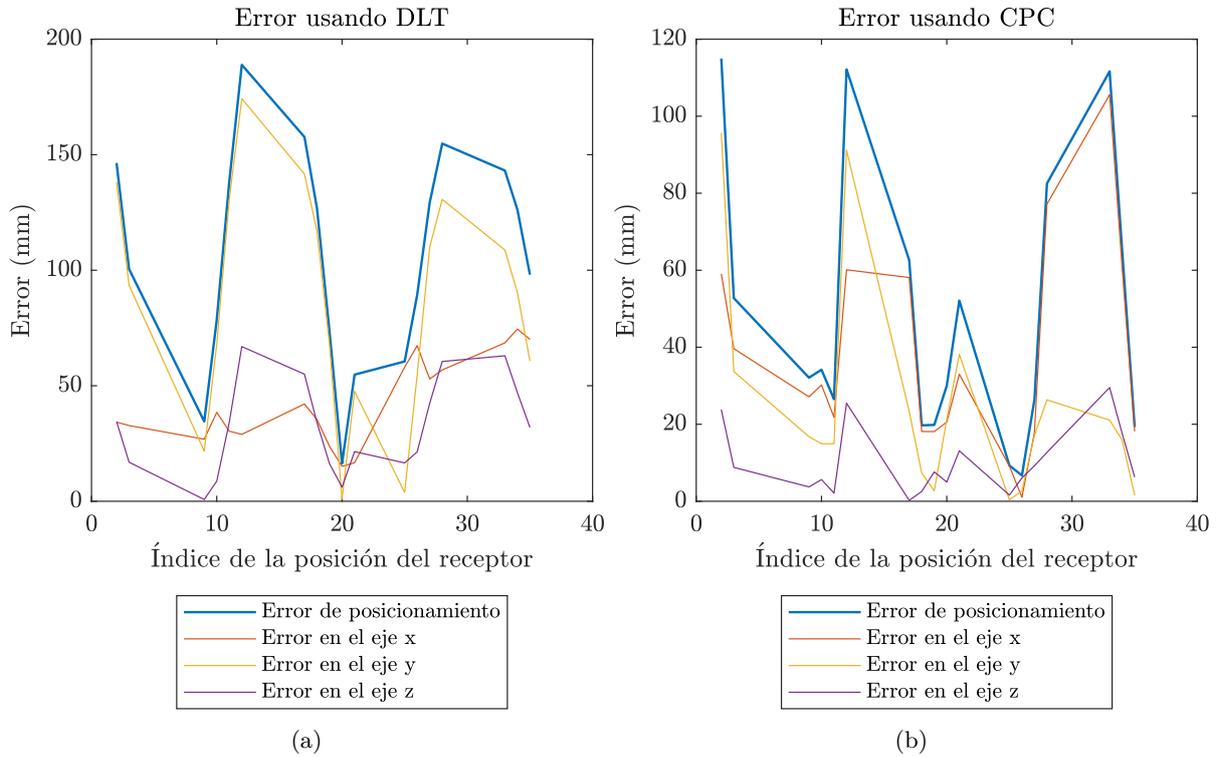


Figura 7.18: Errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor cuando se posiciona con los 4 emisores con (a) DLT y (b) CPC.

En la figura 7.19 se muestra gráficamente en 3D el error del receptor. Se aprecia en esta figura como los errores son más elevados en las posiciones donde alguno de los emisores se encuentra cerca del límite del campo de visión del PSD. En este caso los puntos más lejanos al emisor 1 (azul).

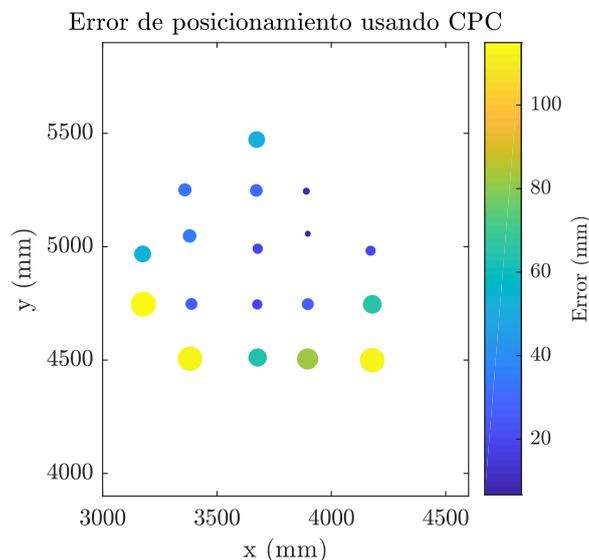


Figura 7.19: Error de posición sobre la coordenada del receptor cuando se posiciona con los 4 emisores con CPC.

Como en los casos anteriores, se muestra en la tabla 7.8 los valores medio, desviación típica y máximo de los errores de posicionamiento, y en la figura 7.20 la CDF del error para CPC.

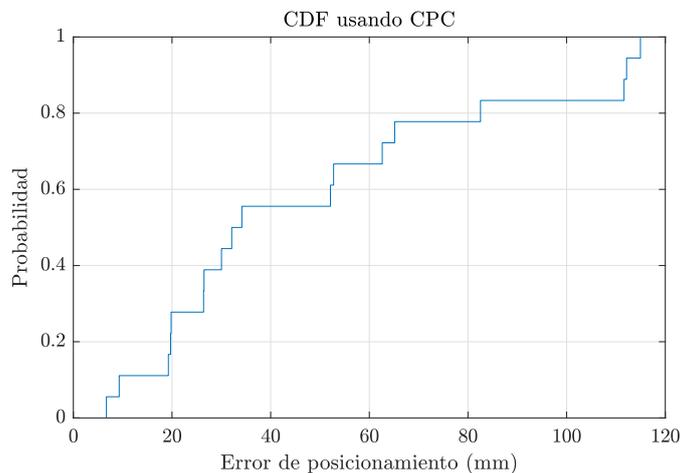


Figura 7.20: CDF del error de posicionamiento usando los 4 emisores con CPC.

Tabla 7.8: Errores de posicionamiento usando los 4 emisores

	Error medio	Desviación std error	Error máximo
CPC	48.7 mm	35.7 mm	115 mm

Aunque los errores son significativamente mayores que en los casos anteriores, no son muy elevados. Se tienen errores medios con CPC menores de 4,9 cm y en el 80% de

los casos el error es menor de 8,3 cm. Hay que tener en cuenta que son errores de posicionamiento en los que no se conocía ninguna información del receptor, únicamente las coordenadas de los emisores y los puntos de impacto en el PSD medidos.

### 7.3.4 Resultados a partir de la obtención de parámetros del sistema mediante algoritmos genéticos. Comparativa con calibración formal

En este apartado se van a mostrar los resultados obtenidos cuando se aplica la propuesta mostrada en la sección 6.3.4 para obtener los diferentes parámetros del sistema directamente en el entorno de pruebas y aplicación. Los pasos a seguir se muestran igualmente en la sección 6.3.4. Los resultados mostrados y la comparativa se harán considerando que el receptor recibe la señal de 2 emisores.

Para realizar la calibración se va a colocar el receptor en un total de 6 posiciones en la zona de cobertura de los dos emisores. En este caso, en cada posición se van a obtener los puntos de impacto de la señal de los emisores 2 y 4. Los índices de las posiciones del receptor usadas son las mostradas en la tabla 7.9. Los puntos se han elegido intentando cubrir la mayor zona posible y colocando algún punto en una posición centrada.

Tabla 7.9: Índices a las posiciones del receptor usadas para el proceso de calibración con genéticos

Índices de la posición del receptor	1	6	19	31	39	41
-------------------------------------	---	---	----	----	----	----

Para obtener las posiciones del receptor que se usarán en la calibración se han utilizado los datos de ground truth obtenidos por las *total stations* (tabla 7.1). Para emular una medida real en un entorno real donde no se disponen de *total stations* se ha añadido a esas posiciones un error aleatorio gaussiano con una desviación estándar de 5 mm. También se ha considerado que el receptor se mueve siempre en el mismo plano. Para calibrar es necesario conocer la rotación del receptor en cada punto y al medir en un entorno real siempre puede haber pequeños errores a la hora de colocar el receptor. Por ello, en el proceso de calibración se ha considerado que la rotación es fija, con un valor de  $-90^\circ$ , cuando en realidad los errores en el posicionamiento real del receptor están en torno a  $\pm 2^\circ$ .

Es posible que el PSD no sea totalmente coplanar con el plano de movimiento (figura 6.23), por tanto, el proceso de calibración tiene que obtener los ángulos de euler  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\gamma$  para corregir esos posibles errores de orientación, que serán fijos en todas las posiciones. El rango de valores que pueden tomar dichos ángulos se ha limitado a  $\pm 2^\circ$ .

La calibración va a obtener las coordenadas precisas de los emisores. Se ha establecido un rango de valores en las coordenadas de los emisores con respecto a los medidos de  $\pm 2$  cm. Se ha configurado este valor porque, tras realizar algunas medidas manuales y compararlas con los valores reales, el error máximo obtenido al medir las coordenadas del

emisor de forma manual ha sido de  $\pm 2$  cm. El proceso de calibración se ha configurado para que la coordenada  $z$  de ambos emisores sea la misma.

Finalmente la calibración devuelve los parámetros del sistema PSD+lente como son la distancia focal  $f$ , centro óptico  $C_x$  y  $C_y$  y un único parámetro de distorsión radial. Utilizar más parámetros de distorsión radial o tangencial no mejoraría los resultados incluso podría empeorarlos. Esto es debido a que se están usando muy pocos puntos y el sistema se “sobrecalibraría” para únicamente esos puntos.

En resumen, los valores de entrada y salida del método de calibración para este caso concreto son:

- Las entradas son:
  - Las coordenadas de 6 posiciones del receptor distintas (tabla 7.9) con un error de 5 mm en la posición del receptor (para emular el posicionado manual).
  - Para cada posición del receptor se han introducido los puntos de impacto obtenidos a partir de la señal de los emisores 2 y 4.
  - Se ha definido que la rotación se mantiene fija en  $-90^\circ$  en todas las posiciones (lo que supone un error de  $\pm 2$  grados con respecto a la rotación real).
- Las restricciones son:
  - El rango de valores de las coordenadas de los emisores es de  $\pm 2$  cm con respecto al valor medido.
  - El rango de valores que pueden tomar los ángulos de euler se ha limitado a  $\pm 2^\circ$ .
- Las salidas son:
  - Coordenadas de los 2 emisores.
  - Los ángulos de euler de la rotación del sensor con respecto al plano.
  - Parámetros del sistema PSD+lente:  $f$ ,  $C_x$ ,  $C_y$  y parámetro de distorsión radial.

Con los datos obtenidos del algoritmo genético se va a proceder de forma análoga al caso de 2 emisores (apartado 7.3.2). Se usarán las coordenadas de los emisores obtenidas con la calibración. Se calibrarán los puntos con los parámetros del sistema PSD+lente. Los ángulos de euler se añaden a la rotación que se obtenga con los 2 emisores para obtener la matriz de rotación.

Existen al igual que en el apartado 7.3.2 dos casos: el receptor se mueve manteniendo la orientación sobre el plano de movimiento (la rotación se calcula) pero se desconoce la altura del plano, o la altura entre el plano de movimiento y los emisores es conocida.

Se van a mostrar ambos resultados en paralelo. En primer lugar las posiciones obtenidas comparadas con el ground truth para el caso en el que no se conoce la altura 7.21a y para una altura conocida 7.21b.

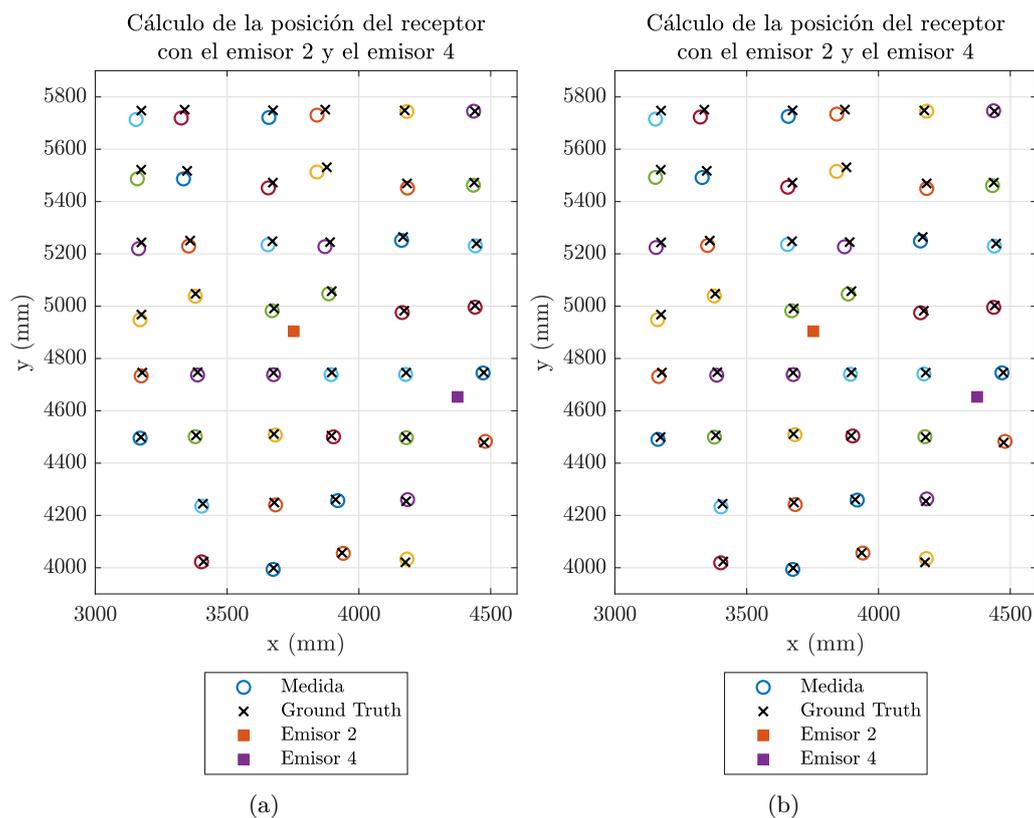


Figura 7.21: Posiciones del receptor calculadas con la información de los emisores 2 y 4 usando la calibración con algoritmos genéticos. (a) Calculando la altura, (b) conocida la altura del plano.

Se puede observar que las diferencias en las coordenadas  $x$  e  $y$  son pequeñas en ambos casos. Dónde se nota la diferencia es a la hora de obtener la coordenada  $z$  en el caso en el que no se conoce la altura del plano. Los errores se muestran en la figura 7.22.

En los puntos más alejados a los emisores el error aumenta. Esto es debido a que la distorsión de la lente es mayor en esos puntos y debido a que únicamente se ha utilizado un parámetro de distorsión (la corrección de la distorsión de la lente no es perfecta). En la figura 7.23 se muestran los errores en el posicionamiento del receptor.

Como en los casos anteriores, se muestra en la tabla 7.10 los valores medio, desviación típica y máximo de los errores de posicionamiento, y en la figura 7.24 la CDF del error de posicionamiento para los dos casos.

Tabla 7.10: Errores de posicionamiento con la información de 2 emisores usando la calibración con algoritmos genéticos

	Error medio	Desviación std error	Error máximo
Calculando la altura	21.70 mm	11.78 mm	44.20 mm
Conociendo la altura	15.87 mm	10.34 mm	40.39 mm

Se puede observar que los errores en ambos casos son bajos y no muy diferentes a los obtenidos a partir de la calibración formal. Se obtienen errores medios unos 6 mm mayores con la calibración usando algoritmos genéticos. Sin embargo, las ventajas de este método

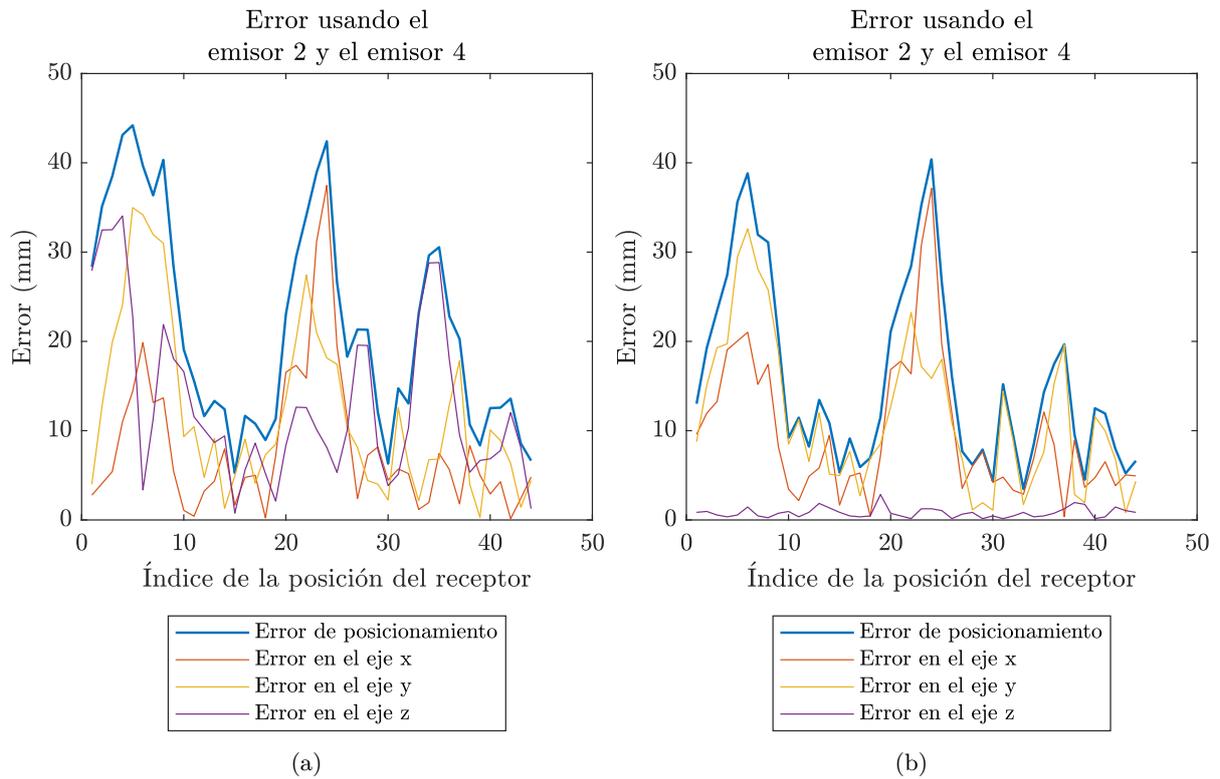


Figura 7.22: Errores en los 3 ejes y error de posición en función del índice del receptor con la información de los emisores 2 y 4 usando la calibración algoritmos con genéticos. (a) Calculando la altura, (b) conocida la altura del plano.

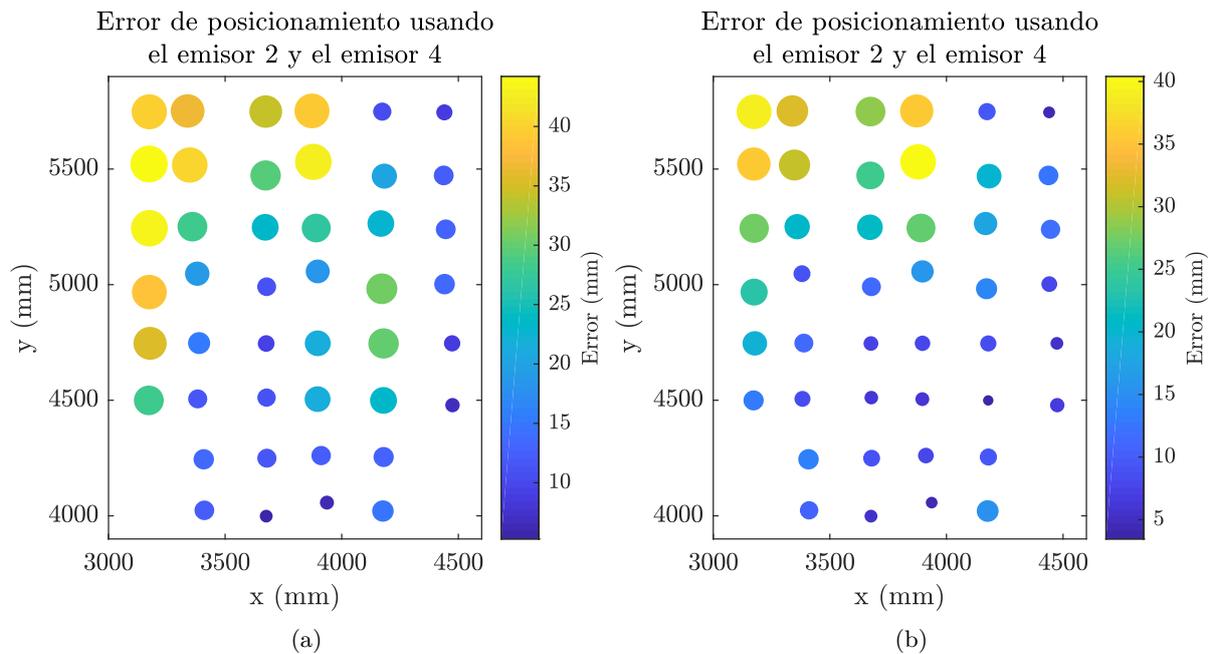


Figura 7.23: Errores del posicionamiento del receptor mostrados gráficamente con la información de los emisores 2 y 4 usando la calibración con algoritmos genéticos. (a) Calculando la altura, (b) conocida la altura del plano.

