



Universidad  
de Alcalá

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



Doctorado en Ciencias de la Ingeniería

**Diseño de señal basado en códigos  
Zadoff-Chu para sistemas de  
posicionamiento aéreos y  
subacuáticos afectados por Doppler**

Tesis Doctoral en Cotutela presentada por  
**Santiago Emmanuel Francisco Murano**

2022





Universidad  
de Alcalá

**Diseño de señal basado en códigos  
Zadoff-Chu para sistemas de  
posicionamiento aéreos y  
subacuáticos afectados por Doppler**

Tesis Doctoral presentada por  
**Santiago Emmanuel Francisco Murano**

Directores

**María del Carmen Pérez Rubio y  
Carlos Manuel De Marziani**

Alcalá de Henares, 2022



A Iva y a mis viejos, Nilda y Eduardo.

*“Pero él te mató,  
davía da,  
paraa!! Más!!....  
Pero el tema todavía da para más...”*  
Daniel Rabinovich - Les Luthiers



# Agradecimientos

Y un día llegó el momento de escribir el punto final de esta tesis, y recordar todos los momentos vividos, los lindos y los no tan lindos. Con la suerte de estar siempre acompañado de buena gente, para los que no existen suficientes palabras de agradecimiento.

Tuve la suerte de contar con los mejores directores que podría haber elegido, complementándose en cada aspecto necesario para el desarrollo de una tesis, y no colgarla a mitad de camino. Gracias a ambos por apostar y seguir apostando en mi. Carmen, muchas gracias por tu perseverancia, constancia e infinita paciencia. Sin tu ayuda hubiese sido muy difícil lidiar con mi procrastinación. Carlos, co-director, colega y amigo. Gracias por brindarme tu sabiduría en tantos aspectos, siendo un pilar fundamental para mi formación y crecimiento. Tu comprensión en los momentos difíciles, tu aliento y ánimo constantes, fueron imprescindibles para poder terminar y no bajar los brazos. También extendo mi agradecimiento a Jesús, Álvaro, José Manuel “Villa” y Juan Jesús, por sus consejos y ánimos, excelentes personas y profesionales.

A mis compañeros del fondo 31, por los cafés, los paseos, y las charlas para despejar la cabeza. Gracias a todos, y en especial a David, Khaoula, Rubén y Edel, por sus consejos y amistad durante este tiempo. A mis compañeros, amigos y familia temporal durante mis estancias en CRUSA. En especial a Diogo, las chicas, Consu, Lu y Bere, que a pesar del poco tiempo que compartimos, forjamos una amistad excelente.

A mis colegas y amigos del Departamento de Electrónica de la UNPSJB. Muchas gracias por la mano inmensa que me han dado todo este tiempo, Carlos, Rómulo, Tincho, Nico y José. Tanto por cubrirme en las materias, como por sus consejos y aliento. A mis amigos de Trelew y de Comodoro. Que de una forma u otra me acompañaron en este proceso, compartiendo asados y juntadas.

En lo familiar, agradezco eternamente a mis viejos y a mis hermanos, por el apoyo de siempre, y el aliento en todo momento, incluso a la distancia. A Iva, el amor de mi vida, gracias infinitas por el aguante, y por acompañarme en esta locura que juntos estamos emprendiendo. Por ser mi cable a tierra, y aguantarme en todos los estados de ánimo que se puedan tener.

Finalmente, quiero agradecer a la educación pública y no arancelada de Argentina,

particularmente a la Universidad Nacional de la Patagonia San Juan Bosco. Además, agradezco a la Universidad de Alcalá y a la Fundación Carolina, por las ayudas económicas que me permitieron realizar las estancias en España.



# Resumen

Esta tesis se enfoca al diseño de señal basado en códigos Zadoff-Chu para la mejora de las prestaciones y la robustez de sistemas de posicionamiento ultrasónicos basados en la medida de tiempos de vuelo, tanto en espacios interiores aéreos como en entornos subacuáticos. El uso de estos códigos resulta de especial interés en entornos perjudicados por el efecto Doppler, debido al movimiento relativo entre emisor y receptor, ya que la correlación con estas secuencias aporta mayor robustez a los desplazamientos en frecuencia que los esquemas tradicionales.

El método empleado por este tipo de sistemas de posicionamiento, basados en la medida del tiempo de propagación de señales acústicas, resulta adecuado en entornos donde las señales GNSS (*Global Navigation Satellite Systems*) sufren una mayor atenuación, como en el interior de edificios o en entornos subacuáticos. Así, el sistema aquí planteado da solución a varios tipos de aplicaciones, como el guiado de vehículos, drones o personas en espacios interiores; o vehículos subacuáticos, sensores o buzos debajo del agua.

La mayoría de sistemas de posicionamiento en entornos subacuáticos, están basados en la emisión de señales ultrasónicas debido a la baja atenuación que presentan, en comparación con las ondas electromagnéticas. En entornos aéreos, el uso de señales acústicas permite obtener precisiones centimétricas a un bajo costo, aunque reduciendo el área de trabajo de los sistemas de posicionamiento [UHG<sup>+</sup>18]. La codificación de estas señales, aporta además robustez frente al ruido, la multiemisión, y el incremento en la precisión en la medida de tiempos de vuelo. En este sentido, tras el análisis y comparación pormenorizado de los códigos más favorables para este tipo de aplicaciones, se ha enfocado el estudio en los códigos Zadoff-Chu por sus propiedades de autocorrelación (AC) y correlación cruzada (CC) y su robustez frente al Doppler. Para completar el diseño de la señal a transmitir, se requiere de un esquema de modulación que no degrade las propiedades de las secuencias, o bien que su combinación las mejore. En este sentido, se ha propuesto el uso de cuatro esquemas de modulación para permitir el acceso al medio de las secuencias: modulación por desplazamiento de fase (PSK, *Phase Shift Keying*), por división de frecuencias ortogonales (OFDM), por saltos de frecuencia (FH) o incluso un novedoso esquema a partir de símbolos chirp ortogonales (OCDM).

Para la evaluación del desempeño de los esquemas de codificación/modulación mencionados, se han utilizado modelos matemáticos que describen el comportamiento

de diversos efectos en estos entornos de interés, lo que ha permitido simular las emisiones en diferentes situaciones, y comparar los resultados obtenidos en cada esquema a partir del análisis de métricas específicas. Además, se ha contribuido al desarrollo de dos aplicaciones con interfaz gráfica para el usuario, que facilitan las tareas de investigación en el uso de estos modelos de simulación, uno en espacios interiores, y otro considerando los efectos del entorno subacuático.

Entre los aportes y/o contribuciones mas importantes de esta tesis se pueden enumerar: a) Estudio pormenorizado y clasificación de distintos esquemas de codificación y modulación, para el diseño de una señal robusta frente a las interferencias típicas que afectan los sistemas de posicionamiento basados en la medida de tiempos de vuelo. Así, se ha propuesto el uso de secuencias Zadoff-Chu por sus propiedades de AC, CC y robustez al Doppler, y se han analizado cuatro esquemas de modulación para su aplicación en estos sistemas. b) Propuesta de un novedoso esquema de modulación para secuencias Zadoff-Chu empleando símbolos chirp. c) Nuevo método de selección de semillas favoritas para la obtención de secuencias que mejoran las propiedades de AC y CC. d) Estudio exhaustivo del desempeño de estos esquemas en sistemas de posicionamiento basados en la medida de tiempos de vuelo aperiódicos, tanto en espacios aéreos como en entornos subacuáticos. Para el estudio se han modelado los efectos típicos de estos entornos, los cuales además han servido como base para el desarrollo de dos aplicaciones de simulación con interfaz de usuario. e) Diseño de un nuevo algoritmo de detección de picos para la mejora de la medida de tiempos de vuelo en entornos afectados por multicamino.

Finalmente, se ha podido comprobar y validar el comportamiento de los esquemas propuestos, tanto por los modelos de simulación, como por las pruebas experimentales realizadas en diferentes entornos, en estático y en movimiento.

# Abstract

This thesis focuses on signal design based on Zadoff-Chu codes to improve the performance and robustness of ultrasonic positioning systems based on time-of-flight measurements, both in indoor air and underwater environments. The use of these codes is of particular interest in environments impaired by the Doppler effect, due to the relative motion between transmitter and receiver, since the correlation with these sequences provides greater robustness to frequency shifts than traditional schemes.

The method used by this type of positioning system, based on the measurement of the propagation time of acoustic signals, is suitable in environments where GNSS (Global Navigation Satellite Systems) signals suffer high attenuation, such as inside buildings or in underwater environments. The system proposed here provides a solution to several types of applications, like the guidance of vehicles, drones, or people in indoor spaces; or underwater vehicles, sensors, or divers under the sea.

Most positioning systems in underwater environments are based on the emission of ultrasonic signals due to their low attenuation compared to electromagnetic waves. Using acoustic signals in aerial environments allows obtaining centimeter accuracies at a low cost, although reducing the working area of the positioning systems. Coding these signals also provides robustness against noise, multi-emission, and increased accuracy in the time of flight measurement. After a detailed analysis and comparison of the most favorable codes for this kind of application, the study has focused on the Zadoff-Chu codes due to their autocorrelation (AC), cross-correlation (CC) properties and their robustness against Doppler. To complete the design, a modulation scheme that does not degrade the properties of the sequences is required, or the one that, combined with the codes, improves the resulting signal. In this sense, four modulation medium access schemes were proposed to allow the sequences emission: phase shift keying (PSK), orthogonal frequency division modulation (OFDM), frequency hopping (FH), or even a novel scheme proposed here based on orthogonal chirp symbols (OCDM).

To evaluate the performance of the mentioned coding/modulation schemes, mathematical models describing the behavior of various effects in these environments of interest have been used, which has allowed simulating the emissions in different situations, comparing the results obtained in each scheme based on the analysis of specific metrics. In addition, it has contributed to the development of two applications with a user-friendly

interface. These applications can facilitate the research tasks in using these simulation models, one in indoor spaces and the other considering the effects of the underwater environment.

Among the most important claims to novelty of this thesis are: a) Detailed study and classification of different coding and modulation schemes, allowing a robust signal design against the typical interferences that affect positioning systems based on the times of flight measurements. Thus, the use of Zadoff-Chu sequences has been proposed for their AC, CC, and Doppler robustness properties, together with four modulation schemes for their application in these systems. b) A novel modulation scheme for Zadoff-Chu sequences using chirp symbols. c) New method of selection of favorite seeds to obtain sequences that improve the properties of AC and CC. d) Exhaustive study of the performance of these schemes in positioning systems based on the aperiodic time of flight measurement, both in indoor and underwater environments. For the study, the typical effects of these environments have been modeled, which have also served as the basis for developing two simulation applications with a user interface. e) New peak detection algorithm design to improve the time of flight measurement in multipath-affected environments.

Finally, it has been possible to verify and validate the behavior of the proposed schemes, both by simulation models and experimental tests carried out in different environments, also in static and in motion.

# Índice general

Resumen	ix
Abstract	xi
Índice general	xiii
Índice de figuras	xvii
Índice de tablas	xxv
Lista de acrónimos	xxxii
Lista de símbolos	xxxv
<b>1 INTRODUCCIÓN</b>	<b>1</b>
1.1 Motivación y objetivos . . . . .	2
1.2 Contexto de la tesis . . . . .	4
1.3 Estructura de la tesis . . . . .	6
<b>2 ESTADO DEL ARTE</b>	<b>9</b>
2.1 Conceptos básicos en diseño de señales . . . . .	10
2.1.1 Filtro acoplado y Correlación periódica/aperiódica . . . . .	10
2.1.2 Códigos incorrelados, ortogonales y cuasi ortogonales . . . . .	11
2.1.3 Métricas de evaluación . . . . .	13
2.2 Clasificación de códigos . . . . .	16
2.2.1 Códigos binarios . . . . .	17
2.2.1.1 Secuencias Barker . . . . .	17
2.2.1.2 Secuencias pseudo-aleatorias (PN) . . . . .	17
2.2.1.3 Conjuntos de secuencias complementarias binarias . . . . .	21

2.2.1.4	Secuencias ortogonales generalizadas (GO) . . . . .	22
2.2.2	Códigos multinivel . . . . .	26
2.2.3	Códigos polifásicos . . . . .	27
2.2.3.1	Códigos Uniformes . . . . .	28
2.2.3.2	Códigos No-Uniformes . . . . .	32
2.2.4	Códigos generados de forma heurística . . . . .	33
2.2.5	Comparativa frente al desplazamiento Doppler . . . . .	33
2.3	Modulación . . . . .	34
2.3.1	Modulación por desplazamiento de fase PSK . . . . .	34
2.3.2	Modulación por salto de frecuencia . . . . .	35
2.3.3	Multiplexación por división de Frecuencias Ortogonales (OFDM) . . . . .	37
2.3.4	Multiplexación por División de Chirps Ortogonales . . . . .	38
2.4	Uso de señales codificadas en sistemas de medida basados en tiempos de vuelo . . . . .	40
2.4.1	Sistemas de posicionamiento en interiores . . . . .	41
2.4.2	Sistemas de posicionamiento subacuáticos . . . . .	42
2.5	Modelos de simulación . . . . .	43
2.6	Conclusiones . . . . .	45
<b>3</b>	<b>ESTUDIO DE CÓDIGOS ZC EN ENTORNOS APERIÓDICOS</b>	<b>49</b>
3.1	Comportamiento en banda base . . . . .	49
3.1.1	Efecto de la longitud del código . . . . .	49
3.1.2	Estudio para la mejora de las cotas de correlación . . . . .	51
3.2	Efecto de la modulación . . . . .	55
3.2.1	Modulación QPSK . . . . .	55
3.2.1.1	Efecto de raíces simétricas en QPSK . . . . .	55
3.2.1.2	Efecto del número de ciclos $N_c$ de portadora . . . . .	55
3.2.1.3	Efecto del incremento de la longitud $L_{ZC}$ . . . . .	56
3.2.1.4	Efecto del tipo de símbolo de modulación . . . . .	57
3.2.2	Modulación Frequency Hopping . . . . .	59
3.2.2.1	Esquema Fast-FH . . . . .	60
3.2.2.2	Esquema Slow-FH . . . . .	63
3.2.3	Modulación Chirp (OCDM) . . . . .	65

3.2.4	Modulación OFDM . . . . .	67
3.2.5	Conclusiones . . . . .	70
<b>4</b>	<b>APLICACIÓN DE SEC. ZC EN SIST. DE POS. AÉREOS</b>	<b>73</b>
4.1	Descripción de un sistema de posicionamiento . . . . .	74
4.2	Modelado de efectos típicos . . . . .	76
4.2.1	Características del transductor . . . . .	77
4.2.2	Efectos propios del canal . . . . .	78
4.2.3	Efectos dependientes de la ubicación del receptor . . . . .	79
4.2.3.1	Efecto cerca-lejos . . . . .	79
4.2.3.2	Efecto multicamino . . . . .	80
4.2.3.3	Efecto Doppler . . . . .	81
4.3	Estudio del desempeño de los esquemas de modulación frente a diversos efectos . . . . .	82
4.3.1	Ruido introducido por el canal . . . . .	83
4.3.2	Efecto cerca-lejos . . . . .	84
4.3.3	Efecto multicamino . . . . .	85
4.3.4	Efecto Doppler . . . . .	86
4.4	Algoritmo de detección de llegadas . . . . .	89
4.5	Desarrollo de un entorno gráfico para simulaciones . . . . .	91
4.6	Pruebas experimentales . . . . .	92
4.6.1	Contexto y estructura base para las pruebas realizadas . . . . .	92
4.6.2	Pruebas experimentales en estático . . . . .	94
4.6.3	Pruebas en movimiento para el estudio del Doppler . . . . .	97
4.6.3.1	Caso 2.1: Estudio del Doppler con ALPS . . . . .	99
4.6.3.2	Caso 2.2: Estudio del Doppler con un emisor único . . . . .	102
4.7	Conclusiones . . . . .	103
<b>5</b>	<b>APLICACIÓN DE SEC. ZC EN SIST. DE POS. SUBACUÁTICOS</b>	<b>105</b>
5.1	Descripción de un sistema de posicionamiento subacuático . . . . .	106
5.2	Estructura desarrollada para las pruebas experimentales . . . . .	107
5.3	Modelado del sistema . . . . .	108
5.4	Caracterización de un transductor . . . . .	110
5.4.1	Análisis de impedancia . . . . .	110