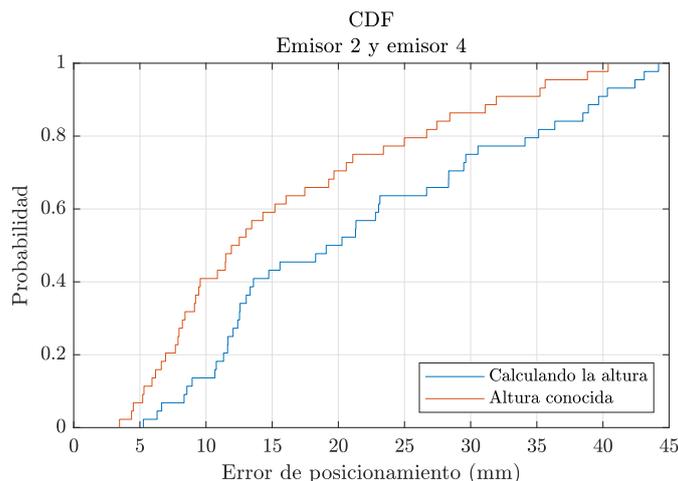


Figura 7.24: CDF del error de posicionamiento con la información de 2 emisores usando la calibración con algoritmos genéticos.

son muy importantes y entre otras, cabe destacar:

- Únicamente con 6 medidas se pueden obtener los parámetros para corregir la distorsión de la lente. No es necesario realizar un proceso de calibración formal largo y complejo y que deja de ser válido si se modifica aunque sea mínimamente la posición de la lente con respecto del PSD.
- Aun cometiendo errores en la determinación de la posición y rotación del receptor a la hora de calibrar, se obtienen finalmente en el posicionamiento errores bajos.
- Permite posicionar sin conocer exactamente la posición de los emisores.
- Podría corregir pequeños desajustes en la orientación del PSD con respecto al plano de movimiento.

Como inconvenientes, se puede destacar que aumenta el error de posicionamiento. Además, en posiciones donde los emisores estén alejados, si se usasen lentes con gran distorsión, el error aumentaría al no poder corregir correctamente esa distorsión.

## 7.4 Evaluación de la precisión

En esta sección se va a evaluar la precisión de las medidas.

En primer lugar se van a analizar los resultados en función del tiempo de mediado usado para obtener el punto de impacto. Para cada una de las posiciones del receptor, se van a obtener los distintos puntos de impacto usando un determinado tiempo de mediado. Para cada posición se va a calcular la matriz de covarianza de dichos puntos de impacto que da información del elipsoide que contiene a un porcentaje de esa nube de puntos. Se van a analizar 3 parámetros a partir de la matriz de covarianza:

- Traza. Se calcula como el sumatorio de los autovalores de la matriz de covarianza. Da información del error cuadrático medio.
- Determinante. Se calcula como el producto de los autovalores. Se relaciona con el volumen del elipsoide.
- Máximo autovalor. Da información del eje mayor del elipsoide que contiene a la nube de puntos.

Dado que se han obtenido medidas en varias posiciones del receptor, se van a mostrar los valores realizando la media de todas ellas para cada tiempo de mediado.

En las figuras 7.25a, 7.25b y 7.25c se muestran la traza, determinante y máximo autovalor en función del tiempo de mediado. Los valores mostrados se han calculado con la nube de puntos de impacto en la superficie del PSD. En teoría si el ruido del sistema fuese blanco gaussiano, los valores de varianza de una señal se reducirían con el tiempo de mediado. Si por ejemplo se obtiene un valor de varianza de 2 unidades con un tiempo de 0.1 s, si se utiliza 1 s, el valor de la varianza sería de  $\frac{2}{1/0,1}$ . En el caso de la traza y el máximo autovalor se reduce con el tiempo de mediado, en cambio en el caso del determinante se reduce con el cuadrado del tiempo de mediado.

Dado que el ruido no es blanco gaussino, la reducción de los valores es menor que la ideal. En la figura 7.25d se muestra la variación del valor medio de las desviaciones estándar del error en los ejes  $x$  e  $y$  en función del tiempo de mediado. En este caso, como se muestra la desviación estándar, los valores se deberían reducir con la raíz cuadrada del tiempo de mediado.

Para tener una idea aproximada del error en posicionamiento que supondría cada uno de los casos se va a analizar el eje mayor del elipsoide que contiene al 95 % de la nube de puntos. Con esto se analizaría el peor caso posible resultando que los puntos estarían en una circunferencia de radio el semieje mayor de la elipse. El semieje mayor se calcula como:

$$a = \sqrt{5,991\lambda_1} \quad (7.1)$$

donde  $a$  es el semieje mayor de la circunferencia y  $\lambda_1$  el autovalor máximo.

En la figura 7.26a se muestra el valor medio de todos los semiejes mayores de los elipsoides proyectados al plano de movimiento en función del tiempo de mediado. La proyección se realiza con la relación  $aH/f$ , donde  $H$  es la altura, en este caso 2400 mm y  $f$  la focal con un valor 7,08 mm. Este valor del semieje llevado al plano de movimiento da una idea del error de posicionamiento en función del tiempo de mediado. Cabe destacar que este valor es un muy peor caso ya que se está cogiendo siempre el semieje mayor que contiene al 95 % de las medidas.

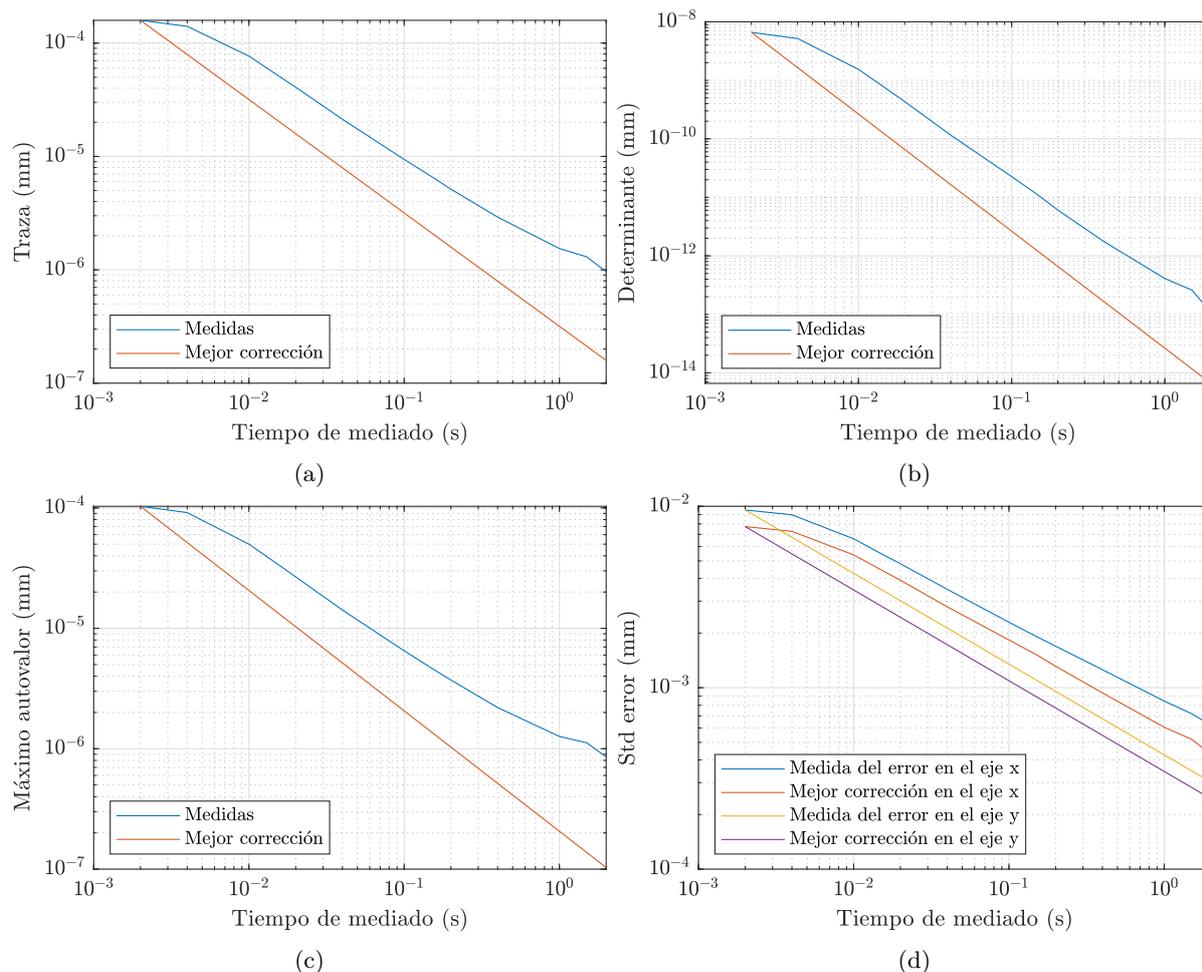


Figura 7.25: Variación del valor medio de (a) traza, (b) determinante, (c) máximo autovalor, (d) la desviación estándar del error en los ejes  $x$  e  $y$ , en función del tiempo de mediado.

También se va a mostrar el error medio medido como la media de las distancias euclídeas entre cada uno de los puntos de la nube de puntos y el valor medio de dicha nube. Para cada tiempo de mediado se realiza la media de los errores de cada una de las posiciones del receptor. Los resultados del error medio trasladados al plano de movimiento se muestran en la figura 7.26b.

En la tabla 7.11 se muestran algunos ejemplos de ambos casos. En el caso del radio se puede ver que los errores no son muy elevados teniendo en cuenta que se trata de un caso muy desfavorable. Por ejemplo, para 100 medidas por segundo (0.01 s) en el 95 % de los casos el valor medio de la distancia entre el valor real y el medido es menor de 5.86 mm. Cuando se analiza el error medio se obtienen unos errores medios por debajo de 3,7 y 2,53 mm para una tasa de 500 y 100 medidas por segundos respectivamente.

Tabla 7.11: Radio de la circunferencia que contiene al 95 % de las medidas en función del tiempo de mediado

Tiempo de mediado (s)	0.002	0.01	0.02	0.04	0.1	0.15	0.2	0.4	1	2
Radio circunferencia (mm)	8.42	5.86	4.29	3.12	2.11	1.79	1.60	1.23	0.93	0.76
Error medio (mm)	3.64	2.53	1.84	1.33	0.87	0.73	0.64	0.46	0.31	0.23

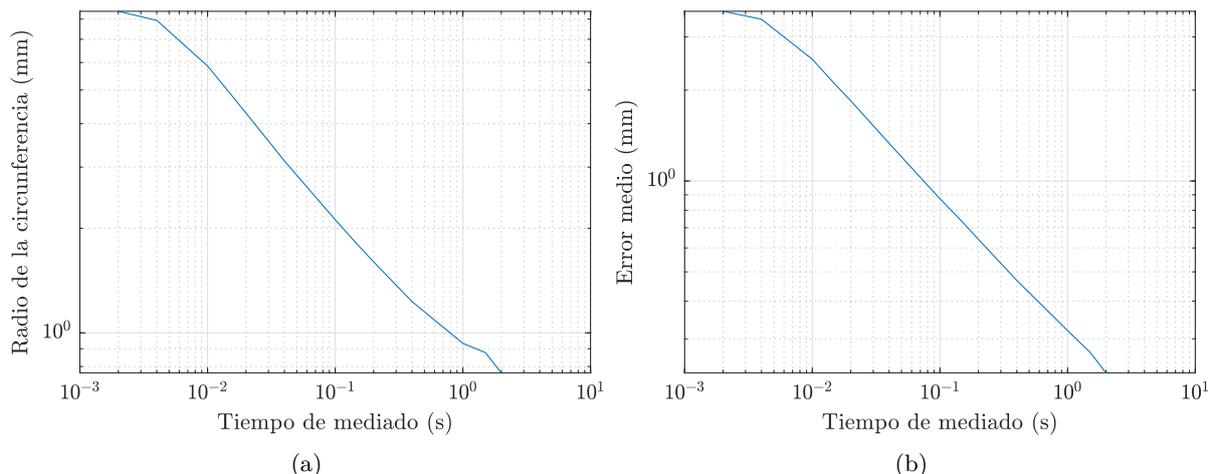


Figura 7.26: En función del tiempo de mediado y trasladado al plano de movimiento se muestra (a) el valor medio del radio de la circunferencia, (b) el valor medio del error.

En la figura 7.27 se muestran algunos ejemplos del tamaño y forma de las elipses sobre la superficie del PSD en función del tiempo de mediado.

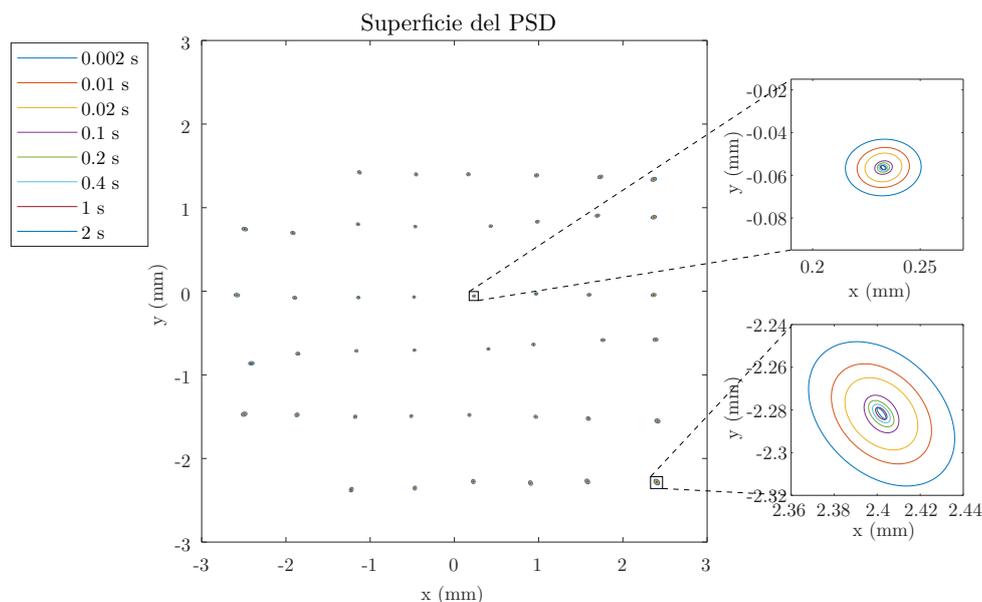


Figura 7.27: Elipses sobre la superficie del PSD en función del tiempo de mediado.

Se puede observar gráficamente que las elipses aumentan de tamaño según se reduce el tiempo de mediado. También se observa como en los extremos del PSD las elipses son mayores que en los puntos centrales.

Para analizar la influencia de la precisión en función de la distancia entre emisor y receptor se ha realizado una nueva prueba. El emisor está fijo en una posición y el receptor se sitúa en varias posiciones manteniendo siempre al emisor en el centro de su FoV. Se ha adquirido señal en el receptor en un total de 12 distancias que van entre 565 hasta los 2765 mm. Para cada distancia se ha calculado el semieje mayor que contiene al 95 % de las medidas, usando una tasa de 200 medidas por segundo.

En la figura 7.28 se muestra como varía el semieje mayor en función de la distancia. El semieje mayor se representa como el semieje mayor dividido por el valor del semieje cuando la distancia es 565 mm ( $R/R_0$ ). La distancia se representa igualmente normalizada con respecto a 565 mm ( $d/d_0$ ). Junto con las medidas se muestra la curva  $R/R_0 = d/d_0$ .

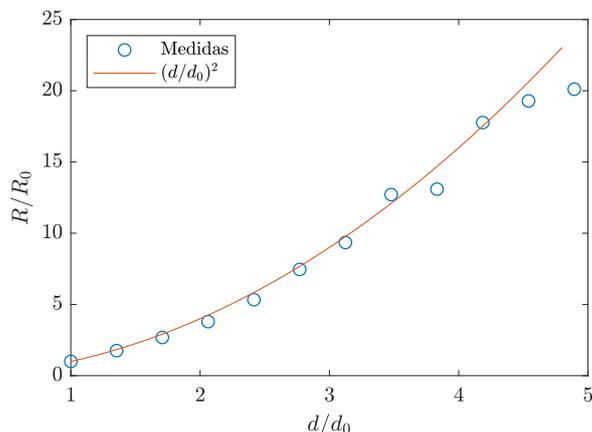


Figura 7.28: Semieje mayor normalizado en función de la distancia.

Se puede observar que las medidas varían en función del cuadrado de la distancia, como era de esperar y se puede ver en la expresión de la potencia recibida (3.10).

A partir de la ecuación (3.10) se puede ver que la dispersión obtenida en las medidas podría reducirse aumentando la potencia recibida y/o aumentando la superficie efectiva con una lente adecuada.

## 7.5 Conclusiones

En este capítulo se han realizado varias pruebas experimentales en un entorno real para evaluar la exactitud y la precisión de las propuestas de LPS planteadas en el capítulo 6.

Se han mostrado los errores de posicionamiento obtenidos en función del número de emisores dentro del FoV del receptor. Para reducir los errores aleatorios se ha trabajado con un tiempo de mediado de 15 segundos, observando que cuando se trabaja con la señal de un único emisor los errores son muy bajos, pero tiene la desventaja de que es necesario conocer la rotación del PSD y la separación entre el emisor y el plano de movimiento.

Cuando se utiliza la señal de dos emisores, se puede calcular la separación entre los emisores y el plano de movimiento al igual que la rotación del PSD. Esta conclusión es de gran importancia ya que demuestra que con la recepción de dos señales procedente de dos emisores se puede obtener la posición y orientación desplazándose sobre un plano (que puede ser conocido a priori en la mayor parte de las aplicaciones). Con esta propuesta se obtienen errores de posicionamiento medios de 9,44 mm. Además, se han analizado los errores en la medida de rotación obteniendo errores medios de 0,157°.

También se han analizado los errores cuando se utiliza la señal de 4 emisores. En este caso no se fija ningún parámetro y es necesario obtener la pose total, es decir, las 3 coordenadas y los 3 ángulos de euler. Se ha usado el método de DLT para obtener los valores iniciales que se han introducido en el método CPC. Los errores obtenidos son mayores que en los casos anteriores debido a que el método tiene que obtener la pose total. Aun así, se han obtenido errores medios de 4.87 cm. Nótese que se podrían haber utilizado 4 sensores y haber aportado la información el plano de movimiento, lo que reduciría mucho el error de posicionamiento.

Se ha comparado el uso de una calibración mediante algoritmos genéticos con los resultados de la calibración formal. Los resultados han mostrado que, aunque se obtienen errores de posicionamiento mayores, en torno a 6 mm mayores, las ventajas del método son significativas. Ha permitido posicionar con errores bajos calibrando con únicamente la información obtenida en 6 posiciones en las que se ha movido el receptor. Se han obtenido los parámetros de la lente, las coordenadas de los emisores y las variaciones de orientación entre el PSD y el plano de movimiento. Se ha comprobado que, aun cometiendo errores en el posicionamiento y rotación a la hora de calibrar, los errores finales en el posicionamiento son bajos.

Cabe destacar que los errores expuestos son errores sistemáticos, debidos fundamentalmente a:

- Distorsión del sistema de lentes no corregido totalmente.
- Derivas en los componentes electrónicos de las etapas de amplificación que se han modificado desde la calibración eléctrica.
- Efecto del multicamino.