---

5.4.2	Caracterización en frecuencia . . . . .	111
5.5	Desarrollo de entorno gráfico para simulaciones . . . . .	111
5.6	Análisis del TOF en entorno reducido afectado por multicamino . . . . .	113
5.6.1	Resultados de simulación . . . . .	114
5.6.2	Pruebas experimentales . . . . .	119
5.7	Análisis del TOF en entorno abierto en aguas poco profundas . . . . .	123
5.7.1	Pruebas de simulación empleando el modelo del entorno . . . . .	124
5.7.1.1	Simulación del efecto de diferentes distancias . . . . .	126
5.7.1.2	Efecto Doppler en entornos abiertos . . . . .	130
5.7.2	Pruebas experimentales en el muelle del puerto . . . . .	134
5.7.2.1	Efecto de la longitud de las secuencias . . . . .	136
5.7.2.2	Medida del tiempo de vuelo a diferentes distancias . . . . .	138
5.8	Conclusiones . . . . .	141
<b>6</b>	<b>CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS</b>	<b>145</b>
6.1	Conclusiones . . . . .	145
6.2	Aportes novedosos . . . . .	148
6.3	Trabajos futuros . . . . .	149
6.4	Publicaciones derivadas de la tesis . . . . .	150
6.4.1	Revistas internacionales . . . . .	150
6.4.2	Congresos internacionales . . . . .	151
6.4.3	Congresos nacionales y seminarios . . . . .	151
	<b>Bibliografía</b>	<b>153</b>



# Índice de figuras

2.1	Correlaciones AC (a) y CC (b) de códigos ortogonales, AC (c) y CC (d) de códigos GO y, AC (e) y CC (f) de códigos GQO. . . . .	14
2.2	Clasificación general de códigos de ensanchado de espectro utilizados en sensado activo. Adaptación de la figura 1 en [GPÁ <sup>+</sup> 15]. . . . .	16
2.3	AC y CC, periódicas (izquierda) y aperiódicas (derecha) de secuencias Kasami de longitud 63. . . . .	20
2.4	Suma con propiedades ideales de la correlación de 4 secuencias CSS de longitud $L = 16$ . . . . .	22
2.5	Valor absoluto de la autocorrelación (arriba) y Correlación Cruzada (abajo) de secuencias LS de longitud $L = 79$ , generada a partir de $K = 4$ pares Golay de longitud $L_0 = 16$ . Se puede observar la ventana libre de interferencia de tamaño $IFW = 31$ , para $W = 15$ . . . . .	24
2.6	Elementos complejos de una secuencia ZC de longitud $L=32$ y módulo unitario. . . . .	29
2.7	Funciones de AC y CC para las secuencias Zadoff-Chu $Z_{r_1}$ y $Z_{r_{30}}$ de longitud $L = 31$ . Considerando correlación periódica (izq.) y aperiódica (der.). . . . .	30
2.8	Funciones de ambigüedad para secuencias (a) Zadoff-Chu ( $L=67$ ), (b) Kasami ( $L=63$ ) y (c) LS ( $L=79$ ). . . . .	34
2.9	Esquema del emisor PSK genérico para secuencias complejas y binarias para el $k$ -ésimo usuario. . . . .	35
2.10	Patrón de saltos de portadora para 5 emisores, con una permanencia $T_s$ en cada portadora antes de realizar el siguiente salto. . . . .	36
2.11	Ejemplo de emisión de una secuencia de longitud 7 para el emisor B1 y cinco saltos de portadora, para ambos esquemas Slow-FH (arriba) y Fast-FH (abajo). . . . .	36
2.12	Esquema $k$ -ésimo emisor FHSS, válido tanto para Slow-FH como para Fast-FH. . . . .	37

2.13	Esquema del $k$ -ésimo emisor OFDM, empleando modulación DMT y secuencias complejas para obtener una salida real. . . . .	38
2.14	Conjunto de cinco símbolos chirp cuasi-ortogonales generados a partir de los datos de la tabla 2.4. . . . .	40
2.15	Esquemas de emisión de señales para la medida de tiempos de vuelo. En (a) el objetivo está equipado con un emisor, y en (b) con un receptor. . . .	41
2.16	Despliegue de sistemas (a)LBL y (b) BSL en entornos subacuáticos. . . . .	43
3.1	Función de autocorrelación para una secuencia de $L_{ZC} = 31$ (a) y $L_{ZC} = 127$ (b). En ambas se indica el lóbulo lateral de mayor amplitud, obtenido en valor absoluto. . . . .	50
3.2	Función de autocorrelación para dos secuencias de longitud (a) $L_{ZC} = 125$ y (b) $L_{ZC} = 127$ usando la misma raíz de generación en ambos casos de $r_k = 20$ . . . . .	50
3.3	Cotas $\theta_{AC}$ para secuencias de longitud (a) $L_{ZC} = 125$ y (b) $L_{ZC} = 127$ , para las $L-1$ raíces de generación $r_k$ . . . . .	51
3.4	Valores de $\theta_{AC}$ para longitud $L_{ZC} = 521$ , donde se destacan en rojo las semillas favoritas elegidas según el método aplicado: (a) redondeando $L_{ZC}/n$ por el entero más cercano o (b) las que satisfacen $\text{mod}(L_{ZC}, n) = 1$ . En negro se indica la curva exponencial del patrón que siguen estas semillas. 52	52
3.5	Funciones de CC empleando: (a) semillas simétricas ( $r_k = \{1, L_{ZC} - 1\}$ ) y (b) no simétricas ( $r_k = \{1, 260\}$ ). La CC está normalizada a la amplitud del pico máximo de AC para una secuencia de longitud $L_{ZC} = 521$ . . . . .	56
3.6	Espectro en frecuencia de una secuencia ZC de longitud $L_{ZC} = 521$ utilizando 2, 4 y 8 ciclos por símbolo de modulación. . . . .	56
3.7	Funciones de AC normalizadas de una secuencia ZC de longitud $L_{ZC} = 521$ modulada con (a) 2 y (b) 4 ciclos por símbolo de modulación. . . . .	57
3.8	Comparación de dos secuencia ZC de longitud $L_{ZC} = 521$ y 271 modulados con 2 ciclos por símbolo de modulación. . . . .	57
3.9	(a) Función de AC normalizada para una secuencia de longitud $L_{ZC} = 521$ , modulada con un símbolo senoidal (azul) o cuadrado (rojo). (b) Espectro en frecuencia de la señal obtenida empleando ambos símbolos de modulación. 58	58
3.10	Medida del ancho del pico de AC al 70% y 40% de la amplitud del pico principal. . . . .	58
3.11	Espectro de cada portadora para el emisor 1, considerando (a) 3 emisores y (b) 5 emisores simultáneos. Espectro en frecuencia resultante total para el emisor 1 considerando (c) 3 emisores y (d) 5 emisores simultáneos. . . .	60

3.12 AC de señal Fast-FH para  $L_{ZC} = 17$ ,  $T_s = 145$  y semilla  $r_k = 3$ . . . . . 61

3.13 Función de AC para secuencias (a) Fast-FH y (b) Slow-FH para una longitud  $L_{ZC} = 7$ , símbolo  $T_s = 350$  y semilla  $r_k = 1$ . . . . . 64

3.14 Espectro en frecuencia de las 5 señales moduladas. . . . . 66

3.15 Conjunto de cinco símbolos chirp cuasi-ortogonales generados a partir de los datos de la tabla 3.13, y una duración por símbolo de 1 ms. . . . . 66

3.16 Valores de cota  $\theta_{AC}$  para todas las semillas, de dos secuencias de longitud (a)  $L_{ZC} = 199$  y (b)  $L_{ZC} = 195$ . . . . . 68

3.17 Valores de PAPR para todas las semillas, de dos secuencias de longitud (a)  $L_{ZC} = 199$  y (b)  $L_{ZC} = 195$ . . . . . 68

3.18 Señales moduladas, de dos secuencias de longitud (a)  $L_{ZC} = 199$  y (b)  $L_{ZC} = 195$ , empleando una semilla de generación  $r_k = 39$ . Las funciones de AC para ambas señales, en (c) para  $L_{ZC} = 199$  y en (d) para  $L_{ZC} = 195$ . 69

3.19 AC de señal Fast-FH para  $L_{ZC} = 11$  y semilla  $r_k = 3$ . . . . . 69

4.1 Diagrama de bloques de un sistema de posicionamiento acústico orientado a privacidad. . . . . 74

4.2 Representación de la diferencia entre los conceptos de TOF, TOA, TDOF y TDOA. . . . . 75

4.3 Esquema general del sistema propuesto adaptado a un entorno aéreo. . . . 76

4.4 Para el transductor Prowave 328ST160 [PWEC05], se representa (a) Respuesta en frecuencia medida (rojo) y el modelo del filtro FIR diseñado (azul), y en (b) la impedancia y ángulo de fase medidos como función de la frecuencia. . . . . 78

4.5 Patrón de directividad en función del ángulo de radiación para el transductor Prowave 328ST160. Extraída de [PWEC05]. . . . . 78

4.6 Representación gráfica del efecto cerca-lejos de un dron circulando por debajo de un sistema de balizas a diferentes distancias. . . . . 80

4.7 Ejemplo de la detección errónea de un pico de correlación, a causa de la suma de varias réplicas demoradas. . . . . 80

4.8 Error RMSE en la detección del pico de AC, como función de la variación del SNR, para el estudio del efecto del ruido AWGN. . . . . 84

4.9 Valor de RMSE en la detección del pico de AC considerando el efecto cerca-lejos en función del factor de atenuación  $A_2$  normalizado. . . . . 85

4.10 Factor de atenuación exponencial  $A_{1l}$ , obtenido en función del retardo aleatorio  $d_l$ . . . . . 86

4.11 CDF del error en la detección del pico para la señal afectada por multicamino aleatorio. . . . .	86
4.12 Valor RMSE del error en la detección del pico de correlación como función de la velocidad relativa entre emisor y receptor, aplicando efecto Doppler y una SNR = 20 dB. . . . .	87
4.13 Valor del SMR como función de la velocidad del receptor, para una SNR = 20 dB. . . . .	88
4.14 Amplitud normalizada del pico principal como función de la velocidad del receptor. Se normaliza a la amplitud del primer pico sin efecto Doppler, para una SNR = 20 dB. . . . .	88
4.15 Función de ambigüedad de la autocorrelación para diferentes velocidades. La amplitud se ha normalizado a la del primer pico a $v = 0$ m/s. . . . .	89
4.16 Función de ambigüedad para los esquemas (a) ZC-FastFH y (b) ZC-SlowFH, visualizando la autocorrelación completa y los lóbulos laterales que surgen con el incremento de la velocidad. La amplitud se ha normalizado a la del primer pico a $v = 0$ m/s. . . . .	90
4.17 Ejemplos del algoritmo de detección de pico aplicado luego de la correlación, para (a) una medida válida, (b) una inválida por presentar picos fuera de la ventana de validación y (c) medida inválida por pico máximo de baliza B2 (en rojo) por debajo del umbral del 30% de amplitud del pico de referencia de $B_{ref}$ . . . . .	91
4.18 Diagrama de bloques de la herramienta de simulación para entornos aéreos.	92
4.19 Diagrama en bloques que componen el ALPS y el receptor utilizado en las pruebas experimentales. Adaptación de la figura 16 de [PRHGG <sup>+</sup> 22]. . . .	93
4.20 Montaje del entorno para la prueba con el receptor en catorce posiciones fijas y el ALPS fijo en el techo a una altura de 3.5 m. En el margen inferior derecho se muestra una representación del entorno, y los 14 puntos de prueba.	94
4.21 CDF de la distancia Euclidiana entre el punto obtenido y el correcto, para los catorce puntos de prueba estudiados. A los <i>outliers</i> se les asigna un valor elevado para incorporarlos a la CDF. . . . .	95
4.22 Gráfico de barras representando, el porcentaje de medidas válidas (Emi. Val.) y la desviación típica del error de estimación de la posición, para todos los puntos. Aquellos valores que superan los límites de los ejes, tienen a un lado indicado el valor resultante en cm. . . . .	96
4.23 CDF de la distancia Euclidiana entre el punto obtenido y el correcto, para los puntos de prueba {4, 8, 9, 13} que poseen el 100% de medidas válidas.	97

4.24	Gráfico de barras representando el valor medio y la desviación típica del error de estimación de la posición, para los puntos {4, 8, 9, 13} que poseen el 100 % de medidas válidas. . . . .	97
4.25	Representación de los puntos de prueba, y los resultados obtenidos. Se representa el valor medio de cada esquema en cada punto de prueba, y la elipse que contiene el 95 % de las medidas, utilizando el mismo formato de línea y color indicado en la leyenda. Además se amplían los puntos con los mejores resultados {4, 8, 9, 13}. . . . .	98
4.26	Perfil de la posición (izquierda) y velocidad (derecha) versus tiempo, asignado al deslizador para el estudio del efecto Doppler, en el que se alcanza una velocidad constante de 2 m/s justo a la mitad del deslizador durante 1/3 de segundo. . . . .	98
4.27	Montaje preparado para el estudio del efecto Doppler para los dos casos de estudio, (a) empleando el ALPS y (b) con un único emisor. . . . .	99
4.28	Valor medio del SMR durante el trayecto del receptor sobre el deslizador, con un recorrido de 2 m y alcanzando una velocidad máxima de 2 m/s a la mitad del recorrido. El valor medio contempla las recepciones de los 5 emisores del ALPS. . . . .	100
4.29	Valor medio de la amplitud normalizada del pico máximo durante el trayecto del receptor sobre el deslizador, con un recorrido de 2 m y alcanzando una velocidad máxima de 2 m/s a la mitad del recorrido. El valor medio contempla las recepciones de los 5 emisores del ALPS. . . . .	101
4.30	Funciones de ambigüedad representando el efecto Doppler sobre las correlaciones para la baliza B1. Prueba experimental con el receptor sobre el deslizador y el ALPS como emisor. . . . .	102
5.1	Esquema completo de un sistema de posicionamiento en entornos subacuáticos. . . . .	107
5.2	Diagrama de bloques que presenta el sistema emisor y receptor utilizado para las pruebas experimentales. . . . .	108
5.3	Ejemplo de la salida del trazado de rayos de [AS13] para 500 m, y 100 rayos para una mejor apreciación. En rojo, se puede observar el emisor (E) a la izquierda, y el receptor (R) a la derecha. . . . .	109
5.4	Impedancia del transductor RESON TC 1026 medida con un analizador de impedancia HP 4192A LF. . . . .	111
5.5	Foto del montaje en la piscina para las pruebas experimentales, con una separación de 1m entre emisor y receptor, ambos sumergidos a 1.5 m. . . . .	112

5.6	Respuesta en frecuencia del transductor RESON TC 1026, obtenida experimentalmente. . . . .	113
5.7	Diagrama de bloques de la herramienta de simulación para entornos subacuáticos. . . . .	113
5.8	Piscina empleada para la realización de las pruebas experimentales. . . . .	114
5.9	Esquema de los perfiles vertical y horizontal que se tiene en cuenta para las simulaciones. . . . .	115
5.10	Ubicación de los emisores y el receptor en las simulaciones realizadas en la piscina. . . . .	116
5.11	Perfiles de batimetría para las simulaciones en la piscina entre (a) Emisor 4 y receptor con un perfil vertical y (b) Emisor 2 y receptor con el perfil horizontal. Donde el triángulo rojo de la izquierda representa el emisor, y a la derecha el receptor. . . . .	117
5.12	CDF del error absoluto en la medida del tiempo de vuelo, obtenido como la diferencia entre el valor real y el estimado, representado para cada uno de los 5 emisores y 4 esquemas evaluados en la piscina. Correlación sobremuestreada a 2 MHz para aumentar la resolución de la CDF. . . . .	118
5.13	CDF del valor de SMR en la correlación de los 5 emisores y 4 esquemas evaluados en la piscina. . . . .	118
5.14	Correlación de los 5 emisores para la misma ventana de tiempo. La señal recibida es la suma que contempla los rebotes en los perfiles vertical y horizontal. . . . .	119
5.15	Comparativa de las funciones de autocorrelación (arriba) y el espectro ocupado por las señales a transmitir (abajo). . . . .	120
5.16	(izquierda) Ventana procesada de la señal recibida a una separación de 6 m, (centro) la correlación con cada esquema y (derecha) la vista aumentada de la zona recuadrada en línea punteada. . . . .	121
5.17	CDF del error absoluto entre la distancia real y la estimada, para separaciones de a) 1 m, b) 3 m y c) 6 m. . . . .	122
5.18	CDF de la relación entre el máximo lóbulo lateral y el pico principal (SMR), para los esquemas a separaciones de a) 1 m, b) 3 m y c) 6 m. . . . .	123
5.19	Vista aérea del puerto de Comodoro Rivadavia. Chubut, Argentina. Imágen obtenida de Google Maps © . . . . .	124
5.20	Ventana de configuración de las características del entorno de prueba, de la herramienta de simulación utilizada. . . . .	125

5.21 Vista aérea de la distribución del receptor y emisor en el muelle del puerto. Extraída de Google Maps ©. Las distancias entre los emisores y el receptor corresponden a 104 m, 171 m y 260 m respectivamente. . . . . 127

5.22 Perfiles de batimetría considerados para los emisores (a) E1 y (b) E3, para las pruebas a diferentes distancias. El triángulo rojo a la izquierda representa el emisor, y el receptor a la derecha en la zona menos profunda del puerto. Se han trazado únicamente 50 rayos para una clara visualización del rebote en el terreno. . . . . 127

5.23 CDF del error absoluto en la detección del pico de correlación, para los esquemas propuestos considerando 3 emisores a diferentes distancias: Emisor 1 a 104 m, Emisor 2 a 171 m y Emisor 3 a 260 m. . . . . 128