Por tanto, los errores expuestos son un peor caso, ya que con ayuda de más medidas se podría caracterizar estos errores sistemáticos y se podrían reducir significativamente (en especial los debidos a las distorsiones de la lente y derivas de los componentes electrónicos). El error más difícil de compensar sería el efecto del multicamino, pero con los modelos y herramientas desarrollados en este trabajo se puede llegar a realizar una caracterización de los materiales del entorno y estimar dichos errores para posteriormente mitigarlos. Esto sería válido siempre que el entorno no fuese cambiante con el tiempo. Este punto se incluye como una de las propuestas de trabajos futuros.

En cuanto a la precisión de las medidas se ha analizado cómo varía la traza, el determinante y el máximo autovalor en función del tiempo de mediado. Se ha mostrado igualmente el radio de la circunferencia que contendría al 95 % de los puntos calculada a partir del semieje mayor de la elipse. Este es un muy peor caso ya que siempre se considera el semieje mayor y, aun así se obtienen radios de 5.86 mm cuando se utiliza un tiempo de mediado de 10 ms, reduciéndose hasta los 2.1 mm con 0.1 s. Además, como era de esperar, se ha mostrado como el semieje mayor se reduce con el cuadrado de la distancia.



## Capítulo 8

# Conclusiones y trabajos futuros

En este capítulo se muestran las conclusiones más importantes del trabajo junto con las líneas de investigación futuras. Por último, se mostrarán las publicaciones derivadas de la tesis.

### 8.1 Conclusiones

La motivación de esta tesis es contribuir al desarrollo de LPS basados en señal óptica con PSD. Para ello ha sido necesario analizar el efecto del multicamino para poder elegir el principio de medida más inmune a dicho efecto. En pro de conseguir ese hito ha sido necesario desarrollar un modelo que caracteriza la reflexión de la luz en distintos materiales y posteriormente desarrollar un método para analizar el efecto del multicamino tanto en sistemas PoA como AoA. Además, se han debido proponer y caracterizar técnicas de discriminación multiagente para saber cuál es la más adecuada para la propuesta de LPS.

Así, se ha desarrollado un modelo de reflexión de señales luminosas que permite emular correctamente las reflexiones en los diferentes materiales. También se ha presentado una metodología simple para ajustar el valor de los parámetros del modelo. El modelo propuesto está formado por dos componentes, una componente con un comportamiento especular y una componente con un comportamiento difuso. El modelo, además, es capaz de modelar la dependencia del patrón de reflexión con el ángulo de incidencia. El modelo final propuesto está formado por 7 parámetros, con los que se consigue modelar la reflexión de la luz en prácticamente la totalidad de los materiales con un proceso y materiales poco complejos.

Se ha definido un procedimiento para obtener, con únicamente 12 medidas, los diferentes parámetros del modelo de reflexión propuesto. Se ha comparado el modelo propuesto con datos reales para los diferentes materiales demostrando que se ajusta muy bien a los valores reales medidos. Tras la comparación con otros modelos de reflexión existentes, para su uso en LPS, se puede concluir que el modelo propuesto proporciona una mayor

precisión, es adecuado para cualquier tipo de material de superficie y, sobre todo, no depende de los ángulos de incidencia y reflexión.

Una vez conocido el modelo de reflexión se ha desarrollado un método que permite analizar el efecto del multicamino en LPS. A partir del capítulo 5 se concluye que se puede emular el comportamiento continuo de las reflexiones y de las señales debidas a multicamino mediante un procedimiento discretizado, cumpliendo ciertas condiciones y restricciones. Se observa que el modelo y procedimiento se ajustan perfectamente al comportamiento real y pueden obtener con precisión la respuesta al impulso. Para ello ha sido necesario utilizar el modelo de reflexión de la luz en los materiales desarrollado previamente en la tesis, más complejo que los que tradicionalmente se han venido utilizando. Además, se ha llevado a cabo un procedimiento para analizar el efecto del multicamino en sistemas basados en AoA con sensores PSD.

Una vez constatado que el modelo puede reproducir el comportamiento del entorno, puede ser usado para multitud de aplicaciones (en comunicaciones y sistemas de posicionamiento local por ejemplo) permitiendo estimar los problemas de estos tipos de sistemas debidos a los MP sin necesidad de implementarlos para comprobar su funcionamiento.

Centrándose en los sistemas de posicionamiento basados en señal óptica con sensor PSD, se han caracterizado los errores que provocaría el efecto del multicamino. Se han determinado y calculado los errores utilizando las técnicas de medida de AoA y PoA. Se ha constatado y concluido que trabajando con un fotodiodo PSD el efecto del multicamino utilizando AoA es de un orden de magnitud menor que con PoA. Esto es debido a que en la determinación del punto de impacto en AoA los diferentes multicaminos que llegan al detector lo hacen a puntos diferentes de la superficie y compensan los efectos. Además, los errores varían en gran medida con la posición del detector, lo que indica que se pueden elegir estrategias de despliegue de sensores para mitigar el efecto de MP. Sin embargo, usando la técnica de PoA, dado que los MP llegan al detector con distintos retardos, los errores en la medida de desfase no se compensan. Además, cabe señalar que los efectos del MP sobre el PoA son bastante homogéneos, independientemente de la posición y orientación del receptor.

Tras analizar todos los resultados, la técnica más adecuada para la propuesta de sistema de posicionamiento basado en señal óptica con PSD es la técnica de AoA.

Para discriminar la señal procedente de cada uno de los emisores del sistema, en el capítulo 6 se han mostrado y analizado las técnicas de discriminación FDMA y CDMA para su aplicación en el sistema de posicionamiento. Se han realizado diversas simulaciones y pruebas empíricas en las que se ha comparado el error en el punto de impacto en la superficie del PSD para la señal de cada emisor. En primer lugar, se ha podido comprobar que, si solo se utiliza un único emisor en un entorno ruidoso, las técnicas analizadas tienen un comportamiento muy similar. Además, se ha analizado cómo el sistema discrimina las distintas señales de cada uno de los emisores. Se ha comprobado que con FDMA no se

producen interferencias siempre y cuando el ancho de los filtros sea el adecuado. Sin embargo, cuando se utiliza CDMA si existen interferencias MAI entre las señales de los distintos emisores. Esta interferencia provoca offset en la determinación del punto de impacto en la superficie del PSD.

Dado que las interferencias entre emisores son prácticamente nulas en la técnica de FDMA será esta técnica la propuesta para desarrollar sistemas de posicionamiento.

Para establecer las bases para el desarrollo de un LPS mediante señal óptica son sensor PSD, se han descrito distintos métodos de posicionamiento basados en AoA en función del número de emisores dentro del FoV del receptor.

Finalmente se han realizado varias pruebas experimentales en un entorno real para evaluar la exactitud y la precisión de las propuestas de LPS planteadas. En cuanto a la exactitud se han mostrado los errores de posicionamiento obtenidos en función del número de emisores dentro del FoV del receptor.

Cuando se trabaja con la señal de un único emisor los errores son muy bajos, pero tiene la desventaja de que es necesario conocer la rotación del PSD y la separación entre el emisor y el plano de movimiento. Cuando se utiliza la señal de dos emisores, se puede calcular la separación entre los emisores y el plano de movimiento al igual que la rotación del PSD. Con esta propuesta se obtienen errores de posicionamiento medios de 9,44 mm. Además, se han analizado los errores en la medida de rotación obteniendo errores medios de  $0,157^\circ$ . También se han analizado los errores cuando se utiliza la señal de 4 emisores. En este caso no se fija ningún parámetro y es necesario obtener la pose total, debido a esto los errores obtenidos son mayores que en los casos anteriores. Se ha comparado el uso de una calibración mediante algoritmos genéticos con los resultados de la calibración formal. Los resultados han mostrado que aún obteniendo errores de posicionamiento mayores, en torno a los 6 mm, las ventajas del método son significativas. A permitido posicionar con errores bajos calibrando con únicamente la información obtenida en 6 posiciones en las que se ha movido el receptor.

Hay que destacar que los errores expuestos anteriormente son un peor caso, ya que con ayuda de más medidas se podría caracterizar estos errores sistemáticos y se podrían reducir significativamente (en especial los debidos a las distorsiones de la lente y derivas de los componentes electrónicos). El error más difícil de compensar sería el efecto del multicamino y más aún en un entorno cambiante con el tiempo.

Además, se ha analizado cómo varía la precisión en función del tiempo de mediado. Se ha analizado un peor caso como es el semieje mayor de la elipse que contiene al 95 % de los puntos, con valores de 5.86 mm cuando se utiliza un tiempo de mediado de 10 ms, reduciéndose hasta los 2.1 mm con 0.1 s.

Con esto se puede concluir que los objetivos que se plantearon al inicio del trabajo se han alcanzado de forma satisfactoria. Se ha desarrollado un modelo de reflexión de la luz y un método para analizar el efecto del multicamino en LPS con señal óptica. Se ha

concluido que el principio de medida para LPS más inmune al multicamino es AoA, y usando FDMA en el LPS las interferencias son prácticamente nulas. Se han propuesto distintas alternativas de LPS con PSD en función del número de emisores en el FoV. Finalmente se ha mostrado que los errores en el posicionamiento son bajos.

## 8.2 Trabajos futuros

En este apartado se proponen distintas líneas de investigación derivadas de esta tesis y que sería de mucho interés en el área poder investigar. Las que se destacan como más prioritarias son:

- Mejorar la herramienta de análisis del efecto del multicamino añadiendo zonas de sombra, objetos o entornos complejos. Con esta investigación y otra de las líneas de trabajos futuros indicadas a continuación se podrían iniciar trabajos de mitigación de los efectos de multicamino en cualquier entorno, asegurando el resultado sin implementar sistemas físicos.
- Implementar técnicas de mitigación del multicamino en LPS basados en AoA. Incluso se podría analizar la posibilidad de poder compensar el efecto del multicamino de forma dinámica en entornos cambiantes. Esta línea se apoyaría parcialmente en la anteriormente comentada.
- Proponer LPS basados en señal óptica con PSD usando fusión sensorial. En esta línea el objetivo sería mejorar los resultados de posicionamiento aquí obtenidos haciendo uso de información adicional proporcionada por el sensor PSD como: fase (PoA) y potencia (RSS) de la señal junto con el punto de impacto (AoA) que actualmente no se tiene en cuenta.
- Extender el LPS a zonas amplias. El sistema detector partiría de una zona donde captura la señal de 2 emisores (con el conocimiento de posición y orientación) y, posteriormente, podría navegar aplicando el filtro de Kalman extendido (EKF) con la información de odometría y/o de un único sensor en el entorno, hasta llegar a otra zona de 2 emisores donde se corregían las derivas de posición y orientación.
- Implementar el sistema de posicionamiento propuesto en un microcontrolador. Para ello se podría hacer uso de la FFT (algoritmo Goertzel) para discriminar entre los distintos emisores ya que consume menos recursos que el filtrado de la señal.
- Proponer alternativas para obtener la rotación del sensor con IMUs por ejemplo para poder posicionar únicamente con 1 emisor.
- Desarrollar drives eficientes para los módulos emisores que permitan distintos tipos de modulación y frecuencias a partir de la iluminación estándar de los espacios de interior.

## 8.3 Publicaciones derivadas de la tesis

### 8.3.1 Peer-reviewed journals

- [DLLC17a] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; G. Tsigiotis; J. Iglesias-Miguel. Modeling Infrared Signal Reflections to Characterize Indoor Multipath Propagation. *Sensors*. 17 (4), 2017.  
[doi:10.3390/s17040847](https://doi.org/10.3390/s17040847)
- [DLLC17b] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo Muñoz; G. Tsigiotis; J. Iglesias-Miguel. Modeling the Effect of Optical Signal Multipath. *Sensors*. 17 (9), 2017.  
[doi:10.3390/s17092038](https://doi.org/10.3390/s17092038)
- [DLLC19b] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; F. Espinosa-Zapata. Characterization of Multipath Effects in Indoor Positioning Systems by AoA and PoA Based on Optical Signals. *Sensors*. 19 (4), 2019.  
[doi:10.3390/s19040917](https://doi.org/10.3390/s19040917)
- Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; B. Rubiano-Muriel; I. Bravo-Muñoz. Analysis of multi-agent determination for the development of a PSD-based VLP system. *Enviado a Sensors*.

### 8.3.2 Conferencias

- [DLLC18] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz. Characterization of Multipath Effects in Indoor Positioning Systems Based on Infrared Signals. In *2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)* (Sep. 2018) pp. 1–8.  
[doi:10.1109/IPIN.2018.8533816](https://doi.org/10.1109/IPIN.2018.8533816)
- [DLLC19c] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; F. Espinosa-Zapata. Sistema de Posicionamiento en Interiores Basado en Iluminación LED y Sensor PSD. In *Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI 2019)* (Julio 2019).
- [DLLC19a] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz. Indoor Positioning System Based on LED lighting and PSD Sensor. In *2019 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)* (Sep. 2019) pp. 1–8.  
[doi:10.1109/IPIN.2019.8911789](https://doi.org/10.1109/IPIN.2019.8911789)



## Capítulo 9

# Conclusions and future works

This chapter provides the most relevant conclusions of this thesis together with some relevant future investigations from here. Finally, the publications derived from this thesis will be shown.

### 9.1 Conclusions

The motivation of this thesis is to contribute to the development of LPS based on an optical signal and PSD sensor. For this, it was necessary to analyse the multipath effect to choose the measurement method that is less affected by this effect. To achieve this milestone, it has been necessary to develop a model that characterizes the reflection of the light in different materials and subsequently program a simulation method to estimate the multipath effect in both PoA and AoA detection systems. Besides, multiagent discrimination techniques have been proposed and characterized to know which is the most suitable method for our LPS proposal.

Thus, a reflection model of optical signals has been developed to emulate correctly the reflections in different materials. A simple methodology to adjust the value of the parameters of the model has also been generated. The proposed model consists of two components, one with a specular behavior and another with a diffuse behavior. The algorithm is also capable of modeling the dependence of the reflection pattern on the angle of incidence. The final model consists of 7 parameters which makes possible to model the reflection of the light in almost all materials.

A procedure has been defined to obtain, with only 12 measurements, the different parameters of the reflection model. This model has been compared with real data of different materials obtaining that it fits well with the measured values. After the comparison with other existing reflection models, for use in LPS, it can be concluded that the proposed model provides higher accuracy, is suitable for any type of surface material and is not dependent on the angles of incidence and reflection.

Once the reflection model is known, a method has been developed to analyse the multipath effect on LPS. From chapter 5 it is concluded that the behavior of reflections and signals due to multipath can be emulated by a discrete procedure, fulfilling certain conditions and restrictions. It is observed that the model and procedure fit perfectly to real behavior and can obtain the impulse response accurately. It has been necessary to use the reflection model previously developed in the thesis, which is more complex than those used traditionally. Additionally, a procedure has been carried out to analyse the effect of multipath on AoA-based systems with PSD sensors.

Once it has been shown that the model can reproduce the behavior of the environment, it can be used in several applications (in communications and local positioning systems, for example) allowing the estimation of the problems of these types of systems due to MP without implementing them to check their operation.

Focusing on positioning systems based on optical signals using a PSD sensor, the errors caused by the multipath effect have been characterized. Errors have been determined and calculated using AoA and PoA measurement techniques. It has been found and concluded that working with a PSD photodiode the effects of MP using AoA are one order of magnitude less than with PoA. This is because in determining the impact point in AoA the different multipath that reaches the detector do it at different points of the surface and compensate the effects. Besides, errors vary greatly with the position of the detector, indicating that sensor deployment strategies can be chosen to mitigate the effects of MP. However, using the PoA technique, since MP arrives at the detector with different delays, errors in phase shift measurement are not compensated. Furthermore, it should be noted that the effect of MP on PoA is quite homogeneous, regardless of the position and orientation of the receiver.

After analyzing all the results, the most suitable technique for the proposed optical signal-based positioning system with PSD is the AoA technique.

To discriminate the signal coming from each of the system's emitters, FDMA and CDMA discrimination techniques have been shown and analysed in chapter 6 for their application in the positioning system. Several simulations and empirical tests have been carried out in which the error at the point of impact on the surface of the PSD has been compared for each emitter's signal. Firstly, it was found that if only one transmitter is used in a noisy environment, the techniques analysed behave in a very similar way. Besides, it has been analysed how the system discriminates between the different signals from each of the emitters. It has been verified that with FDMA no interference occurs as long as the width of the filters is appropriate. However, when CDMA is used if there is multiple access interference between the signals of the different emitters. This interference causes offset in the determination of the impact point on the surface of the PSD.

Since interference between emitters is practically non-existent in the FDMA technique, this technique will be the proposal for developing positioning systems.

To establish the basis to develop an LPS based on an optical signal using a PSD sensor, different positioning methods based on AoA have been described depending on the number of emitters within the FoV of the receiver.

Finally, several experimental tests have been carried out in a real environment to evaluate the accuracy and precision of the proposed LPS. Concerning accuracy, positioning errors obtained as a function of the number of emitters within the FoV of the receiver have been shown.

When working with the signal of a single emitter the errors are very low, but it has the disadvantage that it is necessary to know the rotation of the PSD and the separation between the emitter and the motion plane. When using the signal from two emitters the distance between the emitters and the motion plane can be calculated as well as the rotation of the PSD. With this proposal, the average positioning errors of 9,44 mm are obtained. Besides, the errors in the rotation measurement have been analysed obtaining average errors of  $0,157^\circ$ . Errors when using the signal from 4 emitters have also been analysed. In this case, no parameter is fixed, and it is necessary to obtain the total pose, so this the errors obtained are greater than in the previous cases. The use of calibration by means of genetic algorithms has been compared with the results of the formal calibration. The results have shown that even when higher positioning errors, around 6 mm, are obtained the advantages of the method are significant. It has been possible to position with low errors by calibrating with only the information obtained in 6 positions in which the receiver has been placed.

It should be noted that the above-mentioned errors constitute a worst-case scenario since with the help of further measurements these systematic errors could be characterized and significantly reduced (especially those due to lens distortions and drifts from electronic components). The most difficult error to compensate for would be the effect of multipath and even more so in a changing environment over time.

In addition, how the accuracy varies with the measuring time has been analysed. A worst-case scenario has been analysed as the semi-major axis of the ellipse containing 95 % of the points, with values of 5,86 mm when using a measuring time of 10 ms, reducing to 2,1 mm with 0,1 s.

It can be concluded that the objectives that were set at the beginning of the work have been satisfactorily achieved. We have developed a reflection model of the light and a method for analyzing the effect of multipath on LPS with an optical signal. It has been concluded that the most immune measuring principle to multipath is AoA and using FDMA in LPS the interferences are practically zero. Different options of LPS with PSD have been proposed depending on the number of emitters in the FoV. Finally, positioning errors have been shown to remain low.

## 9.2 Future Works

This section proposes different lines of research derived from this thesis and which would be of great interest in the area of research. The ones that stand out as having the highest priority are:

- Improve the multipath analysis tool by adding shadow areas, objects or complex environments. With this research, and another of the future lines of work indicated below, work could be started on mitigating the effects of multipath in any environment, ensuring the result without implementing physical systems.
- Implementing multipath mitigation techniques in LPS based on AoA. Even the possibility of being able to compensate for the multipath effect dynamically in changing environments could be analysed. This line would be partially supported by the previously mentioned one.
- Proposing LPS based on optical signal and PSD using sensory fusion. In this line, the objective would be to improve the positioning results obtained here using additional information provided by the PSD sensor such as phase (PoA) and power (RSS) of the signal which is currently not taken into account.
- Extend the LPS to large areas. The detector system would start from an area where it captures the signal from 2 emitters (with the knowledge of position and orientation) and then it could navigate by applying the extended Kalman filter (EKF) with the odometry information and/or from a single sensor in the environment until it reaches another area of 2 emitters where the position and orientation deviations were corrected.
- Implement the proposed positioning system in a microcontroller. This could be done using the FFT (Goertzel algorithm) to discriminate between the different emitters as it consumes fewer resources than filtering the signal.
- Propose alternatives to obtain the rotation of the sensor with IMUs, for example, to be able to position with only 1 emitter.
- Develop efficient drives for the emitter modules that allow different types of modulation and frequencies from the standard lighting in indoor areas.

## 9.3 Publications derived from the thesis

### 9.3.1 Peer-reviewed journals

- [DLLC17a] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; G. Tsigotis; J. Iglesias-Miguel. Modeling Infrared Signal Reflections to Characterize Indoor Multipath Propagation. *Sensors*. 17 (4), 2017.  
[doi:10.3390/s17040847](https://doi.org/10.3390/s17040847)
- [DLLC17b] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo Muñoz; G. Tsigotis; J. Iglesias-Miguel. Modeling the Effect of Optical Signal Multipath. *Sensors*. 17 (9), 2017.  
[doi:10.3390/s17092038](https://doi.org/10.3390/s17092038)
- [DLLC19b] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; F. Espinosa-Zapata. Characterization of Multipath Effects in Indoor Positioning Systems by AoA and PoA Based on Optical Signals. *Sensors*. 19 (4), 2019.  
[doi:10.3390/s19040917](https://doi.org/10.3390/s19040917)
- Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; B. Rubiano-Muriel; I. Bravo-Muñoz. Analysis of multi-agent determination for the development of a PSD-based VLP system. *Enviado a Sensors*.

### 9.3.2 Conferences

- [DLLC18] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz. Characterization of Multipath Effects in Indoor Positioning Systems Based on Infrared Signals. In *2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)* (Sep. 2018) pp. 1–8.  
[doi:10.1109/IPIN.2018.8533816](https://doi.org/10.1109/IPIN.2018.8533816)
- [DLLC19c] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; F. Espinosa-Zapata. Sistema de Posicionamiento en Interiores Basado en Iluminación LED y Sensor PSD. In *Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI 2019)* (Julio 2019).
- [DLLC19a] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz. Indoor Positioning System Based on LED lighting and PSD Sensor. In *2019 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)* (Sep. 2019) pp. 1–8.  
[doi:10.1109/IPIN.2019.8911789](https://doi.org/10.1109/IPIN.2019.8911789)



# Bibliografía

- [Agu16] D. Aguirre; A. Dehghan Firoozabadi; F. Seguel; I. Soto. “Proposed energy based method for light receiver localization in underground mining”. In *2016 IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)* (Oct 2016) pp. 1–6.  
[doi:10.1109/ICA-ACCA.2016.7778460](https://doi.org/10.1109/ICA-ACCA.2016.7778460)
- [Ahs10] S.A. Ahson; M. Ilyas. *Location-based services handbook: Applications, technologies, and security* (CRC Press, 2010).
- [Ala19] F. Alam; B. Parr; S. Mander. “Visible Light Positioning Based on Calibrated Propagation Model”. *IEEE Sensors Letters*. 3 (2), pp. 1–4, Feb 2019.  
[doi:10.1109/LSENS.2018.2889270](https://doi.org/10.1109/LSENS.2018.2889270)
- [Alq03] Y.A. Alqudah; M. Kavehrad. “MIMO characterization of indoor wireless optical link using a diffuse-transmission configuration”. *IEEE Transactions on Communications*. 51 (9), pp. 1554–1560, Sep. 2003.  
[doi:10.1109/TCOMM.2003.816945](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.816945)
- [Als09] N.A. Alsindi; B. Alavi; K. Pahlavan. “Measurement and Modeling of Ultra-wideband TOA-Based Ranging in Indoor Multipath Environments”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 58 (3), pp. 1046–1058, March 2009.  
[doi:10.1109/TVT.2008.926071](https://doi.org/10.1109/TVT.2008.926071)
- [Alv17] F.J. Álvarez; T. Aguilera; R. López-Valcarce. “CDMA-based acoustic local positioning system for portable devices with multipath cancellation”. *Digital Signal Processing*. 62, pp. 38 – 51, 2017.  
[doi:https://doi.org/10.1016/j.dsp.2016.11.001](https://doi.org/10.1016/j.dsp.2016.11.001)
- [Ami15] M. Aminikashani; W. Gu; M. Kavehrad. “Indoor location estimation with optical-based OFDM communications”. *arXiv preprint arXiv:1506.07571*, 2015.
- [Apa19] E. Aparicio-Esteve; Á. Hernández; J. Ureña; J.M. Villadangos; F. Ciudad. “Estimation of the Polar Angle in a 3D Infrared Indoor Positioning System based on a QADA receiver”. In *2019 International Conference on Indoor*

- Positioning and Indoor Navigation (IPIN)* (Sep. 2019) pp. 1–8.  
[doi:10.1109/IPIN.2019.8911775](https://doi.org/10.1109/IPIN.2019.8911775)
- [Ara96] H. Araujo; R. Carceroni; C. Brown. “A fully projective formulation for Lowe’s tracking algorithm”, 1996.
- [Bah19] A. Bahillo-Martínez; L.G. José-Luis; A. Pérez-Navarro; J.A. Rodríguez-Negro. *Libro Blanco sobre Espacios Inteligentes y Tecnologías de Posicionamiento y Navegación en Entornos de Interior* (Servicio de Publicaciones UAH, 2019).
- [Bar93] J.R. Barry; J.M. Kahn; W.J. Krause; E.A. Lee; D.G. Messerschmitt. “Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 11 (3), pp. 367–379, April 1993.  
[doi:10.1109/49.219552](https://doi.org/10.1109/49.219552)
- [Bec87] P. Beckmann; A. Spizzichino. *The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces* (Norwood, MA : Artech House, 1987). Reprint. Originally published: Oxford [Oxfordshire] ; New York : Pergamon Press, 1963. (International series of monographs on electromagnetic waves ; v. 4).
- [Bel96] Y.J. Beliveau; J.E. Fithian; M.P. Deisenroth. “Autonomous vehicle navigation with real-time 3D laser based positioning for construction”. *Automation in construction*. 5 (4), pp. 261–272, 1996.  
[doi:10.1016/S0926-5805\(96\)00140-9](https://doi.org/10.1016/S0926-5805(96)00140-9)
- [Bli77] J.F. Blinn. “Models of Light Reflection for Computer Synthesized Pictures”. *SIGGRAPH Comput. Graph.* 11 (2), pp. 192–198, Jul. 1977.  
[doi:10.1145/965141.563893](https://doi.org/10.1145/965141.563893)
- [Bra01] M.S. Braasch. “Performance comparison of multipath mitigating receiver architectures”. In *2001 IEEE Aerospace Conference Proceedings (Cat. No.01TH8542)*, vol. 3 (March 2001) pp. 3/1309–3/1315 vol.3.  
[doi:10.1109/AERO.2001.931361](https://doi.org/10.1109/AERO.2001.931361)
- [Bre17] R.F. Brena; J.P. García-Vázquez; C.E. Galván-Tejada; D. Muñoz-Rodríguez; C. Vargas-Rosales; J. Fangmeyer. “Evolution of indoor positioning technologies: A survey”. *Journal of Sensors*. 2017, 2017.  
[doi:10.1155/2017/2630413](https://doi.org/10.1155/2017/2630413)
- [Cha10] N. Chang; R. Rashidzadeh; M. Ahmadi. “Robust indoor positioning using differential wi-fi access points”. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 56 (3), pp. 1860–1867, Aug 2010.  
[doi:10.1109/TCE.2010.5606338](https://doi.org/10.1109/TCE.2010.5606338)

- [Che13] X. Chen; F. Dovis; S. Peng; Y. Morton. “Comparative Studies of GPS Multipath Mitigation Methods Performance”. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 49 (3), pp. 1555–1568, July 2013.  
[doi:10.1109/TAES.2013.6558004](https://doi.org/10.1109/TAES.2013.6558004)
- [Cho13] E.K. Chong; S.H. Zak. *An introduction to optimization*, vol. 76 (John Wiley & Sons, 2013).
- [Cho14] M.S. Chowdhury; W. Zhang; M. Kavehrad. “Combined Deterministic and Modified Monte Carlo Method for Calculating Impulse Responses of Indoor Optical Wireless Channels”. *Journal of Lightwave Technology*. 32 (18), pp. 3132–3148, Sep. 2014.  
[doi:10.1109/JLT.2014.2339131](https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2339131)
- [Chr13] T. Chrysikos; S. Kotsopoulos. “Site-specific validation of path loss models and large-scale fading characterization for a complex urban propagation topology at 2.4 ghz”. In *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, vol. 2 (2013) pp. 2078–0958.
- [Cin19] S. Cincotta; C. He; A. Neild; J. Armstrong. “Indoor Visible Light Positioning: Overcoming the Practical Limitations of the Quadrant Angular Diversity Aperture Receiver (QADA) by Using the Two-Stage QADA-Plus Receiver”. *Sensors*. 19 (4), 2019.  
[doi:10.3390/s19040956](https://doi.org/10.3390/s19040956)
- [Coo82] R.L. Cook; K.E. Torrance. “A Reflectance Model for Computer Graphics”. *ACM Trans. Graph.* 1 (1), pp. 7–24, Jan. 1982.  
[doi:10.1145/357290.357293](https://doi.org/10.1145/357290.357293)
- [Cos19a] A. Costanzo; V. Loscri. “Error compensation in indoor positioning systems based on software defined visible light communication”. *Physical Communication*. 34, pp. 235 – 245, 2019.  
[doi:https://doi.org/10.1016/j.phycom.2019.04.002](https://doi.org/10.1016/j.phycom.2019.04.002)
- [Cos19b] A. Costanzo; V. Loscri. “Visible Light Indoor Positioning in a Noise-aware Environment”. In *WCNC 2019 - IEEE Wireless Communications and Networking Conference* (Apr 2019) .
- [da 00] M.R. da Silva; A. Correia. “Parallel interference cancellation with commutation signaling”. In *2000 IEEE International Conference on Communications. ICC 2000. Global Convergence Through Communications. Conference Record*, vol. 3 (June 2000) pp. 1213–1217 vol.3.  
[doi:10.1109/ICC.2000.853692](https://doi.org/10.1109/ICC.2000.853692)
- [De 13] A. De Angelis; S. Dwivedi; P. Händel. “Characterization of a Flexible UWB Sensor for Indoor Localization”. *IEEE Transactions on Instrumentation and*

- Measurement*. 62 (5), pp. 905–913, May 2013.  
[doi:10.1109/TIM.2013.2243501](https://doi.org/10.1109/TIM.2013.2243501)
- [Dem95] D.F. Dementhon; L.S. Davis. “Model-based object pose in 25 lines of code”. *International journal of computer vision*. 15 (1-2), pp. 123–141, 1995.
- [DLLC17a] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; G. Tsirigotis; J. Iglesias-Miguel. “Modeling Infrared Signal Reflections to Characterize Indoor Multipath Propagation”. *Sensors*. 17 (4), 2017.  
[doi:10.3390/s17040847](https://doi.org/10.3390/s17040847)
- [DLLC17b] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo Muñoz; G. Tsirigotis; J. Iglesias-Miguel. “Modeling the Effect of Optical Signal Multipath”. *Sensors*. 17 (9), 2017.  
[doi:10.3390/s17092038](https://doi.org/10.3390/s17092038)
- [DLLC18] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz. “Characterization of Multipath Effects in Indoor Positioning Systems Based on Infrared Signals”. In *2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)* (Sep. 2018) pp. 1–8.  
[doi:10.1109/IPIN.2018.8533816](https://doi.org/10.1109/IPIN.2018.8533816)
- [DLLC19a] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz. “Indoor Positioning System Based on LED lighting and PSD Sensor”. In *2019 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)* (Sep. 2019) pp. 1–8.  
[doi:10.1109/IPIN.2019.8911789](https://doi.org/10.1109/IPIN.2019.8911789)
- [DLLC19b] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; F. Espinosa-Zapata. “Characterization of Multipath Effects in Indoor Positioning Systems by AoA and PoA Based on Optical Signals”. *Sensors*. 19 (4), 2019.  
[doi:10.3390/s19040917](https://doi.org/10.3390/s19040917)
- [DLLC19c] Á. De-La-Llana-Calvo; J.L. Lázaro-Galilea; A. Gardel-Vicente; D. Rodríguez-Navarro; I. Bravo-Muñoz; F. Espinosa-Zapata. “Sistema de Posicionamiento en Interiores Basado en Iluminación LED y Sensor PSD”. In *26 Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI 2019)* (Julio 2019) .
- [Dom16] F. Domingo-Perez; J.L. Lazaro-Galilea; A. Wieser; E. Martin-Gorostiza; D. Salido-Monzu; A. de la Llana. “Sensor placement determination for range-difference positioning using evolutionary multi-objective optimization”. *Expert*

- Systems with Applications*. 47, pp. 95 – 105, 2016.  
[doi:https://doi.org/10.1016/j.eswa.2015.11.008](https://doi.org/10.1016/j.eswa.2015.11.008)
- [Fan08] Fan Wen; Zhenshen Qu; Changhong Wang; Bin Hu. “Precise localization of indoor mobile robots in FMS based on distributed vision”. In *2008 IEEE International Conference on Automation and Logistics* (Sep. 2008) pp. 2412–2416.  
[doi:10.1109/ICAL.2008.4636572](https://doi.org/10.1109/ICAL.2008.4636572)
- [Fau93] O. Faugeras. *Three-dimensional computer vision: a geometric viewpoint* (MIT Press, Cambridge, MA, USA, 1993).
- [Fer07] I. Fernández; M. Mazo; J.L. Lázaro; D. Pizarro; E. Santiso; P. Martín; C. Losada. “Guidance of a mobile robot using an array of static cameras located in the environment”. *Autonomous Robots*. 23 (4), pp. 305–324, 2007.  
[doi:10.1007/s10514-007-9049-4](https://doi.org/10.1007/s10514-007-9049-4)
- [Fer17] A.F.G. Ferreira; D.M.A. Fernandes; A.P. Catarino; J.L. Monteiro. “Localization and Positioning Systems for Emergency Responders: A Survey”. *IEEE Communications Surveys Tutorials*. 19 (4), pp. 2836–2870, Fourthquarter 2017.  
[doi:10.1109/COMST.2017.2703620](https://doi.org/10.1109/COMST.2017.2703620)
- [Fox02] H. Fox; W. Bolton. *Mathematics for engineers and technologists* (Elsevier, 2002).
- [Gu09] Y. Gu; A. Lo; I. Niemegeers. “A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks”. *IEEE Communications Surveys Tutorials*. 11 (1), pp. 13–32, First 2009.  
[doi:10.1109/SURV.2009.090103](https://doi.org/10.1109/SURV.2009.090103)
- [Gu15a] W. Gu; M.A. Kashani; M. Kavehrad. “Multipath reflections analysis on indoor visible light positioning system”. *arXiv preprint arXiv:1504.01192*, 2015.
- [Gu15b] X. Gu; V.K. Ekambaram; A. Ramani; J.H. Yang; G.M. Di Prizio; C. Jones. “Systems and methods for high-precision indoor positioning, navigation and shopping behavior profiling”, Jan. 6 2015. US Patent 8,930,134.
- [Gu16] W. Gu; M. Aminikashani; P. Deng; M. Kavehrad. “Impact of Multipath Reflections on the Performance of Indoor Visible Light Positioning Systems”. *Journal of Lightwave Technology*. 34 (10), pp. 2578–2587, May 2016.  
[doi:10.1109/JLT.2016.2541659](https://doi.org/10.1109/JLT.2016.2541659)
- [Guo06] Y. Guo; X. Xu. “Color Landmark Design for Mobile Robot Localization”. In *The Proceedings of the Multiconference on Computational Engineering in*

- Systems Applications*", vol. 2 (Oct 2006) pp. 1868–1874.  
[doi:10.1109/CESA.2006.4281943](https://doi.org/10.1109/CESA.2006.4281943)
- [Gup18] A. Gupta; K. Bhatia; K. Gupta; M. Vardhan. “A Comparative Study of Marker-Based and Marker-Less Indoor Navigation in Augmented Reality”. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*. 05 (04), 2018.
- [Har13] R. Harle. “A Survey of Indoor Inertial Positioning Systems for Pedestrians”. *IEEE Communications Surveys Tutorials*. 15 (3), pp. 1281–1293, Third 2013.  
[doi:10.1109/SURV.2012.121912.00075](https://doi.org/10.1109/SURV.2012.121912.00075)
- [He91] X.D. He; K.E. Torrance; F.X. Sillion; D.P. Greenberg. “A Comprehensive Physical Model for Light Reflection”. *SIGGRAPH Comput. Graph.* 25 (4), pp. 175–186, Jul. 1991.  
[doi:10.1145/127719.122738](https://doi.org/10.1145/127719.122738)
- [Hel03] S. Helal; B. Winkler; C. Lee; Y. Kaddoura; L. Ran; C. Giraldo; S. Kuchibhotla; W. Mann. “Enabling location-aware pervasive computing applications for the elderly”. In *Proceedings of the First IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications, 2003. (PerCom 2003)*. (March 2003) pp. 531–536.  
[doi:10.1109/PERCOM.2003.1192785](https://doi.org/10.1109/PERCOM.2003.1192785)
- [Hol16] N. Holzschuch; R. Pacanowski. “A Physically-Based Reflectance Model Combining Reflection and Diffraction”. Research Report RR-8964, INRIA, 2016.
- [Hon09] V. Honkavirta; T. Perala; S. Ali-Loytty; R. Piche. “A comparative survey of WLAN location fingerprinting methods”. In *2009 6th Workshop on Positioning, Navigation and Communication* (March 2009) pp. 243–251.  
[doi:10.1109/WPNC.2009.4907834](https://doi.org/10.1109/WPNC.2009.4907834)
- [Hor15] Y. Horikawa; A. Mizutani; T. Noda; H. Kikuta. “Stereo Camera System with Digital Image Correlation Method for Accurate Measurement of Position and Orientation of Positioning Stage”. *International Journal of Automation Technology*. 9 (4), pp. 436–443, 2015.  
[doi:10.20965/ijat.2015.p0436](https://doi.org/10.20965/ijat.2015.p0436)
- [Huy16] P. Huynh; M. Yoo. “VLC-Based Positioning System for an Indoor Environment Using an Image Sensor and an Accelerometer Sensor”. *Sensors*. 16 (6), 2016.  
[doi:10.3390/s16060783](https://doi.org/10.3390/s16060783)
- [Jim09] A.R. Jimenez; F. Seco; C. Prieto; J. Guevara. “A comparison of Pedestrian Dead-Reckoning algorithms using a low-cost MEMS IMU”. In *2009 IEEE*

- International Symposium on Intelligent Signal Processing* (Aug 2009) pp. 37–42.  
[doi:10.1109/WISP.2009.5286542](https://doi.org/10.1109/WISP.2009.5286542)
- [Joh03] R. Johnson; C. Lentz. “2-D optical position sensor”. *Circuit Cellar: East Hartford, CT, USA*. pp. 1–7, 2003.
- [Jun14] S.Y. Jung; S.R. Lee; C.S. Park. “Indoor location awareness based on received signal strength ratio and time division multiplexing using light-emitting diode light”. *Optical Engineering*. 53 (1), pp. 1 – 6, 2014.  
[doi:10.1117/1.OE.53.1.016106](https://doi.org/10.1117/1.OE.53.1.016106)
- [Kae04] K. Kaemarungsi; P. Krishnamurthy. “Properties of indoor received signal strength for WLAN location fingerprinting”. In *The First Annual International Conference on Mobile and Ubiquitous Systems: Networking and Services, 2004. MOBIQUITOUS 2004*. (Aug 2004) pp. 14–23.  
[doi:10.1109/MOBIQ.2004.1331706](https://doi.org/10.1109/MOBIQ.2004.1331706)
- [Kar95] K.F. Karner; E.A. Deutschl; F.W. Leberl. “Comparison of Different Light Reflection Models”. *IIG report series*. (399), pp. 1–13, 1995.
- [Kat89] N. Katsumura. “Automatic camera focusing apparatus with movable position sensitive detector”, May 9 1989. US Patent 4,829,171.
- [Khe18] F. Khelifi; A. Bradai; A. Benslimane; P. Rawat; M. Atri. “A Survey of Localization Systems in Internet of Things”. *Mobile Networks and Applications*. pp. 1–25, 2018.  
[doi:10.1007/s11036-018-1090-3](https://doi.org/10.1007/s11036-018-1090-3)
- [Kim08] J. Kim; H. Jun. “Vision-based location positioning using augmented reality for indoor navigation”. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 54 (3), pp. 954–962, August 2008.  
[doi:10.1109/TCE.2008.4637573](https://doi.org/10.1109/TCE.2008.4637573)
- [Koc14] C. Koch; M. Neges; M. König; M. Abramovici. “Natural markers for augmented reality-based indoor navigation and facility maintenance”. *Automation in Construction*. 48, pp. 18 – 30, 2014.  
[doi:https://doi.org/10.1016/j.autcon.2014.08.009](https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.autcon.2014.08.009)
- [Koh10] T.K. Kohoutek; R. Mautz; A. Donaubaue. “Real-time indoor positioning using range imaging sensors”. In *Real-Time Image and Video Processing 2010*, vol. 7724 (edited by N. Kehtarnavaz; M.F. Carlsohn) (SPIE, 2010) pp. 172 – 179.  
[doi:10.1117/12.853688](https://doi.org/10.1117/12.853688)