5.24 CDF del valor SMR para los esquemas propuestos considerando 3 emisores a diferentes distancias. Emisor 1 a 104 m, Emisor 2 a 171 m y Emisor 3 a 260 m. . . . . 129

5.25 Superposición de las correlaciones de los tres emisores en la misma ventana de tiempo. Esquema ZC-QPSK con longitud de secuencia  $L = 1021$ . . . . . 129

5.26 Trazado de 50 rayos y batimetría considerada para las simulaciones. Extraída de la herramienta de simulación. . . . . 130

5.27 Valor RMSE del error en la detección del pico de correlación, como función de la velocidad relativa entre emisor y receptor aplicando efecto Doppler. La ventana pequeña muestra una vista ampliada de los resultados entre 0 y 0.5 ms de RMSE, y para todo el rango de velocidad. . . . . 131

5.28 Valor del SMR como función de la velocidad relativa entre emisor y receptor aplicando efecto Doppler. . . . . 132

5.29 Amplitud normalizada del pico principal como función de la velocidad del receptor. Se normaliza a la amplitud del pico sin efecto Doppler. . . . . 133

5.30 Funciones de ambigüedad de la correlación entre la señal recibida y el primer emisor de cada esquema a evaluar. Donde  $t = 0$  es el instante de detección del pico sin Doppler, evaluando en un rango de velocidad entre 0 y 5 m/s. . . . . 134

5.31 Foto del montaje del emisor en las instalaciones del puerto. . . . . 135

5.32 (izquierda) señal grabada indicando la ventana de tiempo correspondiente a la correlación mostrada con cada esquema, (centro) correlación con el esquema correspondiente y (derecha) espectro en frecuencia de la señal recibida. . . . . 137

5.32 Continuación. . . . . 138

5.33 Ruido captado en la recepción de la señal y el espectro en frecuencia que ocupa cada uno de ellos. . . . . 139

---

5.34 CDF del error absoluto en la detección del pico de correlación, comparando diferentes longitudes de señales. . . . .	139
5.35 CDF de la relación entre el máximo lóbulo lateral y el pico principal (SMR), para los esquemas de diferente duración. . . . .	140
5.36 CDF del error absoluto en la detección del pico de correlación, comparando los esquemas de mayor duración a diferentes distancias de separación entre emisor y receptor (a) Emisor 1 a 104 m, (b) Emisor 2 a 171 m y (c) Emisor 3 a 260 m. . . . .	141
5.37 CDF de la relación entre el máximo lóbulo lateral y el pico principal (SMR), para los esquemas evaluados a diferentes distancias de separación entre emisor y receptor (a) Emisor 1 a 104 m, (b) Emisor 2 a 171 m y (c) Emisor 3 a 260 m. . . . .	142



# Índice de tablas

2.1	Secuencias Barker conocidas. . . . .	17
2.2	Resumen de las propiedades principales de las secuencias GO mencionadas. Adaptación de la tabla 2 de [GPÁ <sup>+</sup> 15]. . . . .	27
2.3	Resumen de características de las secuencias polifásicas más habituales en sensado activo. . . . .	31
2.4	Frecuencias iniciales $f_{l_k}$ y las tasas de incremento $\mu_k$ para las chirp parciales $p$ y $q$ para la generación de señales OCDM $CH_k(t)$ . . . . .	39
2.5	Resumen de trabajos previos en entornos aéreos, indicando sus características principales. . . . .	47
2.6	Resumen de trabajos previos en entornos subacuáticos, indicando sus características principales. . . . .	48
3.1	Semillas favoritas de generación en función de la longitud $L_{ZC}$ . . . . .	54
3.2	Cotas de CC para diferentes $L_{ZC}$ considerando $K$ de 2 a 5 emisores simultáneos, asignando a cada emisor una raíz de generación favorita, seleccionada de la tabla 3.1. $\theta_{AC_{max}}$ corresponde a la peor cota de las 5 semillas. . . . .	54
3.3	Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en QPSK, considerando $K$ de 2 a 5 emisores simultáneos, asignando a cada emisor una raíz de generación favorita, seleccionada de la tabla 3.1. . . . .	59
3.4	Semillas de generación utilizadas en función de la longitud $L_{ZC}$ , y sus cotas de AC en banda base. En azul están destacadas aquellas semillas simétricas con alguna anterior, o que están por debajo del umbral de las preferidas. . . . .	61
3.5	Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Fast-FH, considerando $k$ de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud total de señal $T_d$ constante. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica. . . . .	61

3.6	Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Fast-FH, considerando $k$ de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de símbolo constante, con $T_s = 350$ muestras. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica. . . . .	62
3.7	Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Fast-FH, considerando $k$ de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de símbolo constante, con $T_s = 150$ muestras. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica. . . . .	62
3.8	Métricas considerando $K$ de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de la secuencia constante $L_{ZC} = 17$ e incrementando el tamaño de símbolo $T_s$ . En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.	63
3.9	Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Slow-FH, considerando $K$ de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud total de señal $T_d$ constante. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica. . . . .	63
3.10	Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Slow-FH, considerando $k$ de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de símbolo constante, con $T_s = 350$ muestras. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica. . . . .	64
3.11	Idem tabla 3.10 con $T_s = 150$ . . . . .	64
3.12	Métricas considerando $K$ de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de la secuencia constante $L_{ZC} = 17$ e incrementando el tamaño de símbolo $T_s$ . En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.	65
3.13	Frecuencias iniciales $f_{l_k}$ y las tasas de incremento $\mu_k$ para las chirp parciales $p$ y $q$ para la generación de los símbolos OCDM $CH_k(t)$ . . . . .	65
3.14	Parámetros de configuración para la obtención de los símbolos chirp $CH_k(t)$ .	66
3.15	Métricas considerando $K$ de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud total de señal $T_d$ constante, empleando modulación OCDM. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica. . . . .	67
3.16	Valor medio del ancho de banda (BW) de la señal modulada empleando OCDM. Obtenido a -3 dB o mitad de amplitud de señal normalizada. La división en la tabla separa aquellas señales con BW menor a 8 dB . . . . .	67
3.17	Parámetros de configuración para la modulación empleando el esquema OFDM. . . . .	70
3.18	Métricas considerando $K$ de 2 a 5 emisores simultáneos, incrementando la longitud de las secuencias ZC, modulando mediante esquema OFDM. . . . .	70
3.19	Métricas de los esquemas estudiados. Se destacan en naranja las métricas más favorables, y en rojo los desfavorables. . . . .	70

4.1	Parámetros resultantes de las señales moduladas. . . . .	82
4.2	Porcentaje de emisiones válidas en las pruebas experimentales para cada uno de los 14 puntos de prueba y esquemas evaluados. . . . .	95
4.3	Resultados con un solo emisor, capturando la emisión cuando este pasa a una velocidad de 2 m/s (caso 2.2). . . . .	103
5.1	Ubicación del receptor y las coordenadas en metros de los cinco puntos donde se colocó el receptor. . . . .	115
5.2	Parámetros de configuración del modelo de la piscina, adaptados del trabajo [AJÁ+15]. . . . .	116
5.3	Parámetros de las señales utilizadas en las simulaciones, para la evaluación del desempeño de los esquemas propuestos frente a un entorno con elevada presencia de multicamino. . . . .	116
5.4	Parámetros de las señales utilizadas en las pruebas experimentales, para la evaluación del desempeño de los esquemas propuestos frente a un entorno con elevada presencia de multicamino. . . . .	120
5.5	Valores medio ( $\mu$ ) y desviación típica ( $\sigma$ ) en microsegundos del error absoluto en las 3 medidas de distancia. . . . .	122
5.6	Parámetros de configuración del modelo de canal [AJÁ+12]. . . . .	124
5.7	Comparativa de la variación en frecuencia introducida por el efecto Doppler en entornos aéreos y subacuáticos. . . . .	126
5.8	Parámetros de las señales utilizadas en las simulaciones, para la evaluación del desempeño de los esquemas frente al efecto Doppler en entornos amplios. . . . .	131
5.9	Valores medio ( $\mu$ ) y desviación típica ( $\sigma$ ) en microsegundos del error absoluto en las medidas del tiempo de vuelo. . . . .	138
5.10	Valores medio ( $\mu$ ) y desviación típica ( $\sigma$ ) en microsegundos del error absoluto en las medidas del tiempo de vuelo. Se indica además el porcentaje de medidas válidas (MV) para cada esquema. . . . .	143



# Lista de acrónimos

AC	Autocorrelación.
ALPS	<i>Acoustic Local Positioning System</i> (Sistema de Posicionamiento Local Acústico).
AUV	<i>Autonomous Underwater Vehicle</i> (Vehículo Autónomo Subacuático).
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> (Ruido Blanco Aditivo Gaussiano).
BPSK	<i>Binary PSK</i> (Modulación por desplazamiento de fase binaria).
BW	<i>Band-Width</i> (Ancho de Banda).
CC	Correlación Cruzada.
CCS	<i>Complete Complementary Sequences</i> (Secuencias Complementarias Completas).
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i> (Función de Distribución Acumulada).
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> (Acceso múltiple por división de código).
CPS	<i>Complementary Polyphase Sequences</i> (Secuencias Polifásicas Complementarias).
CSS	<i>Complementary Set of Sequences</i> (Conjunto de Secuencias Complementarias).
DMT	<i>Discrete Multitone Modulation</i> (Modulación por Multitonos Discretos).
DRS	<i>Doppler Resilient Sequences</i> (Secuencias Resilientes al Doppler).
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada rápida de Fourier).
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i> (Modulación de espectro ensanchado por salto de frecuencia).

---

FIR	<i>Finite Impulse Response</i> (Respuesta al Impulso Finito).
GCC	<i>Generalized Chirp-like Codes</i> (Códigos generalizados tipo chirp).
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System</i> (Sistema Global de Navegación por Satélite).
GO	<i>Generalized Orthogonal</i> (Ortogonales Generalizadas).
GPC	<i>Generalized Pairwise Complementary Sequences</i> (Pares de Secuencias Complementarias Generalizadas).
GPS	<i>Global Positioning System</i> (Sistema de Posicionamiento Global).
GQO	<i>Generalized Quasi-Orthogonal</i> (Cuasi-Ortogonales Generalizadas).
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> (Transformada rápida inversa de Fourier).
IFW	<i>Interference-Free Window</i> (Ventana Libre de Interferencia).
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i> (Interferencia Inter-Símbolo).
ITROX	<i>Iterative Twisted Approximation</i> (Algoritmo heurístico basado en la Aproximación Trenzada Iterativa).
LBL	<i>Long Baseline</i> (Linea Base Larga).
LBS	<i>Location Based Services</i> (Servicios Basados en Localización).
LFSR	<i>Linear Feedback Shift Register</i> (Registro de Desplazamiento Lineal Realimentado).
LTE	<i>Long Term Evolution</i> (Estándar de comunicaciones de evolución a largo plazo).
MAI	<i>Multiple Access Interference</i> (Interferencia por Acceso Múltiple).
MC-CDMA	<i>Multi Carrier Code Division Multiple Access</i> (Acceso múltiple por división de código).
MF	<i>Merit Factor</i> (Factor de Mérito).
NDT	<i>Non-Destructive Tests</i> (Ensayos no Destructivos).
OCDM	<i>Orthogonal Chirp Division Multiplexing</i> (Multiplexación por División de Chirps Ortogonales).

---

OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (Multiplexación por división de frecuencias ortogonales).
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i> (Relación de potencia pico a potencia media).
PN	<i>Pseudo-Noise sequences</i> (Secuencias pseudo-aleatorias).
PPS	<i>Pulse Per Second</i> (Pulsos por Segundo).
PR	<i>Pseudo-Random sequences</i> (Secuencias pseudo-aleatorias).
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i> (Modulación por desplazamiento de fase).
PTM	Secuencias <i>Prouhet-Thue-Morse</i> .
PW	<i>Peak Width</i> (Ancho de pico).
QPSK	<i>Quadrature PSK</i> (Modulación por desplazamiento de fase en cuadratura).
RF	Radio Frecuencia.
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i> (Raíz del Error Cuadrático Medio).
SACF	<i>Sum of Aperiodic Auto-Correlation Function</i> (Suma de Funciones de Autocorrelación).
SBL	<i>Short Baseline</i> (Línea Base Corta).
SCCF	<i>Sum of Aperiodic Cross-Correlation Function</i> (Suma de Funciones de Correlación Cruzada).
SMR	<i>Sidelobe to Mainlobe Ratio</i> (Relación lóbulo lateral a lóbulo principal).
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> (Relación Señal-Ruido).
TCDMA	<i>Time-Code Division Multiple Access</i> (Acceso múltiple por división de tiempo y código).
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> (Acceso múltiple por división de tiempo).
TDOF	<i>Time Difference of Flight</i> (Diferencia de Tiempos de Vuelo).
TOA	<i>Time of Arrival</i> (Tiempo de Llegada).
TOF	<i>Time of Flight</i> (Tiempo de Vuelo).
UI	<i>User Interface</i> (Interfaz de Usuario).
UPS	<i>Ultrasonic Positioning Systems</i> (Sistemas de Posicionamiento Ultrasonicos).

- UUV *Unmanned Underwater Vehicles* (Vehículos Subacuáticos no Tripulados).
- UWB *Ultra Wideband* (Banda Ultra-ancha).
- WBAN *Wireless Body Area Network* (Red Inalámbrica de Área Corporal).
- ZCZ *Zero Correlation Zone* (Zona de Correlación Cero).



# Lista de símbolos

$\chi$	Función de ambigüedad.
$\eta$	En las secuencias GO, factor de atenuación del pico de correlación.
$\mu$	Tasa de variación de frecuencia en modulación OCDM.
$\nu$	Desplazamiento en frecuencia por efecto Doppler.
$\omega$	Ruido blanco Gaussiano.
$\Pi_{T_s}(t)$	Pulso rectangular de duración $T_s$ .
$\tau$	Desplazamiento temporal de la correlación.
$\tau_s$	En secuencias CPS, es el tiempo de duración de cada elemento de la secuencia.
$\theta$	Cota de correlación conjunta.
$\theta_{AC}$	Cota de autocorrelación.
$\theta_{CC}$	Cota de correlación cruzada.
*	Operador convolución.
$A_k$	Atenuación de la señal recibida.
$c$	Velocidad de propagación del sonido.
$C[n]$	Señal portadora.
$C_{s_n, s_m}[\tau]$	Correlación aperiódica entre secuencias $s_n$ y $s_m$ .
$D^k$	En secuencias Gold, $k$ desplazamientos cíclicos de la secuencia $m$ .
$E$	Energía de la secuencia de entrada.
$E_k$	Energía de la señal transmitida por el $k$ -ésimo emisor.
$\Phi_k^{(i)}$	En secuencias CPS, es la fase arbitraria de la $i$ -ésima secuencia.
$\phi_p^{(i)}$	En secuencias CPS, es la fase de cada elemento de la secuencia.
$f_c$	Frecuencia de portadora.

$f_h$	Frecuencia de corte superior.
$f_l$	Frecuencia de corte inferior.
$f_s$	Frecuencia de muestreo.
$f(t)$	Frecuencia instantánea en señales chirp.
$\mathbf{G}[l]$	Conjunto de secuencias Gold.
$G$	En las secuencias LS, es la transformada Z de $g_{n,k}$ .
$Hann(t)$	Ventana de Hanning.
$h[l]$	Respuesta al impulso del sistema.
$h_t(t)$	Respuesta al impulso del transductor.
$K$	Número de secuencias de un conjunto o familia de códigos.
$Kas$	Conjunto de secuencias Kasami.
$l$	$l$ -ésimo elemento de una secuencia de longitud $L$ , $0 \leq l \leq L-1$ .
$L_0$	Longitud de secuencia base que permite generar otra familia de secuencias.
$L'$	En códigos Kasami, es la longitud de la secuencia $m$ diezmada por el factor $q$ .
$L$	Longitud de la secuencia bajo estudio.
$L_{ZC}$	Longitud de la secuencia ZC.
$m$	En secuencias $m$ , cantidad de bits del LFSR.
$M$	En secuencias CSS, es la cantidad de conjuntos con $K$ secuencias cada uno.
$N_0$	Densidad de potencia espectral del ruido blanco aditivo gaussiano expresada en $W/Hz$ .
$N_c$	Número de ciclos por portadora.
$N_{FFT}$	Número de sub-bandas equiespaciadas en modulación OFDM.
$N_G$	En SMR, factor de guarda alrededor del pico principal.
$O_f$	Factor de sobremuestreo o sobremodulación.
$q$	En códigos Kasami, es el factor de diezmado de las secuencias $m$ .
$R_{s_n, s_m}[\tau]$	Correlación periódica entre secuencias $s_n$ y $s_m$ .