- [Kol06] K.W. Kolodziej; J. Hjelm. *Local positioning systems: LBS applications and services* (CRC press, 2006).
- [Koy10] H. Koyuncu; S.H. Yang. “A survey of indoor positioning and object locating systems”. *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*. 10 (5), pp. 121–128, 2010.
- [Kua18] J. Kuang; X. Niu; X. Chen. “Robust Pedestrian Dead Reckoning Based on MEMS-IMU for Smartphones”. *Sensors*. 18 (5), 2018.  
[doi:10.3390/s18051391](https://doi.org/10.3390/s18051391)
- [Kup05] A. Küpper. *Location-based services: fundamentals and operation* (John Wiley & Sons, 2005).
- [Laf97] E.P.F. Lafortune; S.C. Foo; K.E. Torrance; D.P. Greenberg. “Non-linear Approximation of Reflectance Functions”. In *Proceedings of the 24th Annual Conference on Computer Graphics and Interactive Techniques SIGGRAPH '97* (ACM Press/Addison-Wesley Publishing Co., New York, NY, USA, 1997) pp. 117–126.  
[doi:10.1145/258734.258801](https://doi.org/10.1145/258734.258801)
- [Lee10] J. Lee; D. Kim; J. Suk. “Development of a 3D Position Determination Device using PSD sensor”. In *ICCAS 2010* (Oct 2010) pp. 1733–1736.  
[doi:10.1109/ICCAS.2010.5669781](https://doi.org/10.1109/ICCAS.2010.5669781)
- [Li05] B. Li; Y. Wang; H.K. Lee; A. Dempster; C. Rizos. “Method for yielding a database of location fingerprints in WLAN”. *IEE proceedings-communications*. 152 (5), pp. 580–586, 2005.  
[doi:10.1049/ip-com:20050078](https://doi.org/10.1049/ip-com:20050078)
- [Li17] X. Li; Q. Xu. “A Reliable Fusion Positioning Strategy for Land Vehicles in GPS-Denied Environments Based on Low-Cost Sensors”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 64 (4), pp. 3205–3215, April 2017.  
[doi:10.1109/TIE.2016.2637306](https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2637306)
- [Lin17] B. Lin; X. Tang; Z. Ghassemlooy; C. Lin; Y. Li. “Experimental Demonstration of an Indoor VLC Positioning System Based on OFDMA”. *IEEE Photonics Journal*. 9 (2), pp. 1–9, April 2017.  
[doi:10.1109/JPHOT.2017.2672038](https://doi.org/10.1109/JPHOT.2017.2672038)
- [Liu05] C.H. Liu; W.Y. Jywe; L.H. Shyu; C.J. Chen. “Application of a diffraction grating and position sensitive detectors to the measurement of error motion and angular indexing of an indexing table”. *Precision Engineering*. 29 (4), pp. 440 – 448, 2005.  
[doi:https://doi.org/10.1016/j.precisioneng.2004.12.002](https://doi.org/10.1016/j.precisioneng.2004.12.002)

- [Liu07] H. Liu; H. Darabi; P. Banerjee; J. Liu. “Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems”. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*. 37 (6), pp. 1067–1080, Nov 2007. doi:10.1109/TSMCC.2007.905750
- [Lop98] F.J. López-Hernández; R. Pérez-Jiménez; A. Santamaria. “Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels”. *Electronics Letters*. 34 (12), pp. 1260–1262, June 1998. doi:10.1049/el:19980825
- [Luo13] Y. Luo; Y. Shen; J. Cordero; J. Zaklit. “Enhancing measurement accuracy of position sensitive detector (PSD) systems using the Kalman filter and distortion rectifying”. In *SENSORS, 2013 IEEE* (Nov 2013) pp. 1–4. doi:10.1109/ICSENS.2013.6688582
- [Mak16] A. Makki; A. Siddig; M. Saad; J.R. Cavallaro; C.J. Bleakley. “Indoor Localization Using 802.11 Time Differences of Arrival”. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 65 (3), pp. 614–623, March 2016. doi:10.1109/TIM.2015.2506239
- [Man05] A. Mandal; C.V. Lopes; T. Givargis; A. Haghghat; R. Jurdak; P. Baldi. “Beep: 3D indoor positioning using audible sound”. In *Second IEEE Consumer Communications and Networking Conference, 2005. CCNC. 2005* (Jan 2005) pp. 348–353. doi:10.1109/CCNC.2005.1405195
- [Mar93] A.H. Marshall; R.S. Wolff; E.J. Purvis; R.T. McCormack. “Infrared spot tracker”, Jun. 1 1993. US Patent 5,215,465.
- [Mar11a] E. Martín-Gorostiza. *Sistema de Posicionamiento Local para Localización Absoluta de Robots Móviles en Espacios Inteligentes mediante Infrarrojos*. Ph.D. thesis, University of Alcalá, 2011.
- [Mar11b] E. Martín-Gorostiza; J.L. Lázaro-Galilea; F.J. Meca Meca; D. Salido-Monzú; F. Espinosa-Zapata; L. Pallarés Puerto. “Infrared Sensor System for Mobile-Robot Positioning in Intelligent Spaces”. *Sensors*. 11 (5), pp. 5416–5438, 2011. doi:10.3390/s110505416
- [Mas08] Masaki Yoshino; Shinichiro Haruyama; Masao Nakagawa. “High-accuracy positioning system using visible LED lights and image sensor”. In *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium* (Jan 2008) pp. 439–442. doi:10.1109/RWS.2008.4463523
- [Mau11] R. Mautz; S. Tilch. “Survey of optical indoor positioning systems”. In *2011 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation* (Sep.

- 2011) pp. 1–7.  
[doi:10.1109/IPIN.2011.6071925](https://doi.org/10.1109/IPIN.2011.6071925)
- [Mau12] R. Mautz. *Indoor positioning technologies*. Ph.D. thesis, ETH Zurich, Department of Civil, Environmental and Geomatic Engineering, Institute of Geodesy and Photogrammetry, 2012.
- [Maz09] S. Mazuelas; A. Bahillo; R.M. Lorenzo; P. Fernandez; F.A. Lago; E. Garcia; J. Blas; E.J. Abril. “Robust Indoor Positioning Provided by Real-Time RSSI Values in Unmodified WLAN Networks”. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*. 3 (5), pp. 821–831, Oct 2009.  
[doi:10.1109/JSTSP.2009.2029191](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2009.2029191)
- [Med13] C. Medina; J.C. Segura; A. De la Torre. “Ultrasound Indoor Positioning System Based on a Low-Power Wireless Sensor Network Providing Sub-Centimeter Accuracy”. *Sensors*. 13 (3), pp. 3501–3526, 2013.  
[doi:10.3390/s130303501](https://doi.org/10.3390/s130303501)
- [Moi12] B. Moision; B.I. Erkmén. “Achievable precision for optical ranging systems”. In *SPIE Optics and Photonics* (Pasadena, CA: Jet Propulsion Laboratory, National Aeronautics and Space Administration, 2012., 2012) .
- [Nee94] R.D.J. van Nee; J. Sierveld; P.C. Fenton; B.R. Townsend. “The multi-path estimating delay lock loop: approaching theoretical accuracy limits”. In *Proceedings of 1994 IEEE Position, Location and Navigation Symposium - PLANS'94* (April 1994) pp. 246–251.  
[doi:10.1109/PLANS.1994.303320](https://doi.org/10.1109/PLANS.1994.303320)
- [New74] B.M. New. “Versatile Electrooptic Alignment System for Field Applications”. *Applied Optics*. 13 (4), pp. 937–941, Apr 1974.  
[doi:10.1364/AO.13.000937](https://doi.org/10.1364/AO.13.000937)
- [Ni19] D. Ni; O.A. Postolache; C. Mi; M. Zhong; Y. Wang. “UWB Indoor Positioning Application Based on Kalman Filter and 3-D TOA Localization Algorithm”. In *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)* (March 2019) pp. 1–6.  
[doi:10.1109/ATEE.2019.8724907](https://doi.org/10.1109/ATEE.2019.8724907)
- [Nie13] E. Nieves; N. Xi; Y. Jia; C. Martinez; G. Zhang. “Development of a position sensitive device and control method for automated robot calibration”. In *2013 IEEE International Conference on Automation Science and Engineering (CASE)* (Aug 2013) pp. 1127–1132.  
[doi:10.1109/CoASE.2013.6654044](https://doi.org/10.1109/CoASE.2013.6654044)
- [Nil14] J.O. Nilsson; J. Rantakokko; P. Händel; I. Skog; M. Ohlsson; K.V.S. Hari. “Accurate indoor positioning of firefighters using dual foot-mounted inertial

- sensors and inter-agent ranging”. In *2014 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium - PLANS 2014* (May 2014) pp. 631–636.  
[doi:10.1109/PLANS.2014.6851424](https://doi.org/10.1109/PLANS.2014.6851424)
- [Nun13] E.G. Núñez; J.J.G. Domínguez; J.U. Ureña. *Efficient complementary sequences-based architectures and their application to ranging measurements*. Ph.D. thesis, Universidad de Alcalá, 2013.
- [Obe96] D. Oberkampf; D.F. DeMenthon; L.S. Davis. “Iterative Pose Estimation Using Coplanar Feature Points”. *Computer Vision and Image Understanding*. 63 (3), pp. 495 – 511, 1996.  
[doi:https://doi.org/10.1006/cviu.1996.0037](https://doi.org/10.1006/cviu.1996.0037)
- [Ore94] M. Oren; S.K. Nayar. “Generalization of Lambert’s Reflectance Model”. In *Proceedings of the 21st Annual Conference on Computer Graphics and Interactive Techniques SIGGRAPH ’94* (ACM, New York, NY, USA, 1994) pp. 239–246.  
[doi:10.1145/192161.192213](https://doi.org/10.1145/192161.192213)
- [Pen18] Y. Peng; X. Niu; J. Tang; D. Mao; C. Qian. “Fast Signals of Opportunity Fingerprint Database Maintenance with Autonomous Unmanned Ground Vehicle for Indoor Positioning”. *Sensors*. 18 (10), 2018.  
[doi:10.3390/s18103419](https://doi.org/10.3390/s18103419)
- [Per09] M.C. Pérez-Rubio. *Generación y correlación eficiente de códigos binarios derivados de conjuntos de secuencias complementarias para sistemas ultrasónicos*. Ph.D. thesis, University of Alcalá, 2009.
- [Pha19] N.Q. Pham; V.P. Rachim; W.Y. Chung. “High-accuracy VLC-based indoor positioning system using multi-level modulation”. *Opt. Express*. 27 (5), pp. 7568–7584, Mar 2019.  
[doi:10.1364/OE.27.007568](https://doi.org/10.1364/OE.27.007568)
- [Pho75] B.T. Phong. “Illumination for Computer Generated Pictures”. *Commun. ACM*. 18 (6), pp. 311–317, Jun. 1975.  
[doi:10.1145/360825.360839](https://doi.org/10.1145/360825.360839)
- [Pop17] O.R. Popoola; W.O. Popoola; R. Ramirez-Iniguez; S. Sinanović. “Design of improved IR protocol for LED indoor positioning system”. In *2017 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)* (June 2017) pp. 882–887.  
[doi:10.1109/IWCMC.2017.7986402](https://doi.org/10.1109/IWCMC.2017.7986402)
- [Pri05] N.B. Priyantha. *The cricket indoor location system*. Ph.D. thesis, Massachusetts Institute of Technology, 2005.

- [Qi17] J. Qi; G.P. Liu. “A Robust High-Accuracy Ultrasound Indoor Positioning System Based on a Wireless Sensor Network”. *Sensors*. 17 (11), 2017.  
[doi:10.3390/s17112554](https://doi.org/10.3390/s17112554)
- [Ran14] J. Rantakokko; P. Strömbäck; P. Andersson. “Foot-and knee-mounted INS for firefighter localization”. In *Proceedings of the 2014 International Technical Meeting of the Institute of Navigation, San Diego, CA, USA* (2014) pp. 27–29.
- [Rod02] S. Rodríguez-Pérez; R. Pérez-Jiménez; F.J. López-Hernández; O.B. González-Hernández; A.J. Ayala-Alfonso. “Reflection model for calculation of the impulse response on IR-wireless indoor channels using ray-tracing algorithm”. *Microwave and Optical Technology Letters*. 32 (4), pp. 296–300, 2002.  
[doi:10.1002/mop.10159](https://doi.org/10.1002/mop.10159)
- [Rod13] S. Rodríguez-Pérez; R. Pérez-Jiménez; B. Rodríguez Mendoza; F.J. López-Hernández; A.J. Ayala-Alfonso. “Simulation of impulse response for indoor visible light communications using 3D CAD models”. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. 2013 (1), p. 7, 2013.  
[doi:10.1186/1687-1499-2013-7](https://doi.org/10.1186/1687-1499-2013-7)
- [Rod16a] B. Rodríguez-Mendoza; S. Rodríguez-Pérez; R. Pérez-Jiménez; A.J. Ayala-Alfonso; O.B. González-Hernández. “Comparison of Three Non-Imaging Angle-Diversity Receivers as Input Sensors of Nodes for Indoor Infrared Wireless Sensor Networks: Theory and Simulation”. *Sensors*. 16 (7), 2016.  
[doi:10.3390/s16071086](https://doi.org/10.3390/s16071086)
- [Rod16b] D. Rodríguez-Navarro; J.L. Lázaro-Galilea; I. Bravo-Muñoz; A. Gardel-Vicente; F. Domingo-Perez; G. Tsigotis. “Mathematical Model and Calibration Procedure of a PSD Sensor Used in Local Positioning Systems”. *Sensors*. 16 (9), 2016.  
[doi:10.3390/s16091484](https://doi.org/10.3390/s16091484)
- [Rod16c] D. Rodríguez-Navarro; J.L. Lázaro-Galilea; I. Bravo-Muñoz; A. Gardel-Vicente; G. Tsigotis. “Analysis and Calibration of Sources of Electronic Error in PSD Sensor Response”. *Sensors*. 16 (5), 2016.  
[doi:10.3390/s16050619](https://doi.org/10.3390/s16050619)
- [Rod17] D. Rodríguez-Navarro; J.L. Lázaro-Galilea; Á. De-La-Llana-Calvo; I. Bravo-Muñoz; A. Gardel-Vicente; G. Tsigotis; J. Iglesias-Miguel. “Indoor Positioning System Based on a PSD Detector, Precise Positioning of Agents in Motion Using AoA Techniques”. *Sensors*. 17 (9), 2017.  
[doi:10.3390/s17092124](https://doi.org/10.3390/s17092124)
- [Ros15] M. Rostkowska; M. Topolski. “On the Application of QR Codes for Robust Self-localization of Mobile Robots in Various Application Scenarios”.

- In *Progress in Automation, Robotics and Measuring Techniques* (edited by R. Szewczyk; C. Zieliński; M. Kaliczyńska) (Springer International Publishing, Cham, 2015) pp. 243–252.
- [Sal87] A.A. Saleh; R. Valenzuela. “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 5 (2), pp. 128–137, February 1987.  
[doi:10.1109/JSAC.1987.1146527](https://doi.org/10.1109/JSAC.1987.1146527)
- [Sal06] R. Salomon; M. Schneider; D. Wehden. “Low-Cost Optical Indoor Localization System for Mobile Objects without Image Processing”. In *2006 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation* (Sep. 2006) pp. 629–632.  
[doi:10.1109/ETFA.2006.355221](https://doi.org/10.1109/ETFA.2006.355221)
- [Sal13] D. Salido-Monzu; E. Martin-Gorostiza; J.L. Lázaro-Galilea; F. Domingo-Pérez; A. Wieser. “Multipath mitigation for a phase-based infrared ranging system applied to indoor positioning”. In *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation* (Oct 2013) pp. 1–10.  
[doi:10.1109/IPIN.2013.6817870](https://doi.org/10.1109/IPIN.2013.6817870)
- [San07] M. Sánchez-Fernández; M. Aguilera-Forero; A. Garcia-Armada. “Performance Analysis and Parameter Optimization of DLL and MEDLL in Fading Multipath Environments for Next Generation Navigation Receivers”. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 53 (4), pp. 1302–1308, Nov 2007.  
[doi:10.1109/TCE.2007.4429216](https://doi.org/10.1109/TCE.2007.4429216)
- [San15] F. Santoso; S.J. Redmond. “Indoor location-aware medical systems for smart homecare and telehealth monitoring: state-of-the-art”. *Physiological Measurement*. 36 (10), pp. R53–R87, aug 2015.  
[doi:10.1088/0967-3334/36/10/r53](https://doi.org/10.1088/0967-3334/36/10/r53)
- [Sch11] C.K. Schindhelm; A. MacWilliams. “Overview of indoor positioning technologies for context aware AAL applications”. In *Ambient Assisted Living* pp. 273–291 (Springer, 2011).  
[doi:10.1007/978-3-642-18167-2\\_19](https://doi.org/10.1007/978-3-642-18167-2_19)
- [Seg10] M. Segura; H. Hashemi; C. Sisterna; V. Mut. “Experimental demonstration of self-localized Ultra Wideband indoor mobile robot navigation system”. In *2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation* (Sep. 2010) pp. 1–9.  
[doi:10.1109/IPIN.2010.5647457](https://doi.org/10.1109/IPIN.2010.5647457)
- [Tor67] K.E. Torrance; E.M. Sparrow. “Theory for Off-Specular Reflection From Roughened Surfaces”. *J. Opt. Soc. Am. JOSA*. 57 (9), pp. 1105–1114, Sep

1967.  
[doi:10.1364/JOSA.57.001105](https://doi.org/10.1364/JOSA.57.001105)
- [Tor14] J. Torres-Sospedra; R. Montoliu; A. Martínez-Usó; J.P. Avariento; T.J. Arnau; M. Benedito-Bordonau; J. Huerta. “UJIIndoorLoc: A new multi-building and multi-floor database for WLAN fingerprint-based indoor localization problems”. In *2014 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)* (Oct 2014) pp. 261–270.  
[doi:10.1109/IPIN.2014.7275492](https://doi.org/10.1109/IPIN.2014.7275492)
- [Tor15] J. Torres-Sospedra; R. Montoliu; S. Trilles; Ó. Belmonte; J. Huerta. “Comprehensive analysis of distance and similarity measures for Wi-Fi fingerprinting indoor positioning systems”. *Expert Systems with Applications*. 42 (23), pp. 9263 – 9278, 2015.  
[doi:https://doi.org/10.1016/j.eswa.2015.08.013](https://doi.org/10.1016/j.eswa.2015.08.013)
- [Tor17] J. Torres-Sospedra; A. Moreira. “Analysis of Sources of Large Positioning Errors in Deterministic Fingerprinting”. *Sensors*. 17 (12), 2017.  
[doi:10.3390/s17122736](https://doi.org/10.3390/s17122736)
- [Tre04] E. Trevisani; A. Vitaletti. “Cell-ID location technique, limits and benefits: an experimental study”. In *Sixth IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications* (Dec 2004) pp. 51–60.  
[doi:10.1109/MCSA.2004.9](https://doi.org/10.1109/MCSA.2004.9)
- [Vid19] R. Vidaurre; D. Casas; E. Garcés; J. Lopez-Moreno. “BRDF Estimation of Complex Materials with Nested Learning”. In *2019 IEEE Winter Conference on Applications of Computer Vision (WACV)* (Jan 2019) pp. 1347–1356.  
[doi:10.1109/WACV.2019.00148](https://doi.org/10.1109/WACV.2019.00148)
- [Wan12] C. Wang; W. Chen; M. Tomizuka. “Robot end-effector sensing with position sensitive detector and inertial sensors”. In *2012 IEEE International Conference on Robotics and Automation* (May 2012) pp. 5252–5257.  
[doi:10.1109/ICRA.2012.6225180](https://doi.org/10.1109/ICRA.2012.6225180)
- [Web96] T.J. Weber. “System and method for sonic positioning”, Feb. 13 1996. US Patent 5,491,670.
- [Xu18] J. Xu; C. Gong; Z. Xu. “Indoor Visible Light Positioning with Centimeter Accuracy Based on a Commercial Smartphone Camera”. In *2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)* (Dec 2018) pp. 1–6.  
[doi:10.1109/GLOCOMW.2018.8644462](https://doi.org/10.1109/GLOCOMW.2018.8644462)
- [Xue08] Xuefeng Liang; Tetsuo Tomizawa; Hyun Min Do; Yong-Shik Kim; Kenichi Ohara; Bong Keun Kim; Tamio Tanikawa; Kohtaro Ohba. “Multiple robots

- localization using large planar camera array for automated guided vehicle system”. In *2008 International Conference on Information and Automation* (June 2008) pp. 984–990.  
[doi:10.1109/ICINFA.2008.4608142](https://doi.org/10.1109/ICINFA.2008.4608142)
- [Yas13] M. Yasir; S. Ho; B.N. Vellambi. “Indoor localization using visible light and accelerometer”. In *2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)* (Dec 2013) pp. 3341–3346.  
[doi:10.1109/GLOCOM.2013.6831588](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2013.6831588)
- [Yas14] M. Yasir; S. Ho; B.N. Vellambi. “Indoor Positioning System Using Visible Light and Accelerometer”. *Journal of Lightwave Technology*. 32 (19), pp. 3306–3316, Oct 2014.  
[doi:10.1109/JLT.2014.2344772](https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2344772)
- [Zho09] Y. Zhou; Y. Xie; D. Zhan; G. Yu. “Research of 3D Spatial Localizing System Based on PSD Sensor”. In *2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, vol. 1 (April 2009) pp. 55–58.  
[doi:10.1109/ICMTMA.2009.414](https://doi.org/10.1109/ICMTMA.2009.414)
- [Zho14] Z. Zhou; C. Chen; M. Kavehrad. “Impact analyses of high-order light reflections on indoor optical wireless channel model and calibration”. *Journal of Lightwave Technology*. 32 (10), pp. 2003–2011, 2014.