- $r_k$   $k$ -ésima semilla de generación de secuencias ZC.
- $r[l]$  Señal recibida.
- $\mathbf{S}[l]$  Conjunto o familia de  $K$  secuencias  $\{s_0[l], s_1[l], \dots, s_{K-1}[l], \}$ .
- $s_k[l]$   $k$ -ésima secuencia de longitud  $L$ ,  $0 \leq k \leq K - 1$ .  
Para indicar los elementos de  $s_k[l]$ , se utiliza la notación  $\{s_k[0], s_k[1], \dots, s_k[L - 1]\}$ .
- $T_c$  Duración del símbolo chirp.
- $T_d$  Duración de la señal codificada y modulada.
- $T_s$  Duración del símbolo de modulación.
- $t_b$  Duración del elemento de la secuencia.
- $t_k$  Retardo de propagación de la señal.
- u Envolvente compleja de la señal.
- $W$  Semi-ventana libre de interferencia.
- $Wq$  Semi-ventana de interferencia menor a  $\epsilon$ .
- $x_k(t)$  Señal codificada y modulada.
- $Z_H$  En modulación OFDM, es la cantidad de portadoras a anular en la parte alta del espectro.
- $Z_L$  En modulación OFDM, es la cantidad de portadoras a anular en la parte baja del espectro.



# Capítulo 1

## INTRODUCCIÓN

La localización de personas o vehículos autónomos en espacios interiores y exteriores para la oferta de servicios basados en localización (LBS, *Location Based Services*) constituye un campo de investigación en el que se siguen dedicando numerosos esfuerzos dada su aplicabilidad en el desarrollo de espacios inteligentes o dotados de inteligencia ambiental. Ejemplos de uso incluyen: guiado a través de edificios, realidad aumentada, aplicaciones de ocio contextuales, publicidad personalizada, monitorización de movimiento y extracción de patrones de comportamiento o incluso aplicaciones de logística en grandes depósitos o almacenes. En todos los casos, es fundamental la localización precisa del objetivo a localizar. En exteriores la localización suele resolverse mediante el empleo de señales satelitales (GNSS, *Global Navigation Satellite System*), con errores de posicionamiento que varían entre 5 a 120 m. No obstante, estos sistemas no son válidos para espacios interiores, no existiendo una tecnología consolidada al mismo nivel y que responda a las demandas de precisión, en ocasiones subcentimétrica, de las aplicaciones de interior.

Por otro lado, en entornos subacuáticos, debido al riesgo de deterioro del medio ambiente por las actividades humanas, resulta de interés la supervisión o monitorización de diferentes variables físicas del litoral marítimo. En la zona de influencia de la Universidad Nacional de la Patagonia San Juan Bosco (Argentina), en el área del golfo San Jorge, habitualmente se realizan actividades relacionadas con la explotación petrolera *offshore*, y aparecen problemas de contaminación debido a que las ciudades costeras vierten desechos al mar como consecuencia de sus actividades industriales. De esta manera, conocer la ubicación absoluta o relativa de un determinado elemento o nodo, ya sea un vehículo subacuático no tripulado (UUV, *Unmanned Underwater Vehicles*), otros equipos robóticos subacuáticos de exploración o un sensor que recopila datos dentro de una red, por citar algunos ejemplos, suministra una información esencial para posteriores aplicaciones o procesamiento de datos por parte de diferentes grupos científicos. Por otra parte, en redes de sensores es de suma importancia georreferenciar los datos, ya que esto permite realizar mejores estimaciones y modelados del entorno.

En los casos planteados precedentemente, los Sistemas de Posicionamiento Locales

Acústicos (ALPS, *Acoustic Local Positioning Systems*) constituyen una solución que ofrece un posicionamiento de precisión y de bajo coste. Estos sistemas suelen basarse en la emisión de señales audibles o ultrasónicas cuyos tiempos de vuelo (TOF, *Time of Flight*), deben estimarse con la mayor precisión posible a fin de determinar las relaciones espaciales en el sistema como paso previo al cálculo de las posiciones. Para aumentar la robustez y precisión en la estimación de los TOF se utilizan técnicas de espectro ensanchado basadas en el uso de códigos modulados. La selección de códigos con bajas correlaciones cruzadas entre ellos, permite la emisión simultánea de estas señales desde distintos puntos, aumentando así la tasa de medida sin apenas interferencia, incluso ante la superposición de ellas. En este sentido, la búsqueda de esquemas de codificación y modulación adecuados, constituye una línea de trabajo activa desde hace décadas y en la que se siguen dedicando esfuerzos por el impacto que tiene el diseño de la señal acústica en el desempeño final del sistema. No obstante, la aparición de diversos efectos, propios de la fenomenología típica del canal, pueden hacer que las propiedades de estos esquemas se vean disminuidas. Entre los efectos a destacar se encuentran presentes aquellos propios del canal, como el ruido, la atenuación por divergencia geométrica, los cambios de temperatura, etc; o los vinculados a la posición del receptor, como el efecto cerca-lejos, el multicamino, o el efecto Doppler debido al movimiento relativo entre el emisor y el receptor. Estos efectos se encuentran presentes, en mayor o menor medida, en todos los entornos, tanto en interiores como debajo del agua. Si bien la mayoría de ellos se pueden ver minimizados por el propio uso de señales de espectro ensanchado, efectos como el Doppler, pueden ser muy perjudiciales para algunos tipos de secuencias, por lo que se requiere un minucioso estudio sobre su impacto en las señales a utilizar.

Por otra parte, la disponibilidad de herramientas de simulación, que empleen modelos reales de los efectos típicos del entorno, facilita la labor en el análisis del desempeño de los diferentes esquemas de codificación y modulación. Estas herramientas son, por tanto, de gran interés en la comunidad científica, en particular en entornos subacuáticos a fin de reducir los costos de despliegue de prototipos.

## 1.1 Motivación y objetivos

En la investigación a realizar durante el desarrollo de la tesis doctoral, se invertirán esfuerzos en la búsqueda, adaptación y optimización de esquemas de modulación, comparando diferentes técnicas basadas en modulación en fase, multiportadora, por saltos de frecuencia y una novedosa propuesta basada en símbolos chirp ortogonales. Se estudiarán y optimizarán las propiedades de secuencias polifásicas, basadas en códigos Zadoff-Chu, y su desempeño ante emisión aperiódica. Se compararán los esquemas mencionados con aquellos utilizados en la actualidad basados en el uso de secuencias pseudo-aleatorias convencionales. El enfoque del estudio apuntará a la aplicación de estos

esquemas en la medida de tiempos de vuelo, tanto en un sistema de posicionamiento en entornos aéreos como en sistemas subacuáticos afectados por Doppler.

En este sentido, el objetivo global a abordar en este trabajo consiste en el diseño de un esquema de codificación-modulación para ser empleado en un sistema de posicionamiento acústico basado en la medida de tiempos de vuelo, para el posicionamiento de vehículos o dispositivos en movimiento. El diseño contemplará tanto su aplicación en entornos interiores como subacuáticos, y proporcionará la robustez necesaria como para lidiar con los efectos producidos por el ruido del canal, efecto Doppler, multicamino, cerca-lejos, etc. De esta manera, se propone el uso de nuevas técnicas de modulación basadas en CDMA (*Code Division Multiple Access*), modulación en fase y OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

Se prevé la realización de pruebas experimentales en entornos interiores, bajo condiciones controladas que posibiliten tener una referencia de las posiciones para la obtención de datos estadísticos y estudio de diferentes métricas, tanto en posiciones fijas como en movimiento y afectadas por Doppler. En entornos subacuáticos, se realizarán pruebas en entornos reducidos como piscinas, afectadas principalmente por el multicamino; y luego se extenderán a las costas cercanas a la Universidad Nacional de la Patagonia San Juan Bosco, con mayores distancias entre emisor y receptor, y en posiciones fijas.

Para la realización de las pruebas, se dispondrá de un conjunto de transductores o emisores ultrasónicos, un dispositivo de adquisición para almacenar los datos recibidos por el micrófono o hidrófono, y el equipamiento necesario para realizar esta tarea y luego procesar la información obtenida.

Teniendo en cuenta el objetivo general, éste se divide en los siguientes objetivos específicos:

**A. Búsqueda y análisis de diferentes técnicas de modulación existentes que mejor se adapten a las secuencias Zadoff-Chu para la emisión de señales acústicas en entornos aperiódicos.**

Se pretende la búsqueda de diferentes técnicas de modulación que no alteren las buenas propiedades de correlación de las secuencias polifásicas Zadoff-Chu, enfocando el estudio a su desempeño en entornos aperiódicos. El objetivo es disponer de medidas de tiempos de vuelo precisas para su posterior uso en sistemas de posicionamiento afectados por Doppler.

**B. Búsqueda de conjuntos de secuencias Zadoff-Chu con las mejores propiedades.**

Debido a la gran cantidad de secuencias posibles de generar, se realizará una búsqueda de aquellas que provean las mejores métricas para la familia de secuencias, manteniendo las buenas propiedades de correlación y frente al efecto Doppler,

considerando en el estudio el esquema de modulación a emplear.

**C. Estudio y modelado de distintos efectos sobre la señal emitida en el canal aéreo y subacuático.**

Se incluye el modelado de efectos típicos del entorno tanto en el caso aéreo como subacuático, incidiendo principalmente en la problemática del efecto Doppler. De esta manera, en ambos entornos se podrán conseguir modelos que se asemejen a la realidad, incluyendo efectos como el ruido, variación de la velocidad de propagación en función de la temperatura, efecto cerca-lejos, multicamino, entre otros.

**D. Propuesta de algoritmos para la mejora del cómputo del tiempo de vuelo.**

A partir de esta propuesta se pretende, en el caso de ser necesario, optimizar con procesamiento en alto nivel la estimación de la medida del tiempo de vuelo, con algoritmos de detección de la correlación capaces de detectar la correcta llegada de la señal, evitando confusiones con las réplicas consecuencia del multicamino, o de recepciones afectadas por el efecto cerca-lejos. El método de búsqueda empleado permitirá también descartar medidas no válidas, mejorando los resultados de los métodos de posicionamiento.

**E. Pruebas experimentales del sistema para la validación en entornos reales.**

Realización de pruebas experimentales para el análisis del desempeño del sistema y validación de los modelos de simulación. Inicialmente se llevarán a cabo pruebas en entornos aéreos interiores, con el emisor tanto en posiciones fijas como en movimiento, empleando el demostrador desarrollado en el departamento de electrónica de la UAH. Posteriormente, se realizarán pruebas en entornos subacuáticos, en espacios reducidos afectados por el multicamino, y luego en entornos más amplios con mayores distancias de separación y afectados por mayor ruido y efectos del entorno. Para ello se deberá desarrollar un demostrador experimental compuesto por módulos emisores y receptores, considerando el equipamiento necesario para la emisión de las señales a evaluar, y la adquisición y almacenamiento de las mismas.

**F. Divulgación de resultados.**

Durante todas las etapas del desarrollo de la investigación, se realizará la difusión de los resultados obtenidos, de manera interna en reuniones del grupo de investigación, y los resultados más relevantes serán expuestos en congresos relacionados con la línea de investigación, y se enviarán a revistas especializadas, de relevancia en el área.

## 1.2 Contexto de la tesis

Esta tesis describe el trabajo realizado en el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá (UAH) y de la Universidad Nacional de la Patagonia San Juan Bosco (UNPSJB), a través de un convenio de cotutela entre los programas de doctorado



de ambas universidades. El trabajo de investigación se llevó a cabo dentro de los grupos de investigación GEINTRA (Grupo de Ingeniería Electrónica Aplicada a Espacios Inteligentes y Transporte) de la UAH, y GIPIS (Grupo de Investigación en Procesamiento de la Información y Sensores) de la UNPSJB.

Las áreas de aplicación del grupo de investigación GEINTRA, están relacionadas con los espacios inteligentes y los sistemas de transporte inteligentes. Se organizan en torno a ocho líneas de investigación principales: sistemas sensoriales; robótica móvil; interfaces hombre-máquina; e-salud, vida independiente y tecnología asistencial; sistemas inteligentes de transporte e infraestructuras; control distribuido y automatización; sistemas digitales embebidos, *System on a Chip* (SoC) y codiseño; y sistemas de localización y posicionamiento, que es la línea de investigación en la que se enfoca esta tesis.

Los ámbitos de trabajo del grupo GIPIS incluyen: algoritmos de procesamiento de señales para sistemas de comunicaciones por línea eléctrica (PLC, *Power Line Communications*), comunicaciones acústicas submarinas (UAC, *Underwater Acoustic Communications*) y sistemas de posicionamiento aplicados a redes de sensores subacuáticos en aguas poco profundas.

Adicionalmente, la línea de investigación de la tesis se encuentra enmarcada en las tareas de los siguientes proyectos de investigación, los cuales han transcurrido desde el año 2017 hasta el momento de redacción del presente documento: Red de Posicionamiento y Navegación en Interiores y Exteriores Delimitados REPIN+ (ref. TEC2017-90808-REDT), PeaceOfMind (ref. PID2019-105470RA-C33, Ministerio de Economía, Innovación y Competitividad), CODEUS (ref. CM/JIN/2019-043) y RACC (CM/JIN/2021-016) financiados ambos por la Comunidad de Madrid. Además, la tesis se ha desarrollado en el seno de las siguientes propuestas de la UNPSJB: “Comunicaciones acústicas submarinas utilizando esquemas de transmisión multiportadora basados en Conjuntos de Secuencias Complementarias” (PICT-2014-1875, Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica, Argentina), FIESCOM (ref. SCyT PI 1165, UNPSJB, Argentina) y el proyecto “Modelización y Adaptación de Canales Acústicos en Sistemas Multiportadora empleados en Redes de Sensores Subacuáticos” (ref. SCyT PI 1418, UNPSJB, Argentina) con lo cual su desarrollo incrementa la cooperación internacional científica entre equipos de investigación de las universidades participantes.

Por otra parte, para el desarrollo de la tesis doctoral se han realizado tres estancias de seis meses en los períodos de enero a julio del 2017, 2018 y 2019 en la UAH, cofinanciadas por una beca entre la Fundación Carolina, la UAH y la UNPSJB. Adicionalmente se ha realizado una estancia de 3 meses de febrero a abril del 2022, contando con la ayuda del Programa de Becas María de Guzmán de residencia para estudiantes de Doctorado en Cotutela, financiada entre la UAH y el Banco Santander.

### 1.3 Estructura de la tesis

La tesis se ha dividido en los siguientes capítulos, además del actual introductorio:

- Capítulo 2: Estado del arte

Este capítulo introduce los conceptos necesarios para el diseño de señales, y las métricas de comparación entre familias de códigos. Resume además una clasificación de diferentes familias de códigos y esquemas de modulación presentes en la literatura, así como su aplicación en sistemas de medida basados en tiempos de vuelo, tanto en entornos aéreos como subacuáticos. Finalmente, se presenta un resumen de diferentes modelos de simulación en ambos entornos de interés.

- Capítulo 3: Estudio de códigos Zadoff-Chu en entornos aperiódicos

Este capítulo evalúa el comportamiento de los códigos Zadoff-Chu tanto en banda base como tras la modulación. En particular, se compara el comportamiento de los códigos al emplearse diferentes esquemas de modulación, en la búsqueda de señales robustas frente a diversos efectos típicos en el canal. Aquí se presenta como novedad el uso de conjuntos de chirp ortogonales como símbolo de modulación para las secuencias Zadoff-Chu. Por otra parte, se ha incluido un novedoso método para la utilización de semillas favoritas, que mejoran las propiedades de estos códigos.

- Capítulo 4: Aplicación en sistemas de posicionamiento local aéreos

Este capítulo introduce un sistema de posicionamiento local aéreo, los efectos presentes en este tipo de canal y su modelado matemático, con el cual se estudia el desempeño de los esquemas de codificación y modulación propuestos. Finalmente, se presentan resultados de pruebas experimentales que validan los resultados de simulación, incluyendo el análisis detallado del desempeño de las secuencias Zadoff-Chu frente al efecto Doppler.

- Capítulo 5: Aplicación en entornos subacuáticos

De forma análoga al anterior, este capítulo modela la fenomenología típica en entornos subacuáticos, y presenta el estudio del desempeño de los esquemas propuestos en este escenario, tanto en simulación como con pruebas experimentales en entornos controlados. Se incluye asimismo el análisis de las medidas de tiempos de vuelo obtenidas en aguas poco profundas en las costas del Golfo San Jorge en la Patagonia (Argentina).

- Conclusiones y trabajos futuros:

Por último, se resumen las conclusiones finales obtenidas, junto a las aportaciones de esta tesis. Asimismo, se sugieren posibles líneas de trabajo, en función de los temas abordados, que pueden derivar en líneas de investigación futuras. Además, se incluye

---

un listado de las publicaciones y presentaciones en eventos científicos que han surgido como consecuencia del trabajo realizado.