## Apéndice A

# Simulador de técnicas de discriminación multiagente

Para conocer y analizar las distintas técnicas de discriminación multiagente antes de su implementación final se ha realizado un simulador en Matlab. En esta sección se va detallar su funcionamiento.

En la figura A.1 se muestra un esquema general del simulador, compuesto por una etapa de configuración inicial, generación de señal emitida, canal y finalmente una etapa de obtención del punto de impacto. En las distintas subsecciones se muestra cada una de las etapas.

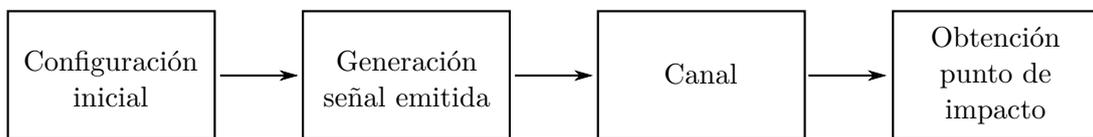


Figura A.1: Esquema general del simulador.

### A.1 Configuración inicial

En esta etapa se configuran los siguientes parámetros:

- Frecuencia de muestreo o  $f_s$ . Será la frecuencia de muestreo que se utilice en la tarjeta de adquisición del receptor.
- Tipo de modulación. Se podrá elegir entre CDMA con modulación BPSK, y FDMA usando filtro paso banda, demodulación IQ o FFT.
- Número de emisores.
- Emisores. Se configura las características principales de los emisores como son el patrón de emisión definido con el parámetro  $n_{TX}$  y la potencia de emisión. También se configura su posición en el entorno como su orientación.

- Receptor. Se establecen los parámetros intrínsecos del conjunto PSD más lente, como son la focal  $f$  y el centro óptico  $C_x$  y  $C_y$ . Se configura la superficie de recepción así como su orientación y posición en el entorno.

## A.2 Generación de la señal emitida

En función del tipo de modulación elegida se generará la señal  $m_i(t)$  que será emitida por cada emisor  $i$ .

Si se elige BPSK será necesario configurar la frecuencia de chip  $f_c$ , el tipo de secuencia usada y el número de bits de la secuencias usada. En primer lugar se genera la secuencia elegida para cada uno de los emisores  $c_i(t)$  y se modula en BPSK con una señal sinusoidal de frecuencia  $f_c$  obteniendo  $m_i(t)$ .

En el caso de elegir FDMA se eligen las frecuencias  $f_i$  que emitirán cada uno de los emisores. También se selecciona el tamaño de la señal con la que se va a trabajar. En el caso de que se quieran comparar con las señales BPSK se configurarán tamaños de  $2^N - 1$  periodos. Se genera la señal sinusoidal  $m_i(t)$  con la frecuencia  $f_i$  correspondiente al emisor  $i$ .

En ambos casos la señal emitida no tendrá componente continua. En las aplicaciones reales, al trabajar con señales ópticas, la señal será siempre positiva y, por tanto, tendrá una componente continua. Dado que en la etapa de amplificación usada en el receptor se elimina la continua, en las simulaciones se va a trabajar cuando sea posible sin la componente de continua.

## A.3 Canal

En la figura A.2 se muestra un esquema de bloques de las distintas subetapas que forman esta etapa. En esta etapa se simula el comportamiento del entorno o canal; es decir, desde que se emite la señal en cada uno de los emisores hasta que finalmente se recibe en el sensor PSD. A continuación se muestran las distintas subetapas.

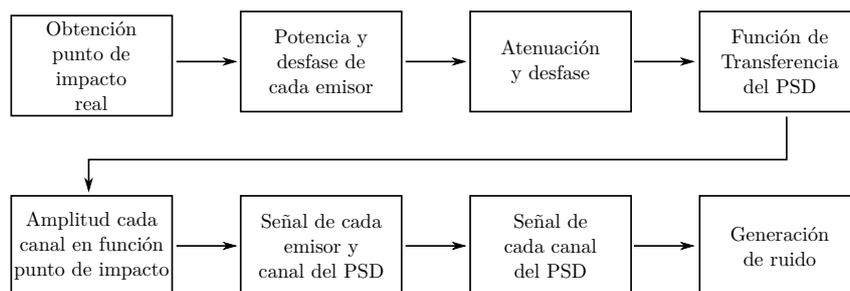


Figura A.2: Esquema general de la etapa canal del simulador.

### A.3.1 Obtención del punto de impacto real

En esta etapa se obtiene el punto de impacto real de cada uno de los emisores en la superficie del sensor PSD, a partir de las coordenadas y orientaciones tanto de los emisores como del receptor PSD.

Para modelar el conjunto PSD más lente se va a usar el modelo pinhole. En la figura A.3 se muestra el sistema para el modelo del PSD y la lente acoplada al mismo.

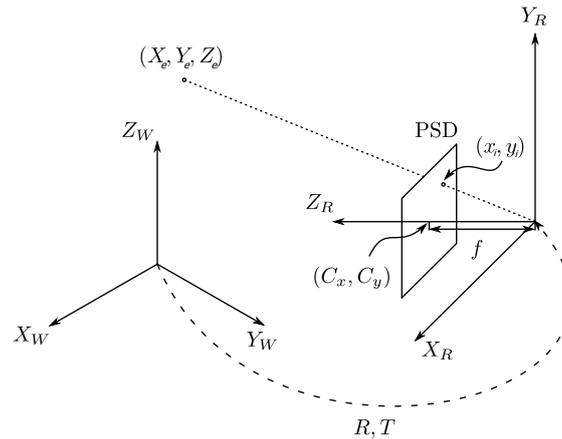


Figura A.3: Sistema para el modelo de PSD más lente.

Las siguientes expresiones (A.1) relacionan las coordenadas 3D del emisor  $(X_e, Y_e, Z_e)$  con las coordenadas 2D del punto de impacto en sensor PSD,  $(x'_i, y'_i)$  donde  $s$  es el valor de escala de la proyección 3D-2D.

$$\begin{pmatrix} sx'_i \\ sy'_i \\ s \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} f & 0 & C_x \\ 0 & f & C_y \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}}_A \underbrace{\begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{pmatrix}}_R \begin{pmatrix} X_e - X_r \\ Y_e - Y_r \\ Z_e - Z_r \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Ecuación (A.2) considera la matriz de parámetros intrínsecos del sistema  $A$  y la matriz de rotación  $R$ .

$$\begin{pmatrix} sx'_i \\ sy'_i \\ s \end{pmatrix} = AR \begin{pmatrix} X_e - X_r \\ Y_e - Y_r \\ Z_e - Z_r \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

### A.3.2 Potencia y desfase de cada emisor

En esta etapa se calcula la potencia y desfase con la que llega al receptor cada una de las señales de los emisores. Para ello calcula la potencia procedente del emisor  $i$  según:

$$P_i = \frac{n_{\text{TX}_i} + 1}{2\pi} \frac{1}{d_{\text{TX}_i}^2} \cos^{n_{\text{TX}_i}}(\omega) AR(\gamma) P_{\text{TX}_i} \quad (\text{A.3})$$

Y el desfase  $\tau_i$  como:

$$\tau_i = d_{\text{TX}_i}/c \quad (\text{A.4})$$

donde  $d_{\text{TX}_i}$  es la distancia entre el receptor y el emisor  $i$  y  $c$  es la velocidad de la luz. Dado que se trabaja con frecuencias de muestreo entre 1 MHz y a lo sumo 10 MHz y los entornos serán menores de  $5 \times 5 \times 5$  m, los desfases con los que se trabaja siempre están por debajo de la muestra. Esto es así porque una muestra para una frecuencia de 1 MHz, corresponde a  $1 \mu\text{s}$ , o lo que es lo mismo 300 m. En el caso de  $f_s = 10$  MHz, la distancia de una muestra sería 30 m.

Para simular los desfase por debajo de la muestra se procede según los pasos mostrados a continuación:

- Sobremuestrear la señal interpolando las muestras a una frecuencia de muestreo superior a  $f_s$ . Cuanto mayor sea la frecuencia de sobremuestreo mayor resolución se tendrá en el desplazamiento.
- Realizar un desplazamiento un número de muestras entero equivalente a la nueva frecuencia de sobremuestreo. Para verlo más fácilmente se va a mostrar un ejemplo de desfase deseado de 63.728 muestras. En el ejemplo si la frecuencia de sobremuestreo es 1000 veces superior a  $f_s$  se realizará un desplazamiento de 63728 muestras. Por el contrario, si la frecuencia de sobremuestreo es únicamente 100 veces superior se realizará un desplazamiento de la señal de 6372 o 6373 muestras. En el caso del simulador se opta por realizar un redondeo por aproximación.
- Una vez desplaza la señal sobremuestreada se realiza un downsampling para obtener la señal desplazada a la frecuencia de muestreo deseada  $f_s$ .

### A.3.3 Atenuación y desfase

En esta etapa se obtiene la señal que llegaría al receptor formada por la señal emitida atenuada según el valor de potencia recibida y desfase el valor de  $\tau_i$  más un posible desfase que se pueda añadir a cada uno de los emisores para simular la falta de sincronismo.

### A.3.4 Función de transferencia del PSD

Para modelar el comportamiento del PSD se ha obtenido de forma experimental su función de transferencia. Para ello se ha emitido una señal escalón con un emisor y se recibido dicha señal en el PSD. Con estos valores se ha estimado la función de transferencia del PSD. Para el caso de una frecuencia de muestreo de 1 MHz, se ha obtenido la siguiente función de transferencia:

$$TF_{\text{PSD}}[z] = \frac{0,2469z^{-1}}{1 - 0,7644z^{-1} + 0,01766z^{-2}} \quad (\text{A.5})$$

En las figuras A.4a y A.4b se muestra el diagrama Bode y la respuesta al escalón de la función de transferencia del PSD.

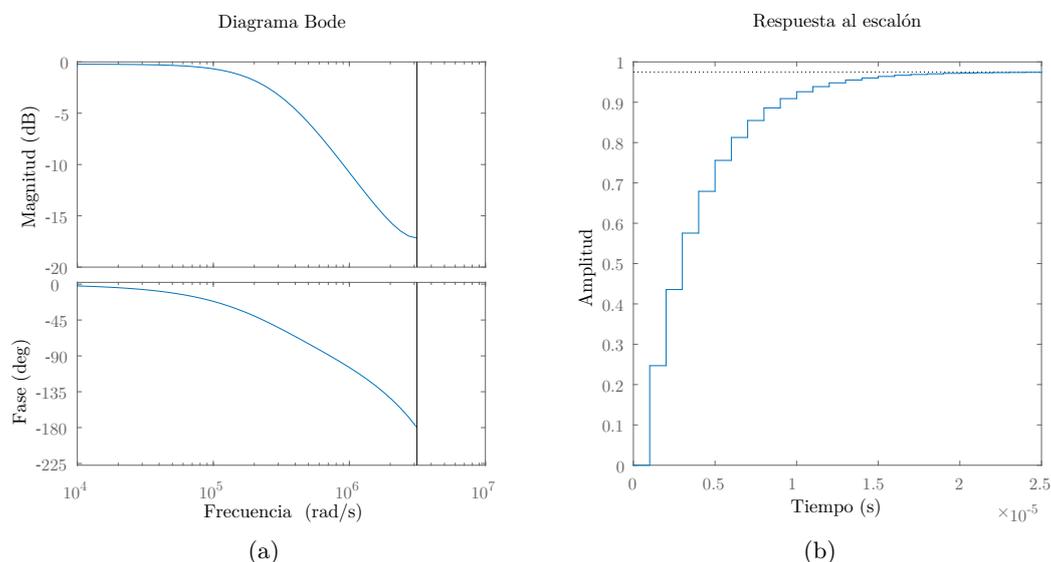


Figura A.4: Función de transferencia del sensor PSD. (a) Bode, (b) respuesta al escalón.

La señal procedente de la etapa anterior se pasa por la función de transferencia para obtener la real que recibiría el PSD de cada uno de los emisores.

### A.3.5 Amplitud de cada canal en función del punto de impacto

En función del punto de impacto en la superficie del PSD se genera una potencia distinta en cada uno de los ánodos del sensor. Esta potencia está relacionada con la distancia que separa el punto de impacto con la esquina correspondiente al canal. A partir de las expresiones que ofrece el fabricante (3.3) y (3.4) se puede obtener la amplitud de cada uno de los canales en función del punto de impacto.

### A.3.6 Señal de cada emisor y canal del PSD

La señal después de pasar por la función de transferencia, que correspondería a la señal total que recibe el receptor de cada uno de los emisores, se multiplica por cada valor de  $A_{a_c}$  para obtener la señal por cada uno de los canales del PSD.

### A.3.7 Señal de cada canal

En esta etapa se suma la aportación de cada uno de los emisores en cada uno de los canales del PSD. Por tanto, se obtendrá una señal por cada canal del PSD formada por

el sumatorio de señales de todos los emisores.

En esta etapa se elimina la señal de continua.

### A.3.8 Generación de ruido

Dado que se trabaja con sistemas electrónicos siempre existen componentes de ruido. Este ruido puede ser ruido del receptor, del canal o del propio emisor. En esta etapa se van a unir todos los ruidos en una única componente de ruido. El ruido considerado es ruido blanco gaussiano. Para simular diferentes escenarios se usa el valor de relación señal a ruido SNR. En función de la señal recibida y el SNR que se quiera analizar se generará una señal de ruido distinta.

Por tanto, a la hora de simular el ruido se seguido la siguiente estrategia:

1. Se ha obtenido la señal que recibe cada uno de los 4 canales del PSD en ausencia de ruido.
2. Se ha calculado la potencia  $P_s$  de señal total que recibe el PSD, es decir, la suma de las 4 señales de los 4 canales del PSD.
3. Se calcula la densidad espectral de potencia de ruido  $N_0$  como:

$$N_0 = \frac{P_s}{10^{\text{SNR}_{\text{dBHz}}/10}} \quad (\text{A.6})$$

4. A partir del ancho de banda BW y  $N_0$  se calcula la potencia de ruido:

$$P_n = N_0 \text{BW} \quad (\text{A.7})$$

5. Para cada canal del PSD se ha generado un ruido gaussiano de media cero y potencia de ruido un cuarto de la potencia total. El ruido generado se ha calculado a partir de la siguiente expresión:

$$\text{noise} = \sqrt{\frac{P_n}{4}} \text{randn} \quad (\text{A.8})$$

donde randn es la función de Matlab para la generación de números aleatorios con una distribución normal.

6. Finalmente se ha sumado cada uno de los 4 ruidos con la señal de cada uno de los 4 canales.

## A.4 Obtención del punto de impacto

En este apartado se muestra la obtención del punto de impacto a partir de la señal de cada uno de los canales, a la que se ha sumado una señal de ruido.

En función de la modulación usada, el valor RMS se obtendrá de manera distinta.

### A.4.1 BPSK

Cuando se utiliza BPSK se siguen los pasos mencionados en la sección 3.4.2.

En primer lugar se realiza la correlación de la señal de cada canal del PSD con cada una de las secuencias moduladas en BPSK almacenadas en el receptor. Para realizar la correlación en Matlab se ha usado la siguiente expresión:

$$R_{m_i, m_j} = \text{IFFT} \{ \text{FFT} \{ m_i \} \bullet \text{conj} (\text{FFT} \{ m_j \}) \} \quad (\text{A.9})$$

Para ello, se han aplicado las propiedades de la correlación en el dominio de la frecuencia. Realizar la correlación en el dominio de la frecuencia supone una reducción de tiempo muy significativa en comparación con realizarla en el dominio del tiempo. Esto es debido a que Matlab tiene optimizadas las funciones de FFT, realizándolas sobre C a diferencia de la función de correlación en el tiempo.

A partir de la correlación se obtiene los valores iniciales de amplitud y desfase. Con dichos valores se aplica el algoritmo PIC.

Tras aplicar PIC se obtienen los valores finales de amplitud y desfase de cada una de los emisores.

### A.4.2 FDMA con filtros paso banda

La señal de cada uno de los 4 canales del PSD se pasa por cada uno de los diferentes filtros paso banda centrados en las frecuencias de cada emisor, según se analizó en la sección 6.2.1.1.

Para cada emisor se han realizado filtros IIR Butterworth. Los filtros se han diseñado con la herramienta de Matlab, Filter Designer. Los parámetros a configurar para los filtros paso banda IIR son los mostrados en la figura A.5 obtenida de Matlab.

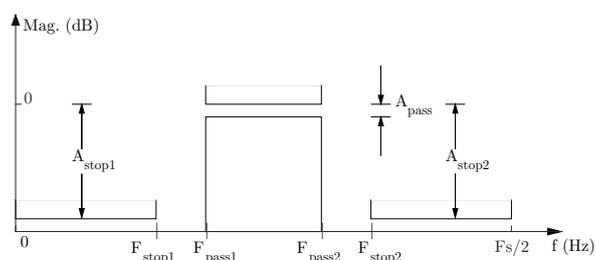


Figura A.5: Parámetros de configuración de los filtros de la herramienta FilterDesigner de Matlab.

En la tabla A.1 se muestran los parámetros de configuración usados para cada uno de los emisores, en los que  $f_i$  es la frecuencia usada en el emisor  $i$ .

Tabla A.1: Parámetros de configuración de los filtros paso banda utilizados.

<b>fs</b>	<b>Fstop1</b>	<b>Fpass1</b>	<b>Fpass2</b>	<b>Fstop2</b>	<b>Astop1</b>	<b>Apass</b>	<b>Astop2</b>
MHz	Hz	Hz	Hz	Hz	dB	dB	dB
1	$f_i - 700$	$f_i - 400$	$f_i + 400$	$f_i + 700$	80	1	80

A modo de ejemplo se muestra la respuesta en frecuencia del filtro paso banda utilizado para el emisor de 50 kHz con una frecuencia de muestreo de 1 MHz en la figura A.6.

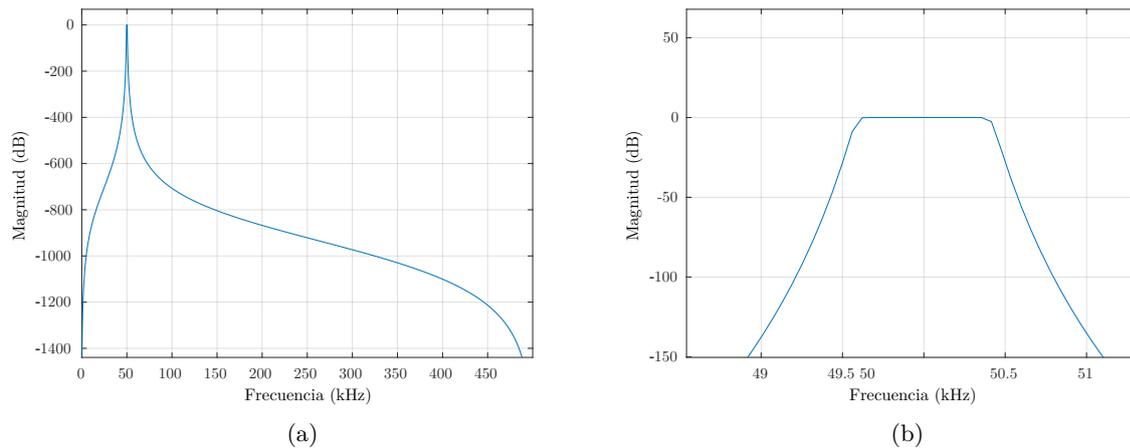


Figura A.6: Ejemplo de la respuesta en frecuencia del filtro paso banda utilizado centrado en una frecuencia de 50 kHz con una frecuencia de muestreo de 1 MHz. (a) Representación en todo el ancho de banda ( $f_s/2$ ), (b) zoom en la zona de paso.