## Capítulo 2

# ESTADO DEL ARTE

Las prestaciones de sistemas de localización basados en la medida de tiempos de vuelo (TOF, *Time of Flight*), están condicionadas a la correcta detección de un conjunto de señales a emitir, diseñadas con unas propiedades acordes a la aplicación. En estos sistemas, es habitual el empleo de esquemas de acceso al medio por división de códigos (CDMA, *Code Division Multiple Access*), ya que permiten que múltiples emisores o usuarios utilicen simultáneamente el mismo ancho de banda, asignando a cada uno una secuencia de espectro ensanchado diferente [Fan04,UHG<sup>+</sup>18]; o con una emisión no simultánea, a partir de divisiones temporales (TCDMA, *Time-Code Division Multiple Access*) La gama de posibilidades que surgen como alfabeto de estas secuencias es muy amplia, incluyendo secuencias con elementos binarios, ternarios, de modulo unitario, con elementos reales e incluso complejos [GPÁ<sup>+</sup>15]. Principalmente se busca que estas secuencias o códigos tengan correlaciones de tipo impulsivas; es decir, un pico elevado para desplazamientos nulos en la correlación, y valores cercanos a cero para cualquier otro desplazamiento; del mismo modo, se espera que los valores de las correlaciones cruzadas entre secuencias sea mínimo, para reducir las interferencias por emisiones simultáneas.

Las propiedades de las secuencias elegidas condicionan en gran medida la precisión en la detección del instante de llegada de las señales emitidas, que deben lidiar con inconvenientes tales como la propagación del multicamino, la interferencia por acceso múltiple, efecto cerca-lejos o desplazamiento Doppler, entre otros. En este sentido, surgen una serie de métricas que permiten identificar aquellas secuencias que pueden mejorar el desempeño de estos sistemas de posicionamiento, haciendo frente a los inconvenientes mencionados. Otro aspecto que debe ser evaluado, en conjunto con la elección de las secuencias a utilizar, es el esquema de modulación más apropiado para la adaptación de la señal a las características físicas del canal y del conjunto emisor-receptor a utilizar.

Por ello, en el presente capítulo, se estudian las diferentes propuestas de códigos y esquemas de modulación existentes en la literatura, en conjunto con las métricas necesarias para su comparación. De aquí, se pretende obtener las propuestas de esquemas a utilizar, mejorando las prestaciones y el desempeño de sistemas de posicionamiento en entornos

aéreos y subacuáticos.

La primera sección de este capítulo, introduce los conceptos generales a tener en cuenta en el diseño de señales, y las métricas para determinar el desempeño de estas. Seguidamente, en la segunda sección se introducen distintas familias de códigos clasificadas según el alfabeto al que pertenecen. Luego se revisan los esquemas de modulación habitualmente empleados, y sus características. A continuación, en la cuarta sección se presenta una revisión de trabajos que aplican el uso de señales codificadas en sistemas de posicionamiento basados en la medida de tiempos de vuelo. Seguidamente, se presenta un resumen de modelos de simulación actualmente empleados, y los beneficios asociados a su utilización. Finalmente, se describen los objetivos planteados en esta tesis.

## 2.1 Conceptos básicos en diseño de señales

El estudio o la búsqueda de códigos con buenas propiedades de correlación, se basa en determinar sus ventajas y limitaciones; esto es, lo bueno que aportan, pero también las restricciones que presentan para elegir los códigos más adecuados según la aplicación concreta. Para ello, existen ciertos parámetros que deben ser evaluados, y de esta manera se definen métricas que permiten comparar distintos códigos antes de realizar una elección.

En esta sección, se describirán aquellos parámetros que serán utilizados a lo largo de la presente tesis.

### 2.1.1 Filtro acoplado y Correlación periódica/aperiódica

Dada una secuencia de longitud  $L$ ,  $s_k[l] = \{s_k[0], s_k[1], \dots, s_k[L-1]\}$ , un filtro acoplado (*Matched Filter*) es un filtro de respuesta al impulso finita (FIR, *Finite Impulse Response*) cuya respuesta al impulso  $h[l]$ , es igual a una versión invertida en el tiempo de la secuencia  $s_k[l]$ , tal que  $h[l] = s_k[-l]$ , siendo  $s_k[-l] = \{s_k[L-1], s_k[L-2], \dots, s_k[0]\}$ . El filtro acoplado es el filtro lineal óptimo para maximizar la relación señal a ruido (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*) en presencia de ruido blanco Gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) [PS08]. Suponiendo que se tiene una secuencia real y finita  $s_k[l]$ , y que la señal recibida afectada por AWGN es  $r[l] = s_k[l] + w[l]$ ; donde  $w[l]$  es AWGN con una densidad de potencia espectral<sup>1</sup> igual a  $\frac{N_0}{2}$ , entonces la salida del filtro acoplado será:

$$\begin{aligned} o[l] &= r[l] * h[l] \\ &= s_k[l] * s_k[-l] + w[l] * s_k[-l] \end{aligned} \quad (2.1)$$

obtenida a partir de la operación  $*$ , que denota la convolución. El primer término  $s_k[l] * s_k[-l]$  de la ecuación (2.1), representa la función de AC de la secuencia  $s_k[l]$ , mientras

<sup>1</sup>Por simplicidad, varios autores suelen considerar la densidad de potencia espectral del ruido blanco gaussiano como  $N_0/2$  para un ancho de banda  $BW$  de doble banda lateral.

que el segundo término  $w[l] * s_k[-l]$ , representa la CC entre el ruido  $w[l]$  y la secuencia emitida  $s_k[l]$ .

A la salida del filtro acoplado, la máxima SNR será obtenida para desplazamientos nulos, es decir, cuando se produce la coincidencia, y valdrá:

$$SNR_{\tau=0} = \frac{2L}{N_0} \quad (2.2)$$

Cabe destacar, que la SNR únicamente depende de la energía de la secuencia de entrada, dada por  $E = \sum_{l=0}^{L-1} |s_k[l]|$ , y de la densidad de potencia espectral del ruido  $\frac{N_0}{2}$ , sin importar las características de la señal [PS08]. Nótese además, que en el caso binario la energía  $E$  coincide con la longitud  $L$ .

Por lo tanto, es posible implementar el filtro acoplado mediante una operación convolución. Dadas dos señales reales de longitud  $L$ ,  $s_n[l], s_m[l]$ , se define entonces la función de correlación periódica como:

$$R_{s_n, s_m}[\tau] = \sum_{l=0}^{L-1} s_n[l] s_m[l + \tau] \quad (2.3)$$

donde resulta que si  $n = m$  la expresión (2.3) define la función de AC periódica, y si  $n \neq m$  define la función de CC periódica. La ecuación (2.3) se cumple cuando la secuencias  $s_n[l]$  y  $s_m[l]$  son periódicas, es decir  $s_n = \{\dots, s_n[0], s_n[1], \dots, s_n[L-1], s_n[0], \dots, s_n[L-1], \dots\}$ .

Sin embargo, la expresión para correlaciones aperiódicas, se define como:

$$C_{s_n, s_m}[\tau] = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1-\tau} s_n[l] \cdot s_m[l + \tau], & 0 \leq \tau \leq L - 1 \\ \sum_{l=0}^{L-1+\tau} s_n[l - \tau] \cdot s_m[l], & 1 - L \leq \tau < 0 \\ 0 & |\tau| \geq L \end{cases} \quad (2.4)$$

La ecuación (2.4) representa la función de AC aperiódica cuando se satisface que  $n = m$ , y la función de CC aperiódica cuando  $n \neq m$ . Obsérvese que en el modo de emisión periódico, no hay separación entre emisiones consecutivas de la secuencia  $s[l]$ ; mientras que en emisión aperiódica, hay intervalos de no emisión entre transmisiones consecutivas. En sistemas de posicionamiento basados en señales acústicas es habitual la emisión aperiódica para mitigar efectos como el multicamino [UHG<sup>+</sup>18].

### 2.1.2 Códigos incorrelados, ortogonales y cuasi ortogonales

Una definición recurrente que suele emplearse al referirse a familias de códigos o secuencias, hace referencia al comportamiento de estas frente a las correlaciones. A continuación se definirán los términos que se emplearán en la tesis. Cada uno indica la

capacidad de eliminar o disminuir las posibles interferencias, como la interferencia inter-símbolo (ISI, *Inter-Symbol Interference*) debida a los lóbulos laterales no nulos de la AC; o la interferencia por acceso múltiple (MAI, *Multiple Access Interference*) cuyo efecto se produce cuando se reciben con cierto solapamiento códigos distintos con CC no nulas.

Se consideran códigos ideales aquellos que tienen un pico muy elevado en la función de AC para  $\tau = 0$ , y lóbulos laterales nulos para cualquier otro desplazamiento,  $\tau \neq 0$ , tal como se indica en la ecuación (2.5). Además deberían ser incorrelados, esto es, deberían presentar una función de CC nula para cualquier desplazamiento. Con esto se conseguiría eliminar las interferencias ISI y MAI.

$$R_{s_n, s_m}[\tau] = \begin{cases} L, & \tau = 0, & n = m \\ 0, & 1 \leq \tau \leq L - 1, & n = m \\ 0, & 0 \leq \tau \leq L - 1, & n \neq m \end{cases} \quad (2.5)$$

Nótese que, cuando los códigos son binarios, la amplitud del pico de AC es igual a la longitud de la secuencia. Por otra parte, cabe mencionar que no existen familias de códigos unitarios<sup>2</sup> que posean funciones de AC y CC ideales simultáneamente [GPÁ<sup>+</sup>15].

Códigos ortogonales son aquellos en los que la CC es cero únicamente cuando no hay desplazamiento (en  $\tau = 0$ ), según se indica en (2.6) y en las figuras 2.1 (a) y (b). Sin embargo, para poder aprovechar esta propiedad, las secuencias emitidas deberían llegar simultáneamente al receptor, lo cual es algo difícil de conseguir, ya que la señal puede llegar al receptor por diversos caminos y en distintos instantes de tiempo, lo que destruiría la ortogonalidad entre los códigos [Fan04].

$$R_{s_n, s_m}[\tau] = \begin{cases} L, & \tau = 0, & n = m \\ 0, & \tau \neq 0, & n \neq m \end{cases} \quad (2.6)$$

De ambas definiciones, surge entonces la posibilidad de establecer una cuasi ortogonalidad, en que la CC puede ser nula dentro de una ventana limitada de longitud  $W$ . Las secuencias ortogonales generalizadas, (GO, *Generalized Orthogonal*), se utilizan para reducir las interferencias ISI y MAI en entornos cuasi-síncronos. Se definen dos códigos ortogonales generalizados cuando cumplen las características de la siguiente expresión:

$$R_{s_n, s_m}[\tau] = \begin{cases} \eta L, & \tau = 0, & n = m \\ 0, & 1 \leq |\tau| \leq W, & n = m \\ 0, & 1 \leq |\tau| \leq W, & n \neq m \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\eta = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |s_n[l]| \leq 1 \quad (2.8)$$

donde  $W$  representa una zona alrededor del origen en la que las funciones de correlación

<sup>2</sup>Se definen códigos *unitarios* como aquellos cuyas propiedades de correlación dependen de una única secuencia. Es decir que a un emisor se le asigna una única secuencia y no un conjunto de ellas.



tienen valor cero. A medida que  $W$  sea mayor, mejores características tendrán los códigos. Si  $W = 0$ , se obtienen los códigos ortogonales convencionales. Esta zona es conocida como zona de correlación cero (ZCZ, *Zero Correlation Zone*) o ventana libre de interferencia (IFW, *Interference-Free Window*) con un tamaño  $IFW = 2W + 1$  alrededor del origen (véanse las figuras 2.1 (c) y (d)).

Ampliando este concepto, se pueden encontrar también las secuencias cuasi-ortogonales generalizadas (GQO, *Generalized Quasi-Orthogonal*), cuyas interferencias alrededor del origen no son cero, sino que se encuentran debajo de un umbral  $\epsilon$ , tal como se indica en la expresión (2.9). De esta manera, se consigue aumentar el número de códigos que cumplen esta condición, aceptando un conjunto de interferencias controladas.

$$R_{s_n, s_m}[\tau] = \begin{cases} \eta L, & \tau = 0, & n = m \\ \leq \epsilon, & 1 \leq |\tau| \leq W_q, & n = m \\ \leq \epsilon, & 1 \leq |\tau| \leq W_q, & n \neq m \end{cases} \quad (2.9)$$

Donde  $W_q$  se denota como zona de reducidas interferencias (LCZ, *Low Correlation Zone*), y  $\eta$  se define según (2.8), (véanse las figuras 2.1 (e) y (f)).

Por simplicidad, las expresiones (2.5) a (2.9) solo hacen referencia a secuencias periódicas, sin embargo, corresponde aplicar la misma consideración para el caso de emisiones aperiódicas.

Nótese que en el supuesto de considerar secuencias cuyos elementos tengan módulo unitario (por ejemplo los códigos binarios), tanto en (2.7) como en (2.9), el parámetro  $\eta$  valdría uno. Por el contrario, si la secuencia tuviese valores nulos, entonces  $\eta$  sería menor que la unidad [GPÁ<sup>+</sup>15].

En el resto de la tesis, se utilizará el término “correlación” para referirse a la correlación aperiódica y, en el caso de referirse a la correlación periódica, se hará de manera expresa.

### 2.1.3 Métricas de evaluación

En el diseño de secuencias con buenas propiedades de correlación, se requiere de bajos lóbulos laterales en las AC para desplazamientos  $\tau \neq 0$ , al igual que bajos lóbulos en la CC para todo  $\tau$ . Son varias las métricas que se pueden definir para medir la bondad de tales secuencias. Una de ellas, son las cotas de autocorrelación y correlación cruzada,  $\theta_{AC}$  y  $\theta_{CC}$  respectivamente [ÁHM<sup>+</sup>13]. Estas métricas se definen para una familia de  $K$  secuencias  $\mathbf{S}[l] = \{s_0[l], s_1[l], \dots, s_{K-1}[l]\}$  de longitud  $L$  como:

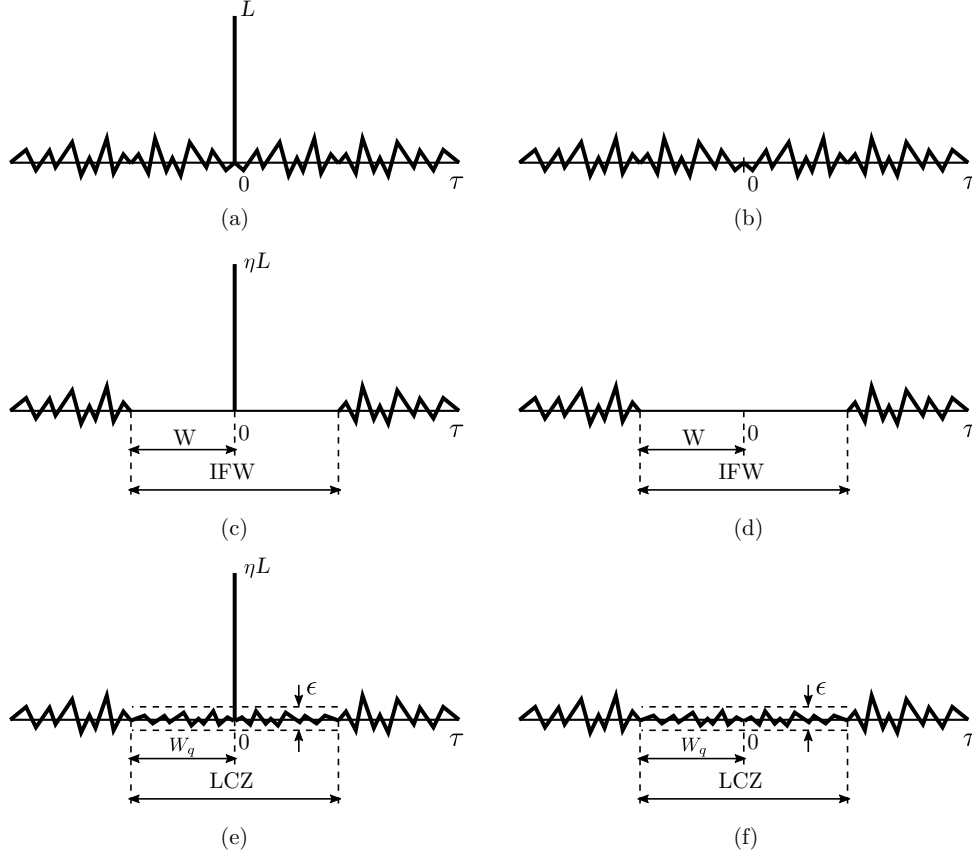


Figura 2.1: Correlaciones AC (a) y CC (b) de códigos ortogonales, AC (c) y CC (d) de códigos GO y, AC (e) y CC (f) de códigos GQO.

$$\begin{aligned}
 \theta_{AC} &= \max \left\{ \frac{|C_{s_n, s_n}[\tau]|}{C_{s_n, s_n}[0]} \right\}; \forall n \in [0, \dots, K-1]; \forall \tau \neq 0 \\
 \theta_{CC} &= \max \left\{ \frac{|C_{s_n, s_m}[\tau]|}{C_{s_n, s_n}[0]} \right\}; \forall n, m \in [0, \dots, K-1]; n \neq m; \forall \tau \\
 \theta &= \max\{\theta_{AC}, \theta_{CC}\}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Consecuentemente, la cota de correlación conjunta,  $\theta$ ,  $0 \leq \theta \leq 1$ , determina la propiedad de correlación del conjunto de secuencias, donde la cota más baja indica que el conjunto de secuencias tiene las mejores propiedades de correlación, lo que se traduce en una disminución en las interferencias ISI y MAI. Análogamente a  $\theta$ , se suele utilizar la relación entre el lóbulo lateral y el principal (SMR, *Sidelobe to Mainlobe Ratio*) sobre la señal capturada afectada por las características del entorno (efecto multicamino, ruido, etc), y las propias del emisor (modulación, distorsión del transductor, etc).

Otra métrica ampliamente utilizada, es el *factor de mérito* (MF, *Merit Factor*)

propuesto por Golay [Gol72], definido de la siguiente manera:

$$MF = \frac{C_{s_n, s_n}[0]^2}{2 \cdot \sum_{\tau=1}^{L-1} |C_{s_n, s_n}[\tau]|^2} \quad (2.11)$$

Cabe señalar que el MF evalúa la relación entre la energía al cuadrado de  $s_n[l]$ , medida con el pico de AC para un retardo nulo ( $\tau = 0$ ) y la energía total de los lóbulos laterales de la AC. Se espera que este valor MF sea elevado, lo que indicaría que el pico principal es claramente distinguible de los lóbulos laterales.

Otro parámetro que suele emplearse es la ganancia de proceso. Gracias al empleo de técnicas de codificación y ensanchado de espectro, se genera una ganancia SNR adicional a la salida. La ganancia de proceso, SNRG, se define como la relación entre la SNR a la salida del filtro acoplado ( $SNR_{out}$ ) y la SNR a la entrada ( $SNR_{in}$ ), y se expresa de la siguiente manera:

$$SNRG = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} \quad (2.12)$$

Cuando cada elemento del código tiene módulo unitario, la ganancia de proceso es igual a  $L$ , esto es la amplitud del pico de AC coincide con la longitud del código. Lo mismo se puede aprovechar también en los esquemas de modulación que emplean codificación, como por ejemplo CDMA. En estos casos, el empleo de técnicas de codificación produce un aumento en la ganancia de proceso  $SNRG = BW \cdot T_d$ , dependiente del ancho de banda  $BW$  y la duración de la señal modulada  $T_d = L \cdot T_s$ , con un símbolo de modulación de duración  $T_s$ . Por lo tanto, en esquemas de modulación también se puede expresar esta ganancia como  $L$  ya que  $\frac{1}{T_s} \cong BW$ . En secciones posteriores se detallaran mejor las características de los esquema de modulación.

Cuando se desea evaluar el comportamiento de una secuencia frente al efecto Doppler, sobre todo en las secuencias polifásicas, se emplea la *función de ambigüedad* [LF92, ML02], que representa la respuesta de un filtro acoplado a una señal cuando esta es recibida con un desplazamiento temporal  $\tau$  y un desplazamiento Doppler frecuencial  $\nu$  relativo a los valores nominales (origen cero) esperados por el filtro. Esta función se define como:

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t + \tau)e^{j2\pi\nu t} dt \right| \quad (2.13)$$

donde  $u$  es la envolvente compleja de la señal. Esta herramienta será utilizada para representar el comportamiento de las secuencias frente a desplazamientos Doppler.

Finalmente un último parámetro a definir, es la relación de potencia pico a potencia media (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*). Este parámetro es utilizado generalmente en sistemas de comunicación multiportadora, para analizar los requerimientos de linealidad de los amplificadores en la etapa de emisión. En [Pop99] se define el PAPR

como:

$$PAPR = \frac{\max |s[l]|^2}{\frac{1}{L} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} |s[l]|^2} \quad (2.14)$$

En el caso de esta métrica, conviene obtener valores bajos, ya que indican poca variación en los niveles de amplitud de la secuencia transmitida, y por lo tanto no se requieren amplificadores de potencia con elevado rango dinámico en la etapa de salida.

Existen también cotas asociadas a determinados tipos de códigos, como las cotas de Welch [Wel74], Sarwate [Sar79] o Levenshtein [Lev99] empleadas en la emisión aperiódica de códigos binarios. Otro ejemplo son las cotas de Tang-Fan [TF01] y Peng-Fan [PF03, PF04], utilizadas con códigos cuasi-ortogonales generalizados.

## 2.2 Clasificación de códigos

Las secuencias de ensanchado de espectro, se pueden dividir en dos grandes grupos: las secuencias reales, y las polifásicas. Siguiendo la clasificación propuesta en [GPÁ<sup>+</sup>15] e incorporando algunas secuencias adicionales que han surgido en los últimos años, se puede observar una gran parte de ellas representadas en la figura 2.2. En la sección actual, se revisarán las más representativas y, posteriormente, a lo largo de la tesis se hará mayor hincapié en las secuencias Kasami y Zadoff-Chu debido a sus propiedades particulares.

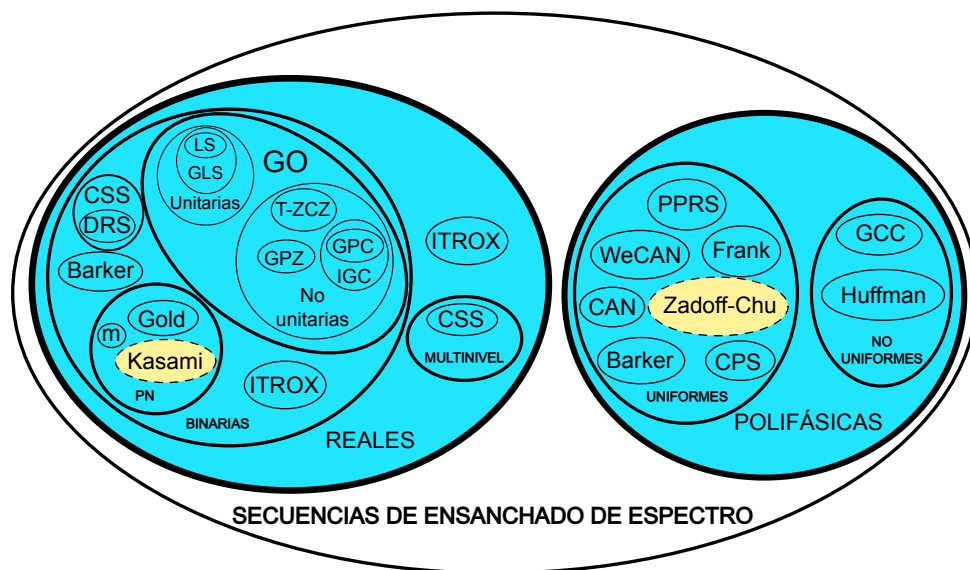


Figura 2.2: Clasificación general de códigos de ensanchado de espectro utilizados en sensado activo. Adaptación de la figura 1 en [GPÁ<sup>+</sup>15].

Tabla 2.1: Secuencias Barker conocidas.

Longitud	Secuencia Barker
2	{+1 -1}; {+1 +1}
3	{+1 +1 -1}
4	{+1 +1 +1 -1}; {+1 +1 -1 +1}
5	{+1 +1 +1 -1 +1}
7	{+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1}
11	{+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1}
13	{+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1}

## 2.2.1 Códigos binarios

### 2.2.1.1 Secuencias Barker

Las secuencias Barker [Bar53], son secuencias binarias, cuyos lóbulos laterales en la AC tienen un valor absoluto menor a uno, y presentan buenas propiedades de AC en emisiones aperiódicas. Tal es así, que la secuencia Barker de longitud 13, posee el factor de mérito más elevado conocido [PM16]. Sin embargo, la cantidad de secuencias Barker para una longitud dada está muy limitada, y existen evidencias que sustentan la no existencia de más secuencias que las mencionadas en la tabla 2.1 [TS61]. Al estar limitadas a una única secuencia para una determinada longitud, a excepción de las longitudes 2 y 4, su uso está acotado a un número reducido de aplicaciones, tales como ensayos no destructivos (NDT, *Non-Destructive Tests*) [XLJ<sup>+</sup>18] o aplicaciones médicas de imagen por ultrasonido [FN18].

### 2.2.1.2 Secuencias pseudo-aleatorias (PN)

Se denominan secuencias pseudo-aleatorias (PN, *Pseudo-Noise* o PR, *Pseudo-Random*), a un grupo de secuencias con un comportamiento similar al aleatorio, que se obtienen de manera determinista y poseen propiedades similares al AWGN. Para evaluar el grado de aleatoriedad de las secuencias, se definen los siguientes criterios:

- Los lóbulos laterales de la función de AC periódica para  $\tau \neq 0$ , deben ser un valor constante  $\epsilon$  mucho menor que el pico principal.

$$R_{s_n, s_n}[\tau] = \begin{cases} L, & \tau = 0 \\ \epsilon, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

donde  $s_n[l] \in \{-1, +1\}; 0 \leq l \leq L - 1$ .

- La cantidad de elementos +1 y -1 de una secuencia PN, deben estar balanceados y no deben diferir en más de una unidad, es decir,  $|\sum_{l=0}^{L-1} s_n[l]| \leq 1$ .

- En una secuencia PN, la mitad de los +1 ó -1 consecutivos tienen longitud 1, un cuarto tienen longitud 2, un octavo tienen longitud 3, etc. Además, el número de elementos consecutivos -1 es el mismo que elementos +1.

Solo algunas secuencias cumplen estrictamente los tres criterios simultáneamente, por lo que, en la práctica se suelen considerar como secuencias PN aquellas que cumplan por lo menos dos de estos criterios.

Estas secuencias suelen generarse a partir de una estructura denominada registro de desplazamiento lineal realimentado (LFSR, *Linear Feedback Shift Register*), constituido por un registro de desplazamiento de  $m$  bits y una función de realimentación que genera el bit de mayor peso [Gol67b]. Con cada pulso de reloj, el registro realiza un desplazamiento a la derecha desplazando todos los bits una posición, y la entrada del bit más significativo se obtiene a partir de la función de realimentación y los bits restantes en el registro. Esta función puede ser tan sencilla como realizar una operación XOR con bits específicos del registro de desplazamiento.

### Secuencias- $m$

A partir de un LFSR de  $m$  bits, las secuencias obtenidas pueden alcanzar un período máximo de  $2^m - 1$ , sin repetir el patrón y evitando el estado en que todos los registros estén en cero. Aquellas secuencias que tengan una longitud máxima, son conocidas como *secuencias- $m$*  [Gol67b], y se obtienen únicamente para combinaciones determinadas de coeficientes de realimentación.

Estas secuencias satisfacen los tres criterios de aleatoriedad descritos anteriormente y, por tanto, poseen buenas propiedades pseudo-aleatorias. Su AC periódica se define según (2.16), y las longitudes pueden adoptar cualquier valor  $L = 2^m - 1$ .

$$R_{s_{m_i}, s_{m_i}}[\tau] = \begin{cases} L, & \tau = 0 \\ -1, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

No obstante, la CC entre dos secuencias- $m$  distintas presentan, por lo general, lóbulos laterales mayores a 1. Sin embargo, existen parejas de secuencias con buenas propiedades de correlación cruzada, que se conocen como *parejas preferidas*, aunque están limitadas a una cantidad muy reducida dependiendo de la longitud, por lo que pueden ser insuficientes en entornos que requieran un número de emisiones simultáneas elevado. Dadas dos secuencias- $m$   $s_{m_1}$  y  $s_{m_2}$ , pertenecientes a una pareja preferida, su CC periódica tiene

tres valores distintos:

$$R_{s_{m_1}, s_{m_2}}[\tau] = \{-1, -t(n), t(n) - 2\}$$

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{(m+1)/2}, & \text{si } n \text{ es impar} \\ 1 + 2^{(m+2)/2}, & \text{si } n \text{ es par} \end{cases} \quad (2.17)$$

### Secuencias Gold

Las secuencias Gold [Gol67a] se generan a partir de una pareja preferida de secuencias- $m$ , y mejoran la limitación de la cantidad de secuencias disponibles con correlaciones cruzadas bajas. Desafortunadamente, este incremento en el número de secuencias con reducida CC, trae aparejado el incremento en los lóbulos laterales de las AC periódicas.

Dada una pareja preferida de secuencias- $m$ ,  $s_{m_1}[l]$  y  $s_{m_2}[l]$ , de longitud  $L_m = 2^m - 1$ , es posible generar un conjunto de  $K = 2^m + 1$  códigos Gold, compuesto por dicha pareja preferida más la suma módulo-2 de la primera secuencia con cualquier versión desfasada de la segunda:

$$\mathbf{G}[l] = \{s_{m_1}, s_{m_2}, s_{m_1} \oplus s_{m_2}, s_{m_1} \oplus Ds_{m_2}, s_{m_1} \oplus D^2s_{m_2}, \dots, s_{m_1} \oplus D^{L-1}s_{m_2}\} \quad (2.18)$$

donde  $\oplus$  representa la operación suma en módulo-2 (XOR) y  $D^k s_{m_2}[l]$  es la secuencia  $s_{m_2}[l]$  desplazada  $k$  bits cíclicamente. No obstante, a excepción de las secuencias  $s_{m_1}[l]$  y  $s_{m_2}[l]$ , el resto no son secuencias de longitud máxima, por lo que su AC empeora respecto a la obtenida con secuencias- $m$  [Gol67a]:

$$R_{g_i, g_i}[\tau] = \begin{cases} L, & \tau = 0 \\ -1, -t(n), t(n) - 2, & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

### Secuencias Kasami

Las secuencias Kasami son generadas de manera similar a las secuencias Gold. Se construyen mediante la suma en módulo-2 de una secuencia- $m$  y desplazamientos cíclicos de una secuencia derivada de la secuencia- $m$  original. Se consiguen secuencias Kasami de longitud  $L = 2^m - 1$  pero solo existen para valores pares de  $m$ . Se pueden clasificar en dos grupos: conjunto pequeño o conjunto grande de secuencias Kasami, exhibiendo cada uno de ellos distintas propiedades de correlación.

- El conjunto pequeño de secuencias Kasami [Kas66] tiene mejores propiedades de correlación cruzada comparado con el conjunto de secuencias Gold y el conjunto grande, pero con una cantidad inferior de secuencias posibles. Para generarlas, se parte de una secuencia- $m$   $s_{m_1}[l]$  de longitud  $L = 2^m - 1$ , con  $m$  par, y otra secuencia  $s_{m_2}[l]$  de la misma longitud, pero que se obtiene como una versión diezmada de  $s_{m_1}[l]$

por un factor  $q = 2^{m/2} + 1$  y concatenada  $q$  veces. De esta forma se obtiene:

$$Kas = \{s_{m_1}, s_{m_1} \oplus s_{m_2}, s_{m_1} \oplus Ds_{m_2}, s_{m_1} \oplus D^2s_{m_2}, \dots, s_{m_1} \oplus D^{L'-1}s_{m_2}\} \quad (2.20)$$

donde  $L' = 2^{m/2} - 1$  representa la longitud de la secuencia  $s_{m_1}$  diezmada por el factor  $q$ . Por lo tanto, el conjunto pequeño de secuencias Kasami contiene  $K = 2^{m/2}$  secuencias en comparación con las  $2^m + 1$  que forman un conjunto Gold.

La correlación periódica del conjunto pequeño de secuencias Kasami, se define como:

$$R_{s_{k_1}, s_{k_2}}[\tau] = \begin{cases} L, & \tau = 0, s_{k_1} = s_{k_2} \\ \{-1, -1 - 2^{m/2}, -1 + 2^{m/2}\}, & \tau \neq 0, s_{k_1} = s_{k_2} \\ \{-1, -1 - 2^{m/2}, -1 + 2^{m/2}\}, & \forall \tau, s_{k_1} \neq s_{k_2} \end{cases} \quad (2.21)$$

- El conjunto grande de secuencias Kasami, es una generalización que incluye el conjunto pequeño de secuencias Kasami y las secuencias Gold [Zig04]. El tamaño del conjunto (o número de secuencias disponibles) es  $K = 2^{m/2} \cdot (2^m + 1)$  y los lóbulos laterales de correlación periódica son los mismos que aquellos obtenidos con las *parejas preferidas* de secuencias-m.

En adelante, al referirse al término secuencias Kasami en este documento, se hará referencia al conjunto pequeño de dichas secuencias. Esto se debe principalmente a que las propiedades de correlación periódica del conjunto grande no presentan mejoras frente a las secuencias-m y Gold.

Por otro lado, a pesar de que las propiedades de correlación se deterioran cuando las secuencias se emiten en modo aperiódico, el conjunto pequeño de secuencias Kasami sigue teniendo buenas propiedades de correlación aperiódica [UHG<sup>+</sup>18] y son muy utilizadas en sistemas de localización basados en emisión aperiódica [UHG<sup>+</sup>18, ÁHM<sup>+</sup>13]. Para una mayor claridad, en la figura 2.3 se representan la AC y CC periódica y la AC y CC aperiódica para secuencias Kasami de longitud 63.