### A.4.3 FDMA con demodulador IQ

En esta etapa, como se comentó en la sección 6.2.1.3, es necesario implementar señales sinusoidales de cada una de las frecuencias que sean utilizadas por los emisores. Por cada señal sinusoidal también es necesario generar la señal desfasada  $\pi/2$ .

Las señales en fase y cuadratura se pasan por un filtro paso bajo. En este caso, el filtro será el mismo para todos emisores. Se ha diseñado, como en la etapa anterior, con ayuda de Matlab, un filtro paso bajo IIR Butterworth.

En la figura A.7 se muestran los parámetros de configuración de un filtro paso bajo IIR con la herramienta de Matlab, Filter Designer.

En la tabla A.2 se muestran los parámetros de configuración para el filtro paso bajo utilizado.

Tabla A.2: Parámetros de configuración de los filtros paso bajo utilizados.

<b>fs</b>	<b>Fpass</b>	<b>Fstop</b>	<b>Apass</b>	<b>Astop</b>
MHz	Hz	Hz	dB	dB
1	400	700	1	80

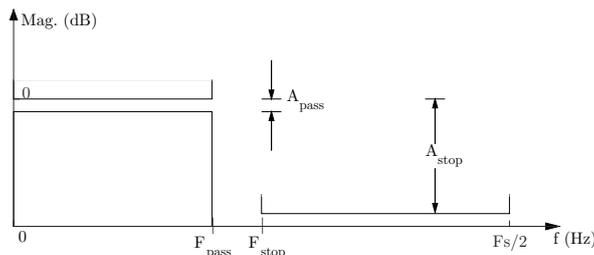


Figura A.7: Parámetros de configuración de los filtros paso bajo de la herramienta Filter Designer de Matlab.

En la figura A.8 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo utilizado en el demodulador IQ con una frecuencia de muestreo de 1 MHz.

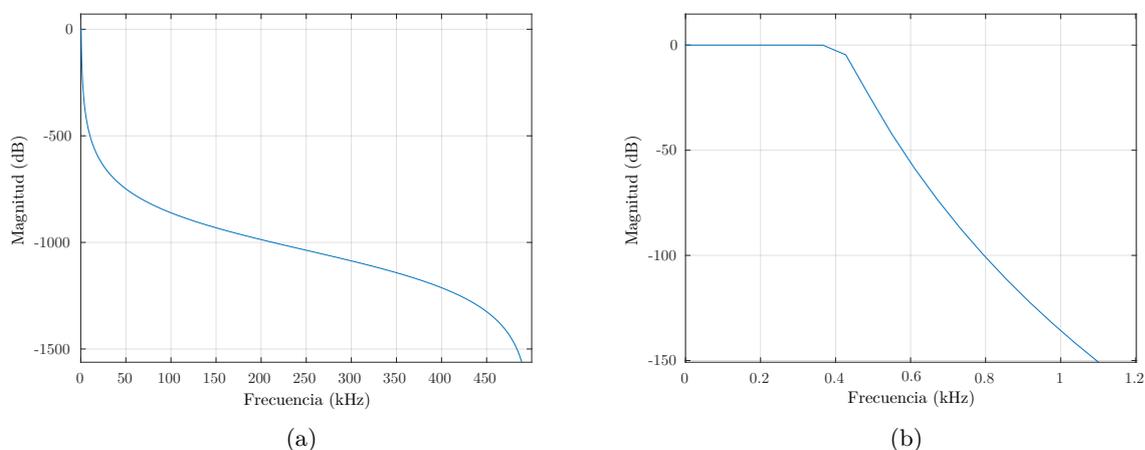


Figura A.8: Ejemplo de la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo utilizado con una frecuencia de muestreo de 1 MHz. (a) Representación en todo el ancho de banda ( $f_s/2$ ), (b) zoom en la zona de paso.

#### A.4.4 FDMA con FFT

En esta etapa, como se comentó en la sección 6.2.1.2, se realiza la FFT de la señal de cada canal del PSD. En función de la frecuencia de muestreo, el tiempo de adquisición y la frecuencia de los emisores se elegirá una determinada muestra de la FFT. A partir de esa muestra el módulo. Y con los valores de los módulos de los 4 canales se obtiene el punto de impacto de impacto. También se podría obtener el módulo de la FFT de la frecuencia deseada aplicando el algoritmo de Goertzel.



# Apéndice B

## Tablas de resultados del comportamiento de las técnicas multiagente en entorno ruidoso

En este anexo se muestran los resultados de la simulación realizados en la sección [6.2.3.1](#).

Tabla B.1: Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con IQ con un tamaño de 8 bits

Índice	Error (mm)	57 dBHz	62 dBHz	67 dBHz	72 dBHz	77 dBHz	82 dBHz	87 dBHz	92 dBHz	97 dBHz	102 dBHz	107 dBHz
1	Mean	0,18	0,053	0,031	0,017	0,0097	0,0057	0,0031	0,0016	0,00098	0,00055	0,00031
1	Std	0,086	0,027	0,017	0,0096	0,005	0,0029	0,0016	0,0009	0,00051	0,00029	0,00015
1	Max	0,42	0,14	0,083	0,049	0,027	0,014	0,0073	0,006	0,0028	0,0013	0,00095
2	Mean	0,18	0,058	0,031	0,018	0,01	0,0051	0,003	0,0017	0,00093	0,00055	0,00029
2	Std	0,098	0,028	0,015	0,0086	0,0055	0,0027	0,0017	0,00089	0,00049	0,00024	0,00017
2	Max	0,5	0,14	0,078	0,037	0,03	0,015	0,0082	0,0045	0,0023	0,0013	0,00091
3	Mean	0,17	0,057	0,029	0,017	0,0097	0,0053	0,003	0,0016	0,001	0,00054	0,00031
3	Std	0,092	0,03	0,014	0,0082	0,005	0,003	0,0016	0,00088	0,00054	0,00027	0,00015
3	Max	0,44	0,15	0,072	0,041	0,03	0,018	0,0089	0,0044	0,0027	0,0013	0,00072
4	Mean	0,17	0,055	0,03	0,017	0,0097	0,0054	0,003	0,0017	0,00096	0,00052	0,00033
4	Std	0,09	0,029	0,016	0,0086	0,0054	0,0027	0,0015	0,00093	0,00055	0,00027	0,00017
4	Max	0,49	0,17	0,086	0,046	0,032	0,015	0,007	0,0049	0,0033	0,0014	0,0011
5	Mean	0,17	0,058	0,031	0,017	0,011	0,0056	0,0031	0,0019	0,001	0,00053	0,00033
5	Std	0,087	0,031	0,015	0,0082	0,0051	0,003	0,0017	0,00095	0,0005	0,00028	0,00017
5	Max	0,42	0,17	0,071	0,043	0,026	0,014	0,0077	0,0046	0,0027	0,0014	0,00094
6	Mean	0,17	0,056	0,032	0,017	0,011	0,0058	0,0035	0,0019	0,00093	0,00056	0,00032
6	Std	0,1	0,029	0,017	0,0088	0,006	0,0029	0,0017	0,00094	0,00045	0,0003	0,00018
6	Max	0,57	0,16	0,1	0,052	0,03	0,016	0,0089	0,0061	0,0023	0,0015	0,001
7	Mean	0,18	0,057	0,032	0,018	0,01	0,0054	0,0032	0,0018	0,001	0,00057	0,0003
7	Std	0,096	0,03	0,016	0,0092	0,0053	0,0027	0,0016	0,00088	0,00053	0,00033	0,00015
7	Max	0,58	0,17	0,093	0,054	0,027	0,013	0,0079	0,0044	0,0024	0,0016	0,00084
8	Mean	0,17	0,054	0,033	0,018	0,0099	0,0055	0,0032	0,0018	0,001	0,00058	0,0003
8	Std	0,097	0,029	0,016	0,0093	0,0051	0,0029	0,0017	0,001	0,0005	0,0003	0,00016
8	Max	0,48	0,17	0,076	0,054	0,028	0,015	0,0091	0,0048	0,0025	0,0015	0,00078
9	Mean	0,19	0,056	0,03	0,017	0,0094	0,0059	0,0033	0,0019	0,0011	0,00055	0,00035
9	Std	0,099	0,026	0,016	0,0099	0,0048	0,003	0,0018	0,00095	0,00056	0,00026	0,00018
9	Max	0,42	0,14	0,083	0,055	0,022	0,016	0,0087	0,0056	0,0027	0,0014	0,00089
10	Mean	0,19	0,056	0,031	0,018	0,01	0,0061	0,003	0,0018	0,0011	0,00056	0,00032
10	Std	0,096	0,031	0,016	0,0093	0,0056	0,0032	0,0015	0,00097	0,00058	0,0003	0,00017
10	Max	0,47	0,15	0,069	0,044	0,028	0,016	0,0088	0,0047	0,0027	0,0015	0,00085

Tabla B.2: Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando BPSK con un tamaño de 8 bits

Índice	Error (mm)	57 dBHz	62 dBHz	67 dBHz	72 dBHz	77 dBHz	82 dBHz	87 dBHz	92 dBHz	97 dBHz	102 dBHz	107 dBHz
1	Mean	0,19	0,054	0,03	0,018	0,0099	0,0055	0,0031	0,0018	0,001	0,00054	0,00032
1	Std	0,094	0,029	0,016	0,0092	0,0053	0,0031	0,0017	0,00093	0,00052	0,0003	0,00018
1	Max	0,48	0,13	0,09	0,046	0,027	0,016	0,0076	0,0048	0,0025	0,0019	0,00089
2	Mean	0,17	0,058	0,032	0,019	0,01	0,0056	0,0034	0,0018	0,00096	0,00055	0,00032
2	Std	0,084	0,032	0,015	0,0091	0,0057	0,0029	0,0018	0,00089	0,00053	0,00032	0,00019
2	Max	0,43	0,17	0,077	0,039	0,026	0,015	0,0095	0,0043	0,0028	0,0015	0,00092
3	Mean	0,18	0,058	0,032	0,018	0,01	0,0057	0,0034	0,0017	0,00097	0,00055	0,00031
3	Std	0,091	0,029	0,016	0,0095	0,0054	0,0028	0,0016	0,00086	0,00053	0,00029	0,00016
3	Max	0,44	0,15	0,073	0,059	0,029	0,014	0,0085	0,0041	0,0023	0,0015	0,00097
4	Mean	0,18	0,054	0,033	0,018	0,011	0,0054	0,0033	0,0017	0,0011	0,00056	0,00033
4	Std	0,099	0,028	0,019	0,0096	0,005	0,0027	0,0016	0,00084	0,00054	0,00029	0,00017
4	Max	0,46	0,15	0,1	0,048	0,027	0,012	0,0077	0,0041	0,0029	0,0014	0,0009
5	Mean	0,19	0,06	0,031	0,018	0,01	0,0058	0,0032	0,0018	0,001	0,0006	0,00035
5	Std	0,098	0,032	0,017	0,0093	0,0052	0,0029	0,0017	0,00095	0,00057	0,00032	0,00018
5	Max	0,59	0,19	0,099	0,05	0,029	0,015	0,01	0,0057	0,0026	0,0015	0,00089
6	Mean	0,18	0,061	0,033	0,018	0,01	0,0062	0,0034	0,0019	0,001	0,00058	0,00034
6	Std	0,081	0,031	0,017	0,0091	0,0051	0,0029	0,0017	0,00095	0,00052	0,00033	0,00016
6	Max	0,44	0,18	0,11	0,042	0,025	0,019	0,0088	0,0047	0,0031	0,0015	0,00084
7	Mean	0,19	0,061	0,034	0,019	0,011	0,0057	0,0035	0,0019	0,001	0,00062	0,00034
7	Std	0,1	0,032	0,018	0,011	0,0055	0,003	0,0018	0,00092	0,00055	0,00031	0,00018
7	Max	0,48	0,18	0,085	0,05	0,03	0,016	0,011	0,0045	0,0032	0,0016	0,00088
8	Mean	0,18	0,061	0,035	0,019	0,011	0,0055	0,0035	0,0019	0,0011	0,0006	0,00033
8	Std	0,088	0,034	0,018	0,0095	0,0057	0,0028	0,0017	0,00098	0,00057	0,0003	0,00018
8	Max	0,46	0,18	0,1	0,063	0,03	0,015	0,0089	0,0045	0,0029	0,0014	0,00092
9	Mean	0,2	0,056	0,036	0,019	0,011	0,0061	0,0034	0,002	0,0011	0,00062	0,00035
9	Std	0,09	0,033	0,018	0,0094	0,0056	0,0032	0,0019	0,00095	0,00056	0,00032	0,0002
9	Max	0,43	0,17	0,1	0,058	0,038	0,017	0,009	0,0045	0,0029	0,0015	0,00089
10	Mean	0,2	0,059	0,033	0,02	0,011	0,0065	0,0035	0,002	0,0011	0,00061	0,00034
10	Std	0,1	0,028	0,017	0,01	0,0056	0,0034	0,0017	0,001	0,00057	0,0003	0,00019
10	Max	0,57	0,14	0,08	0,047	0,031	0,02	0,0094	0,0047	0,0032	0,0015	0,00098

Tabla B.3: Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando BPSK con un tamaño de 10 bits

Índice	Error (mm)	57 dBHz	62 dBHz	67 dBHz	72 dBHz	77 dBHz	82 dBHz	87 dBHz	92 dBHz	97 dBHz	102 dBHz	107 dBHz
1	Mean	0,086	0,028	0,016	0,0088	0,0051	0,0028	0,0016	0,00094	0,00054	0,00028	0,00017
1	Std	0,047	0,014	0,008	0,0046	0,0026	0,0015	0,00079	0,00046	0,00025	0,00014	9,1e - 05
1	Max	0,23	0,079	0,038	0,022	0,013	0,0087	0,0047	0,0024	0,0012	0,00094	0,00045
2	Mean	0,092	0,026	0,015	0,0094	0,005	0,0029	0,0015	0,00091	0,0005	0,00029	0,00017
2	Std	0,045	0,014	0,0089	0,0053	0,0027	0,0014	0,00084	0,00047	0,00024	0,00015	7,9e - 05
2	Max	0,22	0,084	0,05	0,031	0,014	0,0083	0,0045	0,0022	0,0015	0,00092	0,00047
3	Mean	0,091	0,028	0,016	0,0093	0,0051	0,0029	0,0016	0,00095	0,00049	0,00029	0,00017
3	Std	0,045	0,014	0,0082	0,0045	0,0029	0,0015	0,00085	0,00049	0,00026	0,00015	8,7e - 05
3	Max	0,25	0,07	0,046	0,024	0,016	0,0072	0,0046	0,0024	0,0014	0,00076	0,00043
4	Mean	0,092	0,03	0,017	0,0093	0,0052	0,0028	0,0016	0,00088	0,00051	0,00027	0,00015
4	Std	0,045	0,016	0,009	0,005	0,0027	0,0015	0,00084	0,00045	0,00027	0,00015	7,7e - 05
4	Max	0,26	0,086	0,043	0,026	0,013	0,0079	0,0041	0,0019	0,0012	0,0009	0,00046
5	Mean	0,085	0,026	0,016	0,0095	0,005	0,0027	0,0016	0,00096	0,00051	0,00029	0,00017
5	Std	0,048	0,015	0,0087	0,0053	0,0026	0,0014	0,00093	0,00048	0,00027	0,00016	8,6e - 05
5	Max	0,24	0,079	0,046	0,027	0,013	0,0069	0,0051	0,0023	0,0014	0,0011	0,00041
6	Mean	0,092	0,029	0,017	0,0087	0,005	0,0028	0,0017	0,00094	0,00053	0,00029	0,00017
6	Std	0,046	0,016	0,0089	0,0051	0,0029	0,0016	0,00085	0,00048	0,00029	0,00016	8,8e - 05
6	Max	0,27	0,087	0,042	0,024	0,015	0,0086	0,0041	0,0022	0,0013	0,0007	0,00043
7	Mean	0,091	0,03	0,016	0,0091	0,0056	0,0028	0,0016	0,00089	0,0005	0,0003	0,00017
7	Std	0,049	0,015	0,009	0,005	0,0027	0,0013	0,0008	0,00046	0,00026	0,00014	8,5e - 05
7	Max	0,27	0,083	0,049	0,025	0,016	0,0079	0,0043	0,0027	0,0014	0,00091	0,00048
8	Mean	0,088	0,029	0,018	0,0092	0,0051	0,003	0,0018	0,00086	0,00049	0,00029	0,00017
8	Std	0,042	0,016	0,0089	0,0048	0,0029	0,0016	0,00091	0,00046	0,00027	0,00015	8,6e - 05
8	Max	0,24	0,069	0,043	0,027	0,013	0,0071	0,0042	0,0022	0,0013	0,00074	0,00041
9	Mean	0,094	0,031	0,018	0,0097	0,0053	0,0031	0,0017	0,0009	0,0005	0,0003	0,00017
9	Std	0,047	0,018	0,0096	0,005	0,0027	0,0016	0,00087	0,00053	0,00025	0,00016	9,6e - 05
9	Max	0,23	0,092	0,051	0,032	0,015	0,0078	0,0047	0,0027	0,0014	0,00075	0,00051
10	Mean	0,098	0,03	0,017	0,01	0,0053	0,003	0,0018	0,00098	0,00054	0,00029	0,00017
10	Std	0,05	0,016	0,0094	0,0047	0,0026	0,0017	0,00096	0,00048	0,00027	0,00015	8,7e - 05
10	Max	0,26	0,072	0,046	0,024	0,012	0,0096	0,0048	0,0021	0,0015	0,0008	0,00047

Tabla B.4: Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con filtros paso banda con un tamaño de 8 bits