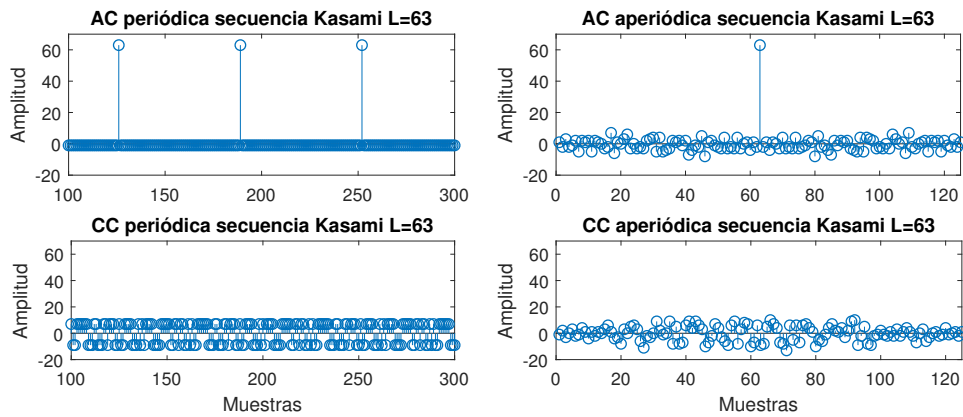


Figura 2.3: AC y CC, periódicas (izquierda) y aperiódicas (derecha) de secuencias Kasami de longitud 63.



### 2.2.1.3 Conjuntos de secuencias complementarias binarias

Los códigos no unitarios propuestos por M. Golay en [Gol61], emplean pares de secuencias cuya suma de funciones de autocorrelación aperiódica (SACF, *Sum of Aperiodic Auto-Correlation Function*), es una delta de Kronecker, y la suma de las funciones de correlación cruzada (SCCF, *Sum of Aperiodic Cross-Correlation Functions*), es cero para cualquier desplazamiento  $\tau$ . Estas secuencias son conocidas como pares de secuencias Golay.

Luego, en [Tur74] Turyn propone un algoritmo no recursivo que permite generar pares Golay de longitudes  $L = 2^P \cdot 10^R \cdot 26^S$  siendo  $P$ ,  $R$  y  $S$  enteros positivos o cero. Actualmente no se han encontrado pares de secuencias con longitudes diferentes a estas.

Tseng y Liu [TL72] expandieron los pares Golay a los conjuntos de secuencias complementarias (CSS, *Complementary Set of Sequences*) binarios de  $K$  secuencias complementarias,  $K$ -CSS, donde el número de secuencias  $K$  que componen el conjunto es mayor a dos, siendo  $K = 2^k$ , donde  $k \in \mathbb{N} - \{0\}$ . Como ventaja, los  $K$ -CSS disponen de hasta  $K$  conjuntos incorrelados entre sí.

Dado un conjunto  $\mathbf{S}_k$  con  $K$  secuencias binarias  $s_{k,i}$  de longitud  $L$ , se dice que:

$$\{\mathbf{S}_k = s_{k,i}[l] \in \{-1, 1\}; 0 \leq l \leq L - 1; 0 \leq k, i \leq K - 1\} \quad (2.22)$$

es un conjunto complementario si la suma de sus funciones de autocorrelación (SACF) es nula para todos los desplazamientos distintos de cero, y tiene un valor máximo de  $K \cdot L$  para el caso de desplazamiento nulo.

$$SACF = \sum_{i=0}^{K-1} C_{s_{k,i}, s_{k,i}}[\tau] = K \cdot L \cdot \delta[\tau] = K^{Q+1} \cdot \delta[\tau] \quad (2.23)$$

donde  $\delta[\tau]$  es la función delta de Kronecker, y  $L = K^Q$  la longitud de cada una de las  $K = 2^k$  secuencias que componen el conjunto, siendo  $k, Q \in \mathbb{N} - \{0\}$ .

Dados dos CSS,  $\mathbf{S}_{k,i}$  y  $\mathbf{S}_{k',i}$ , la suma de las funciones de correlación cruzada (SCCF) de las secuencias de ambos conjuntos es nula para cualquier desplazamiento, es decir:

$$SCCF = \sum_{i=0}^{K-1} C_{s_{k,i}, s_{k',i}}[\tau] = 0, \quad \forall \tau \quad (2.24)$$

En la figura 2.4 se pueden observar las cuatro funciones de autocorrelación para un conjunto de 4 secuencias, y la suma de ellas que resulta en una correlación “ideal”.

#### Secuencias resilientes al Doppler

Partiendo de pares de secuencias Golay como base, es posible obtener una secuencia resiliente al efecto Doppler (DRS, *Doppler Resilient Sequences*) para pequeños cambios de frecuencia [PCHM07, PCMH08, CPCH09]. La técnica de generación emplea la codificación

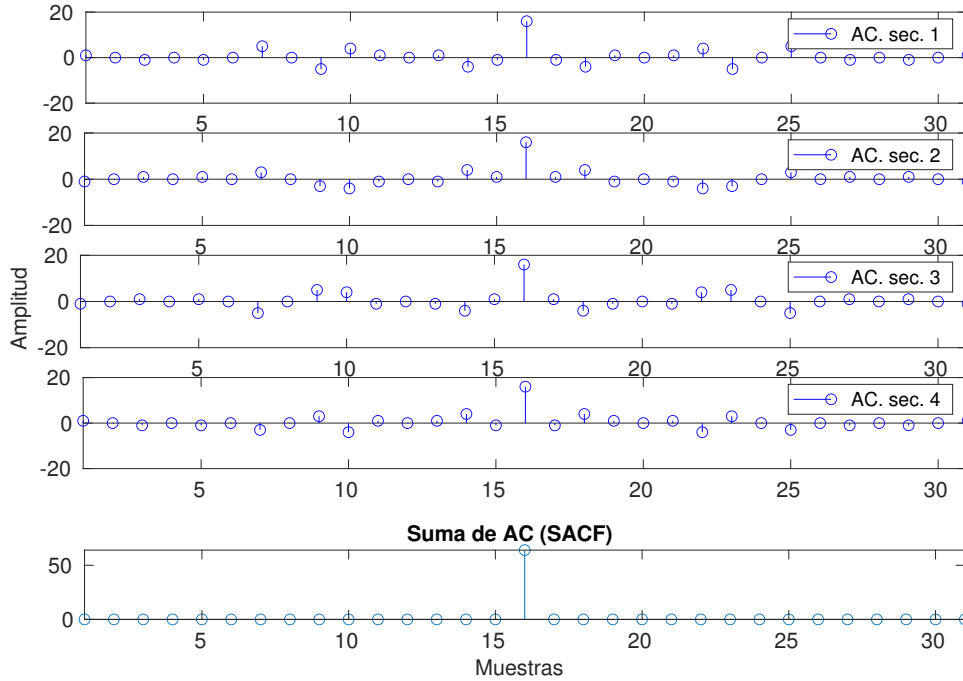


Figura 2.4: Suma con propiedades ideales de la correlación de 4 secuencias CSS de longitud  $L = 16$ .

utilizada en las secuencias Prouhet-Thue-Morse (PTM) para la elección de los pares Golay, escogiéndolos de tal manera que permiten suprimir los lóbulos laterales en la correlación asociados a la función de ambigüedad para pequeños desplazamientos Doppler.

Este tipo de secuencias son empleadas en radares polarimétricos, que contienen dos emisores y dos receptores polarizados ortogonales, de esta manera se emite un tren de pulsos entrelazando los pares Golay, siguiendo el criterio empleado para la generación de secuencias PTM.

#### 2.2.1.4 Secuencias ortogonales generalizadas (GO)

Las secuencias GO, pueden dividirse en dos grupos, según si las secuencias obtenidas son unitarias o no unitarias. Varias de ellas se obtienen a partir de secuencias Golay o CSS. A continuación, se detallarán algunas de las más conocidas.

#### Secuencias LS

Las secuencias LS (*Loosely Synchronized*) presentan una AC ideal en aperiódico, dentro de una ventana IFW alrededor del desplazamiento de correlación  $\tau = 0$ , y son secuencias ternarias compuestas por valores  $\{-1, 0, +1\}$ . Existen dos algoritmos para la generación de secuencias LS:

- *Generación de secuencias LS a partir de pares binarios Golay:*

Algoritmo propuesto por [SBH01], está basado en la concatenación de pares de secuencias binarias Golay de longitud  $L_0$ , y la inserción de una cadena de ceros de longitud  $W$  a la mitad de la secuencia. Este método permite generar un conjunto de  $K = 2^n; n \in \mathbb{N} - \{0\}$  secuencias LS de longitud  $L = K \cdot L_0 + W$   $\{G = g_k[l]; 0 \leq k \leq K - 1; 0 \leq l \leq L - 1\}$ . La longitud de  $IFW = 2 \cdot W + 1$  sí y solo sí  $W \leq L_0 - 1$ . Su forma de generación es similar a la descrita a continuación a partir de CSS.

■ *Generación de secuencias LS a partir de CSS:*

El segundo algoritmo, propuesto en [ZLYH05], contempla el uso de  $M$  conjuntos de secuencias complementarias de longitud  $L_0$ , para generar  $K = M^{(1+P)}$  ( $P \in \mathbb{N} - \{0\}$ ) secuencias LS de longitud  $L$   $\{G = g_{n,k}[l]\}$ , siendo  $L = M^{(1+P)} \cdot L_0 + (M - 1) \cdot W$ . Este algoritmo requiere de  $P$  iteraciones para incrementar la longitud y cantidad de secuencias LS. Tal como se mencionó anteriormente, el primer método basado en pares Golay puede considerarse como un caso especial de este algoritmo cuando  $M = 2$ . En [PUH<sup>+</sup>08], se realiza una simplificación fijando  $P = 1$ , y obtiene  $K = M^2$  secuencias LS de longitud  $L = M^2 \cdot L_0 + (M - 1) \cdot W$ , empleando  $M$  CSS de longitud  $L_0$ ,  $\mathbf{S}_i = \{s_{i,j}[l]; 0 \leq i, j \leq M - 1\}$  según la siguiente ecuación:

$$G_{n,m}[z] = \sum_{i=0}^{M-1} h_{m,i} \cdot z^{-iL_0} \cdot \left[ \sum_{j=0}^{M-1} z^{-j(K \cdot L_0 + W)} s_{\pi_{n,i,j}}[z] \right] \quad (2.25)$$

donde  $G_{n,m}[z]$  representa la transformada Z de  $\{g_{n,m}[\tau]; 0 \leq n, m \leq M - 1\}$ ;  $h_{m,i}$  son los elementos de una matriz de Hadamard de tamaño  $M \times M$ ;  $\pi_{n,i} = (n + i) \bmod M$ ; y  $W \leq L_0 - 1$ . Tal como se indica en la ecuación (2.25), las secuencias LS se generan a partir de concatenar la  $j$ -ésima secuencia complementaria del conjunto  $\pi_{n,i}, s_{\pi_{n,i,j}}[z]$ , donde el signo de la secuencia se obtiene del elemento  $h_{m,i}$  de la matriz de Hadamard, además de insertar una cadena de  $W$  ceros cada  $M$  secuencias concatenadas.

En el uso de las secuencias LS es muy importante asegurar que la diferencia de tiempos máxima entre recepciones de secuencias sea menor que  $W$  [PUH<sup>+</sup>08], puesto que fuera de la IFW, los lóbulos laterales de las AC y CC de las secuencias LS son mayores que aquellos obtenidos con secuencias PN o CSS. Esto implica un incremento considerable en las ISI y MAI en entornos completamente asincrónicos.

### Secuencias GLS

Los grupos de secuencias generalizadas LS (GLS, *Generalized Loosely Synchronized*), son un conjunto de secuencias que conservan la longitud y la IFW de las secuencias LS originales, mejorando las propiedades de correlación cruzada respecto a estas, y ampliando el número de secuencias a generar. El método de generación de las secuencias GLS es una generalización del algoritmo para LS a partir de pares de secuencias binarias Golay [TM05].

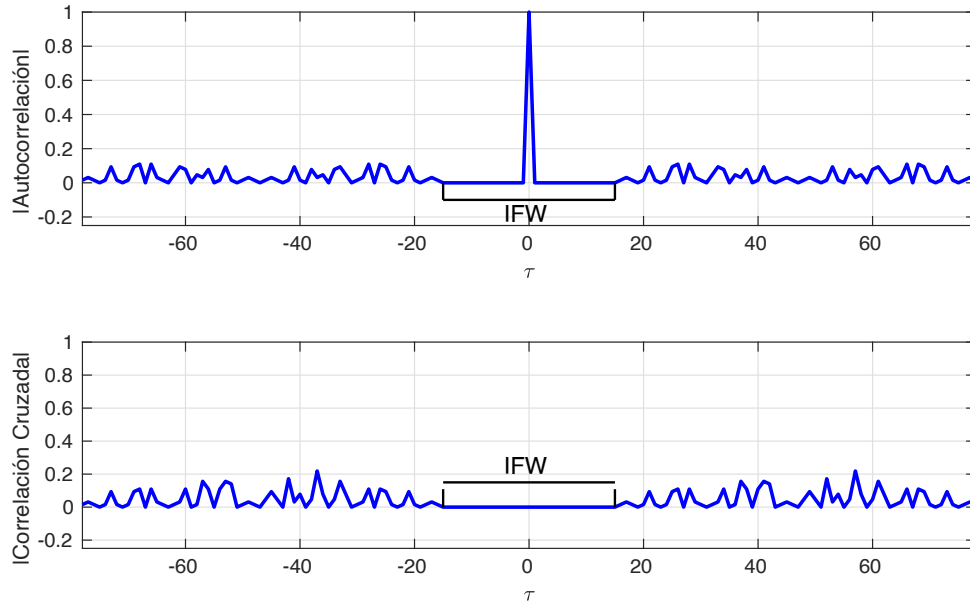


Figura 2.5: Valor absoluto de la autocorrelación (arriba) y Correlación Cruzada (abajo) de secuencias LS de longitud  $L = 79$ , generada a partir de  $K = 4$  pares Golay de longitud  $L_0 = 16$ . Se puede observar la ventana libre de interferencia de tamaño  $IFW = 31$ , para  $W = 15$ .

En un sistema práctico, lo deseable es que el tamaño del conjunto de secuencias y la IFW (definida por la cadena de  $W$  ceros) sean lo más grande posible. Sin embargo, dada una longitud  $L$  de código y un tamaño de  $W$ , el número de códigos binarios a generar está limitado por  $M \leq L/(2 \cdot W)$  [TNS04]. Mientras que en el caso de secuencias ternarias, el límite está dado por  $M \leq L/(W + 1)$  [TFM00]. Tang y Mow encontraron un método de generación de secuencias GLS que casi alcanza el límite teórico de secuencias posibles a generar. Consiste en  $T_G$  grupos de  $M = 2^P$  ( $P \in \mathbb{N} - 0$ ) secuencias GLS de longitud  $L$  que son generadas a partir de  $T_G$  matrices de Hadamard de orden  $2^{P-1}$  [YKK00], construidas con secuencias con buenas propiedades de CC, como los códigos Kerdock [Ker72] (cuando  $P$  es par,  $T_G = 2^{P-2}$ ) o secuencias Gold (cuando  $P$  es impar,  $T_G = 2^{P-1}$ ).

Las propiedades de las AC y CC aperiódicas de las secuencias GLS pertenecientes a un mismo grupo, son las mismas que para las secuencias LS. No obstante, para las CC de secuencias de diferentes grupos (es decir, generadas a partir de una matriz Hadamard diferente), aparece una interferencia para un desplazamiento  $\tau = 0$  con un valor máximo menor que  $2^{\frac{P+1}{2}} \cdot L$  cuando  $P$  es par, y menor que  $2^{\frac{P+2}{2}} \cdot L$  cuando  $P$  es impar. Por lo tanto, existe una relación de compromiso entre la longitud de  $W$ , la longitud  $L$  de la secuencia y el tamaño de la familia; este problema sería más manejable si existiera un conjunto de matrices Hadamard no equivalentes cuyas filas y/o columnas fueran ortogonales a las filas y/o columnas de cualquier otra matriz Hadamard no equivalente del conjunto [GPÁ<sup>+</sup>15].

## Otros códigos GO

A partir de las secuencias LS surgen otras familias de códigos que mejoran en algún aspecto a las LS. A continuación se mencionan algunas de estas, de forma somera, ya que

no serán utilizadas posteriormente en la tesis debido a su baja robustez al efecto Doppler [PAÁ<sup>+</sup>11]. Además, su comportamiento en entornos asíncronos está limitado a aquellos casos en que las diferencias de tiempos de vuelo (TDOF, *Time Difference of Flight*) se restrinjan a la zona libre de interferencias.

El uso de códigos ortogonales generalizados, se ha limitado a sistemas de posicionamiento de corto alcance [GPH<sup>+</sup>13, AAÁ20], ya que sus propiedades pierden relevancia en sistemas asíncronos y de largo alcance, o en aquellos en que sus emisores estén muy separados, como en entornos subacuáticos. Existe una relación de compromiso entre la ventana libre de interferencia, la longitud de la secuencia y la diferencia entre las llegadas de las diferentes emisiones, lo que restringe el uso de estos esquemas de codificación.