Índice	Error (mm)	57 dBHz	62 dBHz	67 dBHz	72 dBHz	77 dBHz	82 dBHz	87 dBHz	92 dBHz	97 dBHz	102 dBHz	107 dBHz
1	Mean	0,19	0,061	0,033	0,018	0,011	0,0058	0,0034	0,0018	0,00096	0,00058	0,00034
1	Std	0,1	0,032	0,018	0,0096	0,0058	0,0033	0,0018	0,00091	0,00052	0,0003	0,00018
1	Max	0,5	0,15	0,1	0,053	0,028	0,018	0,0086	0,0047	0,0031	0,0016	0,00092
2	Mean	0,19	0,058	0,034	0,02	0,011	0,0061	0,0034	0,002	0,0011	0,0006	0,00035
2	Std	0,097	0,028	0,017	0,01	0,0061	0,0035	0,0018	0,001	0,00059	0,00033	0,00019
2	Max	0,57	0,14	0,083	0,053	0,03	0,016	0,011	0,0065	0,0027	0,0015	0,00099
3	Mean	0,19	0,06	0,032	0,019	0,011	0,006	0,0036	0,0019	0,0012	0,00064	0,00035
3	Std	0,097	0,031	0,018	0,01	0,0056	0,0032	0,0018	0,00099	0,00062	0,00032	0,00019
3	Max	0,49	0,16	0,088	0,048	0,027	0,015	0,01	0,0049	0,003	0,0016	0,00097
4	Mean	0,2	0,063	0,036	0,02	0,011	0,0057	0,0034	0,0019	0,001	0,00062	0,00037
4	Std	0,095	0,034	0,02	0,012	0,0061	0,0034	0,0018	0,00098	0,00058	0,00034	0,00021
4	Max	0,46	0,19	0,11	0,07	0,03	0,016	0,0099	0,0049	0,0028	0,0018	0,00096
5	Mean	0,2	0,061	0,035	0,019	0,012	0,0059	0,0036	0,002	0,0011	0,00063	0,00034
5	Std	0,1	0,033	0,018	0,01	0,0055	0,003	0,0019	0,001	0,00059	0,00032	0,00018
5	Max	0,53	0,16	0,088	0,051	0,03	0,015	0,011	0,005	0,0028	0,0015	0,00086
6	Mean	0,21	0,062	0,035	0,02	0,011	0,0061	0,0036	0,0019	0,0011	0,00067	0,00034
6	Std	0,11	0,033	0,019	0,0087	0,0055	0,0031	0,0018	0,001	0,00059	0,00036	0,00018
6	Max	0,49	0,17	0,097	0,043	0,028	0,016	0,0086	0,0047	0,0027	0,002	0,00097
7	Mean	0,21	0,066	0,036	0,02	0,011	0,0061	0,0037	0,002	0,0011	0,00061	0,00036
7	Std	0,11	0,034	0,019	0,011	0,0057	0,0032	0,0018	0,001	0,00057	0,00034	0,00019
7	Max	0,54	0,16	0,094	0,058	0,028	0,017	0,0096	0,0052	0,0027	0,0019	0,00087
8	Mean	0,2	0,064	0,034	0,02	0,011	0,0058	0,0037	0,0019	0,0012	0,00062	0,00033
8	Std	0,11	0,033	0,017	0,01	0,0058	0,0032	0,0019	0,00096	0,0006	0,00033	0,00018
8	Max	0,65	0,19	0,094	0,052	0,026	0,016	0,0087	0,0048	0,003	0,0019	0,00083
9	Mean	0,19	0,067	0,036	0,021	0,011	0,0064	0,0036	0,002	0,0011	0,00063	0,00037
9	Std	0,097	0,034	0,019	0,011	0,0063	0,0038	0,0019	0,0011	0,00061	0,00033	0,0002
9	Max	0,47	0,19	0,11	0,051	0,037	0,021	0,01	0,0053	0,0029	0,0017	0,001
10	Mean	0,21	0,065	0,034	0,02	0,011	0,0062	0,0036	0,0019	0,0011	0,00065	0,00038
10	Std	0,11	0,033	0,02	0,011	0,0058	0,0034	0,0019	0,001	0,00061	0,00033	0,00018
10	Max	0,54	0,21	0,12	0,069	0,028	0,018	0,0093	0,0053	0,0036	0,002	0,00099

Tabla B.5: Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con filtros paso banda con un tamaño de 10 bits

Índice	Error (mm)	57 dBHz	62 dBHz	67 dBHz	72 dBHz	77 dBHz	82 dBHz	87 dBHz	92 dBHz	97 dBHz	102 dBHz	107 dBHz
1	Mean	0,083	0,03	0,016	0,0089	0,0048	0,0028	0,0016	0,0009	0,00051	0,00029	0,00016
1	Std	0,044	0,016	0,0082	0,0049	0,0026	0,0014	0,00085	0,00049	0,00027	0,00014	8,7e - 05
1	Max	0,2	0,079	0,054	0,023	0,013	0,0069	0,0047	0,0026	0,0013	0,00094	0,0005
2	Mean	0,094	0,029	0,016	0,0091	0,0051	0,0027	0,0016	0,00093	0,0005	0,00027	0,00016
2	Std	0,048	0,014	0,0084	0,0045	0,0026	0,0014	0,0009	0,0005	0,00023	0,00012	8,2e - 05
2	Max	0,25	0,072	0,052	0,021	0,014	0,0067	0,0047	0,0031	0,0012	0,00065	0,00044
3	Mean	0,088	0,029	0,016	0,0094	0,0047	0,0028	0,0016	0,00093	0,0005	0,0003	0,00016
3	Std	0,044	0,017	0,0084	0,0044	0,0028	0,0014	0,00085	0,00045	0,00026	0,00016	8,6e - 05
3	Max	0,2	0,077	0,043	0,023	0,014	0,0075	0,0041	0,0024	0,0013	0,00084	0,00041
4	Mean	0,098	0,027	0,016	0,0097	0,0051	0,003	0,0017	0,00089	0,0005	0,00031	0,00015
4	Std	0,051	0,014	0,0082	0,0051	0,0026	0,0015	0,00085	0,00045	0,00026	0,00014	7,8e - 05
4	Max	0,3	0,075	0,039	0,027	0,011	0,0081	0,0052	0,0025	0,0013	0,00082	0,00043
5	Mean	0,097	0,029	0,016	0,0095	0,005	0,003	0,0016	0,00087	0,00049	0,00028	0,00016
5	Std	0,049	0,016	0,0081	0,005	0,0028	0,0015	0,00084	0,00048	0,00026	0,00014	8,2e - 05
5	Max	0,26	0,079	0,039	0,023	0,016	0,007	0,0045	0,0025	0,0015	0,00069	0,00046
6	Mean	0,096	0,031	0,016	0,0091	0,0053	0,003	0,0016	0,00092	0,00052	0,0003	0,00017
6	Std	0,05	0,017	0,0085	0,0049	0,0028	0,0015	0,00084	0,00049	0,00025	0,00014	9e - 05
6	Max	0,24	0,093	0,053	0,022	0,013	0,0074	0,0042	0,0024	0,0013	0,00078	0,00045
7	Mean	0,096	0,028	0,017	0,0096	0,0054	0,003	0,0016	0,00096	0,00052	0,00029	0,00015
7	Std	0,05	0,015	0,0097	0,005	0,0027	0,0015	0,00097	0,00048	0,00027	0,00015	8,2e - 05
7	Max	0,27	0,084	0,046	0,027	0,015	0,0073	0,0057	0,0024	0,0016	0,00077	0,00038
8	Mean	0,091	0,029	0,018	0,0091	0,0052	0,0031	0,0016	0,00095	0,00051	0,00029	0,00017
8	Std	0,052	0,016	0,0093	0,005	0,0026	0,0015	0,00082	0,00045	0,00026	0,00016	9e - 05
8	Max	0,25	0,081	0,057	0,027	0,012	0,0075	0,004	0,0024	0,0013	0,00077	0,00044
9	Mean	0,1	0,03	0,018	0,0094	0,0053	0,0029	0,0017	0,00096	0,00054	0,0003	0,00017
9	Std	0,054	0,016	0,0092	0,005	0,0025	0,0015	0,00089	0,00049	0,00031	0,00016	8,5e - 05
9	Max	0,26	0,083	0,045	0,025	0,012	0,0089	0,004	0,0028	0,0017	0,00075	0,0004
10	Mean	0,12	0,031	0,018	0,0093	0,0053	0,0027	0,0018	0,001	0,00052	0,00029	0,00018
10	Std	0,063	0,016	0,0093	0,0047	0,0028	0,0016	0,001	0,00051	0,00028	0,00013	9,3e - 05
10	Max	0,29	0,068	0,051	0,022	0,017	0,0076	0,0048	0,0025	0,0014	0,00078	0,00047

Tabla B.6: Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con FFT con un tamaño de 8 bits

Índice	Error (mm)	57 dBHz	62 dBHz	67 dBHz	72 dBHz	77 dBHz	82 dBHz	87 dBHz	92 dBHz	97 dBHz	102 dBHz	107 dBHz
1	Mean	0,17	0,057	0,033	0,018	0,0096	0,0057	0,003	0,0019	0,00094	0,00061	0,00029
1	Std	0,097	0,028	0,017	0,0098	0,0053	0,003	0,0016	0,00095	0,00053	0,00032	0,00017
1	Max	0,56	0,14	0,075	0,045	0,025	0,015	0,0089	0,0055	0,0032	0,0017	0,0011
2	Mean	0,18	0,056	0,032	0,018	0,0096	0,0058	0,0032	0,0018	0,0011	0,00055	0,0003
2	Std	0,095	0,029	0,018	0,0092	0,005	0,0031	0,0016	0,00099	0,00051	0,00027	0,00016
2	Max	0,57	0,16	0,12	0,042	0,024	0,016	0,0076	0,0048	0,0025	0,0012	0,00073
3	Mean	0,17	0,054	0,032	0,018	0,0094	0,0054	0,003	0,0017	0,00097	0,00056	0,00032
3	Std	0,089	0,029	0,018	0,009	0,0052	0,0028	0,0016	0,00093	0,00053	0,00029	0,00017
3	Max	0,42	0,16	0,092	0,044	0,027	0,015	0,0083	0,0053	0,003	0,0014	0,0011
4	Mean	0,18	0,055	0,03	0,018	0,01	0,0058	0,0033	0,0018	0,001	0,00054	0,00033
4	Std	0,092	0,028	0,016	0,0094	0,0046	0,0031	0,0015	0,0009	0,00056	0,00027	0,00016
4	Max	0,48	0,14	0,09	0,054	0,025	0,016	0,0083	0,0043	0,0027	0,0014	0,00085
5	Mean	0,18	0,058	0,033	0,018	0,0097	0,0059	0,0031	0,0018	0,00097	0,00058	0,00032
5	Std	0,09	0,028	0,017	0,0094	0,0053	0,003	0,0017	0,001	0,00056	0,00033	0,00016
5	Max	0,46	0,16	0,08	0,047	0,028	0,017	0,0074	0,0051	0,0028	0,0015	0,0008
6	Mean	0,17	0,059	0,033	0,018	0,011	0,006	0,0033	0,0019	0,00093	0,00057	0,00034
6	Std	0,085	0,033	0,016	0,0098	0,0055	0,0031	0,0017	0,00093	0,00048	0,00029	0,00017
6	Max	0,36	0,17	0,075	0,048	0,03	0,016	0,0089	0,0051	0,0026	0,0014	0,00096
7	Mean	0,18	0,059	0,034	0,02	0,01	0,0056	0,0032	0,0018	0,0011	0,00058	0,00033
7	Std	0,091	0,033	0,019	0,0095	0,0061	0,003	0,0017	0,00097	0,00055	0,00031	0,00017
7	Max	0,42	0,19	0,084	0,048	0,029	0,016	0,0088	0,0046	0,0032	0,0015	0,00097
8	Mean	0,18	0,061	0,034	0,018	0,011	0,0059	0,0034	0,0019	0,0011	0,00057	0,00032
8	Std	0,096	0,034	0,018	0,0089	0,0055	0,0032	0,0016	0,00097	0,00056	0,00032	0,00018
8	Max	0,48	0,16	0,087	0,049	0,028	0,017	0,0081	0,0046	0,0026	0,0014	0,00087
9	Mean	0,18	0,061	0,035	0,019	0,01	0,0055	0,0033	0,0019	0,001	0,00062	0,00032
9	Std	0,091	0,032	0,016	0,01	0,0054	0,0027	0,0017	0,0011	0,0005	0,00032	0,00016
9	Max	0,5	0,16	0,095	0,057	0,027	0,014	0,0078	0,0055	0,0024	0,0016	0,00071
10	Mean	0,2	0,058	0,033	0,018	0,011	0,0061	0,0033	0,0017	0,0011	0,00058	0,00035
10	Std	0,11	0,031	0,017	0,01	0,0061	0,0032	0,0018	0,00093	0,00056	0,0003	0,00017
10	Max	0,57	0,15	0,075	0,051	0,031	0,016	0,009	0,0051	0,0027	0,0014	0,00086

Tabla B.7: Valores medios, desviación estandar y valores máximos del error en el cálculo del punto de impacto usando FDMA con FFT con un tamaño de 10 bits

Índice	Error (mm)	57 dBHz	62 dBHz	67 dBHz	72 dBHz	77 dBHz	82 dBHz	87 dBHz	92 dBHz	97 dBHz	102 dBHz	107 dBHz
1	Mean	0,089	0,028	0,016	0,0086	0,0052	0,0028	0,0015	0,0009	0,00048	0,00029	0,00015
1	Std	0,044	0,015	0,0081	0,0042	0,0026	0,0014	0,00088	0,00045	0,00026	0,00014	8e - 05
1	Max	0,24	0,078	0,045	0,021	0,014	0,0064	0,0045	0,0022	0,0012	0,00073	0,00039
2	Mean	0,086	0,029	0,016	0,0089	0,005	0,0027	0,0015	0,00091	0,00051	0,00027	0,00017
2	Std	0,048	0,015	0,0084	0,0046	0,0027	0,0014	0,00081	0,00047	0,00029	0,00014	8,7e - 05
2	Max	0,26	0,081	0,041	0,03	0,014	0,0084	0,0043	0,0024	0,0016	0,00067	0,00043
3	Mean	0,089	0,026	0,015	0,0089	0,0047	0,0027	0,0017	0,00087	0,00053	0,00029	0,00016
3	Std	0,043	0,015	0,0079	0,0046	0,0026	0,0014	0,00081	0,00046	0,00026	0,00015	8e - 05
3	Max	0,22	0,076	0,04	0,023	0,012	0,0072	0,004	0,0023	0,0015	0,00087	0,00049
4	Mean	0,089	0,03	0,016	0,0096	0,0047	0,0028	0,0016	0,00089	0,00051	0,0003	0,00017
4	Std	0,045	0,017	0,0078	0,0051	0,0026	0,0015	0,00079	0,00047	0,00025	0,00016	8,3e - 05
4	Max	0,22	0,097	0,036	0,024	0,013	0,0093	0,004	0,0025	0,0013	0,00084	0,00052
5	Mean	0,091	0,03	0,016	0,0082	0,005	0,0027	0,0016	0,00091	0,0005	0,00029	0,00016
5	Std	0,051	0,017	0,0086	0,0044	0,0027	0,0015	0,00081	0,00049	0,00027	0,00015	8,6e - 05
5	Max	0,23	0,075	0,049	0,029	0,014	0,0095	0,0041	0,0025	0,0015	0,00073	0,00039
6	Mean	0,089	0,029	0,015	0,009	0,005	0,0029	0,0017	0,0009	0,00054	0,00028	0,00016
6	Std	0,048	0,016	0,0082	0,0048	0,0024	0,0015	0,00083	0,00048	0,00028	0,00014	8,9e - 05
6	Max	0,22	0,087	0,042	0,023	0,012	0,0069	0,0045	0,0025	0,0016	0,00078	0,00046
7	Mean	0,093	0,029	0,016	0,0096	0,0055	0,0028	0,0016	0,0009	0,0005	0,00029	0,00016
7	Std	0,05	0,014	0,0083	0,0053	0,0028	0,0015	0,00093	0,00044	0,00026	0,00015	8,1e - 05
7	Max	0,24	0,081	0,043	0,026	0,014	0,0072	0,005	0,0023	0,0013	0,00077	0,00042
8	Mean	0,087	0,028	0,015	0,0096	0,0052	0,0029	0,0016	0,00089	0,00048	0,0003	0,00016
8	Std	0,046	0,014	0,0083	0,0055	0,0027	0,0016	0,00084	0,00048	0,00024	0,00015	8,3e - 05
8	Max	0,24	0,072	0,041	0,027	0,015	0,0088	0,0047	0,0026	0,0012	0,00081	0,00046
9	Mean	0,094	0,028	0,017	0,0095	0,0054	0,0028	0,0017	0,00089	0,00054	0,00029	0,00017
9	Std	0,049	0,015	0,0084	0,005	0,0028	0,0015	0,00088	0,0005	0,0003	0,00015	9,1e - 05
9	Max	0,28	0,075	0,043	0,024	0,014	0,0075	0,0054	0,0027	0,0015	0,00081	0,00047
10	Mean	0,1	0,029	0,018	0,0093	0,0055	0,0028	0,0017	0,001	0,00053	0,00027	0,00016
10	Std	0,052	0,016	0,0086	0,0049	0,0027	0,0015	0,00084	0,00049	0,00025	0,00015	8,8e - 05
10	Max	0,26	0,071	0,045	0,022	0,014	0,0082	0,004	0,0024	0,0014	0,00081	0,00053

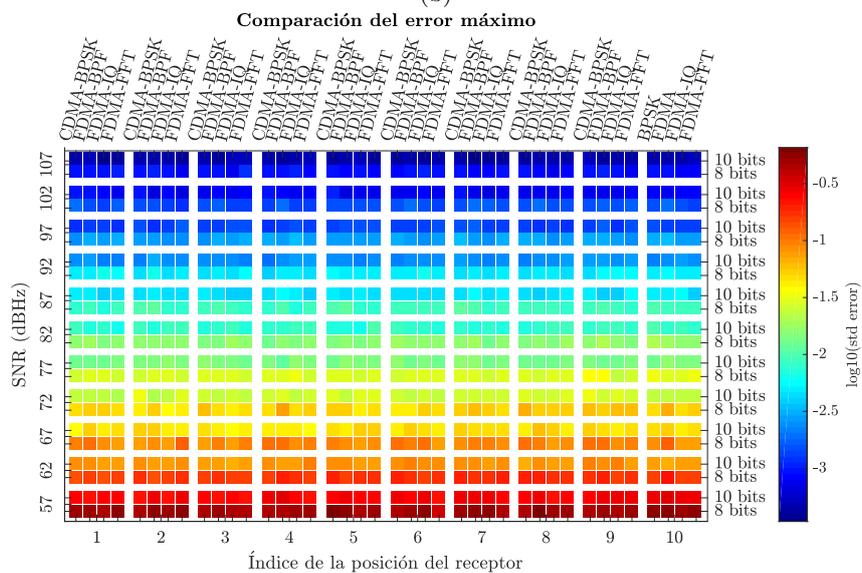
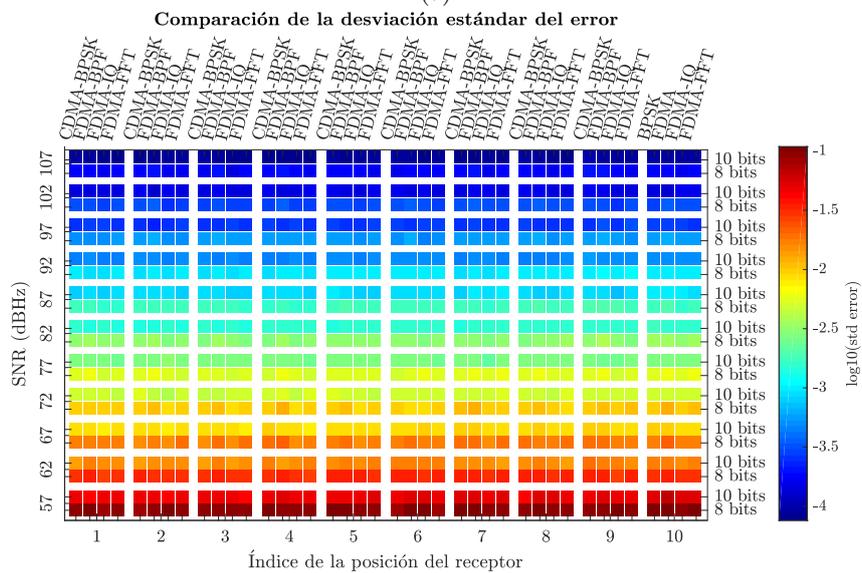
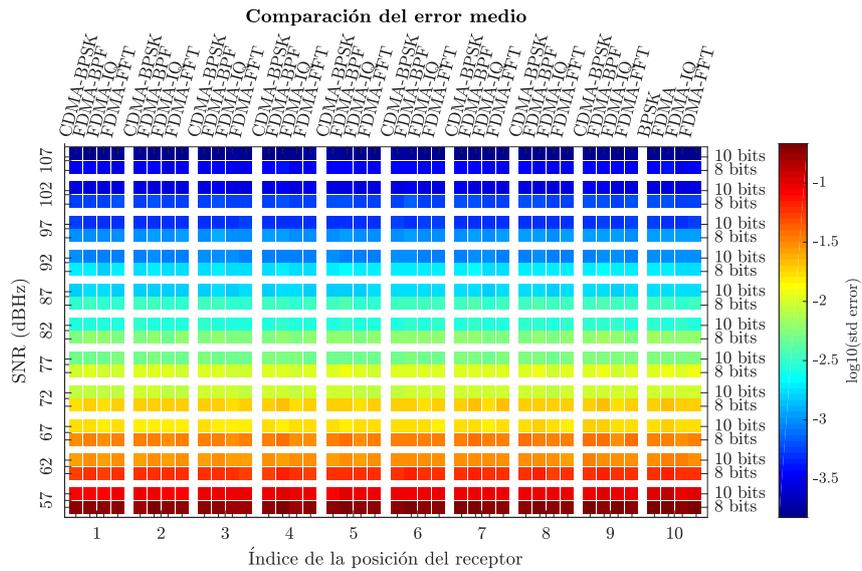


Figura B.1: Comparativa del error en el cálculo del punto de impacto en función del SNR, posición del receptor, técnica usada y tamaño de la señal. (a) Error medio, (b) desviación estándar del error, (c) error máximo