### Secuencias GPC

Los pares de secuencias complementarias generalizadas (GPC, *Generalized Pairwise Complementary Sequences*), aportan una mejora en la eficiencia de la energía emitida respecto de las secuencias LS [CYH<sup>+</sup>06]. Esta mejora se debe a que no introducen una cadena de ceros a la mitad de las secuencias para obtener la IFW, como si ocurre con las secuencias LS. Las secuencias GPC funcionan a pares (secuencias no-unitarias) con una longitud  $= 4 \cdot L_0 \cdot M$ , siendo  $L_0$  la longitud del código complementario, y presentan su IFW en la SACF y SCCF. Estas secuencias se dividen en dos sub-grupos proporcionando una SACF en emisiones aperiódicas con una IFW de longitud  $IFW = 8 \cdot L_0 - 1$ . La SCCF de secuencias GPC puede adoptar dos valores: la SCCF entre secuencias del mismo sub-grupo tiene una  $IFW = 8 \cdot L_0 - 1$ , mientras que la SCCF entre secuencias de distinto sub-grupo vale cero para todo desplazamiento  $\tau$ .

### Secuencias Complementarias-Z (CZ)

Las secuencias Complementarias-Z (CZ) propuestas por Fan *et al.* en [FYT07], son una generalización de los pares Golay, que consiguen más pares de secuencias,  $M_{CZ}$ , incorreladas o pseudo-incorreladas con mayores posibilidades de longitud,  $L_{CZ}$ , a expensas de introducir una zona de interferencias en los extremos de la SACF, degradando en parte la función de correlación respecto a los pares Golay. En [LFTT10], se demostraron los límites máximos de la IFW alrededor del origen, que para valores impares de  $L_{CZ}$  es  $W_{CZ} \leq \frac{L_{CZ}+1}{2}$ , y para longitudes pares diferentes a  $L_{CZ} = 2^N \cdot 10^M \cdot 26^P$  la IFW es  $W_{CZ} \leq L_{CZ} - 2$ . Dada las características de estas secuencias, su implementación se torna más compleja, por lo que no se ha popularizado su utilización, aunque sí sirven de base para generar otras secuencias.

### Secuencias GPZ

Los pares de secuencias complementarias-Z generalizadas (GPZ, *Generalized Pairwise Z-complementary*), surgen a partir de las secuencias complementarias-Z como una variante de las secuencias GPC [FFTL08]. El objetivo de las secuencias GPZ, es el de incrementar el número de secuencias disponibles para una longitud de secuencia dada. Son secuencias no-unitarias y la SACF aperiódica posee un tamaño de IFW menor comparada a las GPC, para una misma longitud de secuencia.

### Secuencias IGC

Otra generalización de las GPC, son las secuencias complementarias inter-grupo (IGC, *Inter-Group Complementary*) que incrementan la cantidad de sub-grupos con buenas propiedades de correlación, pasando de dos, como ocurre con las GPC, a  $M_{IGC}$  sub-grupos [LHGC08]. De la misma manera que ocurre con las secuencias GPC y GPZ, las funciones suma de CC de las secuencias IGC también adoptan valores dobles: las SACF de emisiones aperiódicas de secuencias IGC del mismo sub-grupo tienen una IFW, mientras que las SCCF aperiódicas entre secuencias de diferentes sub-grupos valen cero para cualquier desplazamiento  $\tau$ , y entre secuencias del mismo sub-grupo tienen una IFW del mismo tamaño que para las SACF.

### Secuencias T-ZCZ

Las secuencias ternarias con zona de correlación cero (T-ZCZ, *Ternary Zero Correlation Zone*) [Hay03], forman parte de un grupo de secuencias ZCZ dentro del grupo de secuencias GO. El conjunto de secuencias T-ZCZ se obtiene a partir de los códigos CSS para secuencias ZCZ aperiódicas, y permiten generar familias con distintas cantidades de secuencias, longitudes y tamaño de IFW. Además existen algoritmos que permiten generar secuencias ZCZ binarias, e incluso del alfabeto multinivel [GPÁ<sup>+</sup>15].

La tabla 2.2 resume las características de las secuencias GO mencionadas en esta sección.

#### 2.2.2 Códigos multinivel

Es posible generalizar cualquiera de las secuencias basadas en CSS o sus variantes GO al alfabeto multinivel [Dar91, GGP<sup>+</sup>10, GPÁ<sup>+</sup>15]. Un caso que obtiene propiedades interesantes, son las secuencias complementarias multinivel, que eliminan las limitaciones en longitud y cantidad de secuencias a elegir, presentes en la versión binaria de estas. Cabe mencionar, que las secuencias no uniformes, son más difíciles de utilizar en la práctica debido a la necesidad de amplificadores que requieran un elevado margen dinámico, por lo que su utilización se puede ver limitada según su aplicación.

Tabla 2.2: Resumen de las propiedades principales de las secuencias GO mencionadas.  
Adaptación de la tabla 2 de [GPÁ<sup>+</sup>15].

Sec.	Unitaria	Longitud de secuencias	IFW	Sec. por conjunto	Núm. de conjuntos	Sub grupos
LS	Si	$L_0 \cdot (M - 1) - 1$	$2 \cdot L_0 - 1$	$M$	1	1
GLS	Si	$L_0 \cdot (M - 1) - 1$	No uniforme	1	$M$	2
GPC	No	$4 \cdot L_0 \cdot M$	$8 \cdot L_0 - 1$	2	$2 \cdot M$	2
CZ	No	$4 \cdot L_0 \cdot M$	$8 \cdot L_0 - 1$	2	$2 \cdot M$	2
GPZ	No	$4 \cdot L_{CZ} \cdot M$	$8 \cdot W_{CZ} + 1$	2	$M_{CZ} \cdot M$	2
IGC	No	$M \cdot L_0$	$2 \cdot L_0 - 1$	$M_{IGC}$	$M \cdot M_{IGC}$	$M_{IGC}$

### Conjuntos de secuencias complementarias multinivel

Un inconveniente de los CSS binarios presentados anteriormente, es la limitación en el número de secuencias y la longitud del código a generar. Esta situación se corrige al operar en el alfabeto multinivel, tal como propone García en [GUG13], donde presenta dos arquitecturas modulares para la generación y correlación de  $K$  conjuntos de secuencias complementarias multinivel utilizando algoritmos recursivos: un algoritmo para  $K = 2^k$ , ( $k \in \mathbb{N} - \{0\}$ ) conjuntos, y otro para  $K \geq 3 - \{4\}$  CSS multinivel. Por tanto, con ambos algoritmos se pueden generar y correlar eficientemente  $K$  conjuntos CSS multinivel, con  $K \in \mathbb{N} - \{0, 1\}$ . El empleo de estos códigos, permiten además la generación de secuencias CSS multinivel con bajo PAPR y longitudes flexibles, así como también el uso de correladores eficientes que reducen el número de operaciones a realizar para la detección de estas secuencias [GPÁ<sup>+</sup>15]. La particularidad de los algoritmos propuestos, viene dada en la elección de los retardos asignados en cada etapa, lo que permite generar cualquier longitud de secuencia. Sin embargo, esto influye directamente en la cantidad de niveles que tiene la secuencia generada, por lo que para ciertas longitudes, los niveles se incrementan demasiado dificultando su correcta detección en aplicaciones con entornos ruidosos o muy desfavorables.

Por otro lado, un inconveniente que presentan tanto la versión binaria como la multinivel, es la dificultad de emitir simultáneamente estas secuencias y que sean recibidas de la misma forma por el receptor. Por lo que en algunas aplicaciones, se suelen enviar las secuencias concatenadas o entrelazadas, lo que degrada sus propiedades ideales [PUH<sup>+</sup>07].

### 2.2.3 Códigos polifásicos

A diferencia de las secuencias GO, que requieren de entornos con sincronismo casi perfecto para la detección de las secuencias emitidas, las secuencias polifásicas tienen la particularidad de no degradarse rápidamente frente a la falta de sincronismo, y presentan una ventaja adicional frente al efecto Doppler por el desplazamiento en frecuencia de la

señal emitida.

En los sucesivos apartados se hará un repaso por los códigos polifásicos más conocidos, haciendo hincapié en las secuencias Zadoff-Chu las cuales serán el foco de estudio de la tesis, por su resistencia frente al efecto Doppler y la posibilidad de disponer de familias con un número de secuencias elevado con bajas correlaciones cruzadas entre ellas.

De forma genérica, dadas dos secuencias complejas y unitarias de longitud  $L$ ,  $\{s_n[l], s_m[l]\}; 0 \leq l \leq L - 1$  siendo  $\{s[l]\}$  una secuencia definida como:

$$\{s[l]\} = \{A_l \cdot e^{j\phi_l}\} = \{A_l[\cos(\phi_l) + j \sin(\phi_l)]\} \quad \forall l, 0 \leq l \leq L - 1 \quad (2.26)$$

entonces la función de correlación aperiódica se define como:

$$C_{s_n, s_m}[\tau] = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1-\tau} s_n[l] \cdot s_m[l + \tau]^*, & 0 \leq \tau \leq L - 1 \\ \sum_{l=0}^{L-1+\tau} s_n[l - \tau] \cdot s_m[l]^*, & 1 - L \leq \tau < 0 \\ 0 & |\tau| \geq L \end{cases} \quad (2.27)$$

donde  $s[l]^*$  denota el conjugado complejo de  $s[l]$ . La ecuación (2.27) representa la función de AC cuando  $n = m$ , y la función de CC cuando  $n \neq m$ .

### 2.2.3.1 Códigos Uniformes

Los códigos polifásicos se pueden sub-clasificar en dos grupos: en uniformes y no uniformes, tal como se indica en la figura 2.2. Una secuencia es uniforme cuando todos los coeficientes  $A_l$  de la ecuación (2.26) son iguales, por lo general se encuentran normalizados, es decir que  $A_l = 1, \forall l = 1, \dots, L$ .

En esta sección, se revisarán también códigos polifásicos basados en secuencias chirp, indicando sus principales características.

### Códigos Frank

Los elementos  $s_i$  de los códigos Frank de longitud  $L = M^2$  siendo  $M$  un entero positivo, se pueden obtener a partir de definir la fase en la ecuación (2.26) como:

$$\phi_{n,k} = 2\pi \frac{(n-1)(k-1)}{M} \quad (2.28)$$

donde  $1 \leq n, k \leq M$ . Otras secuencias pueden obtenerse a partir de desplazamientos cíclicos de esta misma.

Originalmente, los códigos Frank fueron pensados en busca de una función de AC periódica ideal [FZH62]. Sin embargo, luego se descubrieron propiedades favorables para la AC aperiódica de estos códigos [Fra63], ya que presentan lóbulos laterales relativamente



bajos. No obstante, cada familia está compuesta por una única secuencia, por lo tanto no hay códigos con bajas correlaciones cruzadas entre ellos.

Como una versión modificada de los códigos Frank, surgen los códigos P1, P2 [LK81] y Px [RK98], cuyas expresiones para la fase de la ecuación (2.26) se resumen en la tabla 2.3.

### Códigos Zadoff-Chu

Las secuencias Zadoff-Chu (ZC), son una combinación entre las secuencias Frank [FZH62] y Chu [Chu72]. Sus elementos son complejos y de módulo unitario, tal como se representa en la figura 2.6. Estas secuencias, se emplean en el estándar LTE (*Long Term Evolution*) de comunicaciones celulares [STB11].

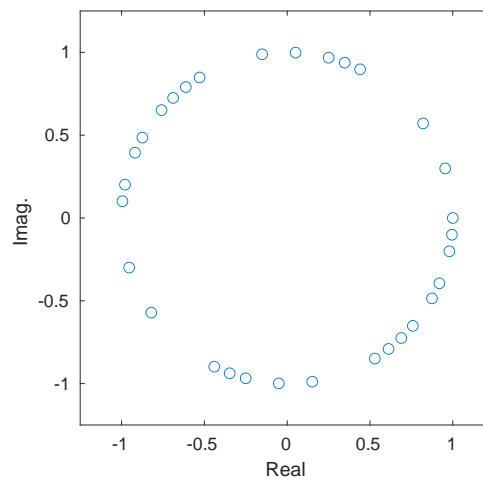


Figura 2.6: Elementos complejos de una secuencia ZC de longitud  $L=32$  y módulo unitario.

Una secuencia ZC  $Z_{r_k}$  de longitud  $L$ , se define según la ecuación (2.26) con una fase:

$$\phi_l = \begin{cases} \frac{\pi r_k l^2}{L}, & \text{si } L \text{ es par} \\ \frac{\pi r_k l(l+1)}{L}, & \text{si } L \text{ es impar} \end{cases} \quad (2.29)$$

donde  $r_k = 1, 2, \dots, L-1$  es un entero y co-primero de  $L$  que representa la raíz de generación para cada una de las  $K = L-1$  secuencias disponibles, con baja correlación cruzada entre ellas. La función de AC periódica para una secuencia ZC satisface (2.30), para cualquier desplazamiento  $\tau$  [Chu72], como se puede observar en las dos correlaciones de la izquierda en la figura 2.7.

$$R_{Z_{r_k}}[\tau] = \begin{cases} L, & \tau \bmod L = 0, \\ 0, & \tau \bmod L \neq 0, \end{cases} \quad (2.30)$$

Por otro lado, en [ML92] se define la AC aperiódica como:

$$C_{Z_{r_k}}(\tau) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{L-1-\tau} Z_{r_k}(l) \cdot Z_{r_k}(l+\tau)^* & \text{si } \tau \geq 0, \\ \sum_{l=-\tau}^{L-1} Z_{r_k}(l) \cdot Z_{r_k}(l+\tau)^* & \text{si } \tau < 0. \end{cases} \quad (2.31)$$

La AC en  $\tau = 0$  es igual a la longitud  $L$  de la secuencia. La correlación aperiódica de las secuencias ZC no es ideal, pero consigue lobulos laterales relativamente bajos. Según [ML92], la máxima cota de autocorrelación  $\theta_{AC}$  en emisiones aperiódicas se aproxima a la expresión:

$$\theta_{AC} = 2.085\sqrt{L} - 0.0736 \quad \text{cuando se cumple: } \sqrt{L} < 45 \quad (2.32)$$

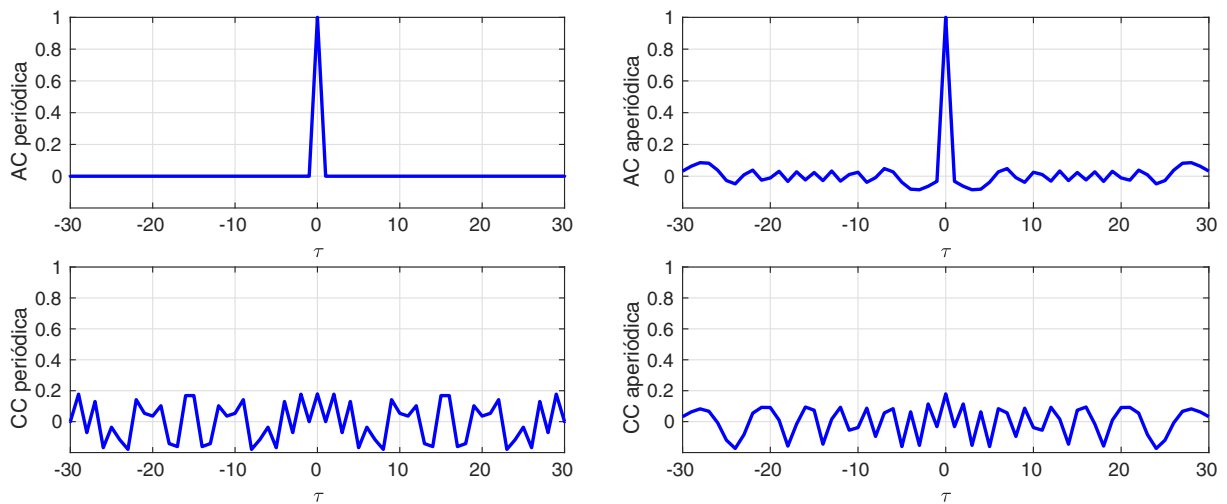


Figura 2.7: Funciones de AC y CC para las secuencias Zadoff-Chu  $Z_{r_1}$  y  $Z_{r_{30}}$  de longitud  $L = 31$ . Considerando correlación periódica (izq.) y aperiódica (der.).

De forma análoga que con los anteriores códigos-P, se definen los códigos P3 y P4 [LK82] y Golomb [ZG93] como una versión modificada de las secuencias Zadoff-Chu. De hecho, son una versión cíclicamente desplazada y decimada de estas. Sin embargo, de estos tres códigos, solo los Golomb presentan un conjunto de secuencias con bajas correlaciones cruzadas, como las secuencias ZC. Las expresiones para las respectivas fases que satisfacen la ecuación (2.26) se resumen en la tabla 2.3.

### Secuencias Polifásicas Complementarias

Las secuencias CPS (*Complementary Polyphase Sequences*) propuestas por Sivaswamy [Siv78], forman un conjunto de  $K$  secuencias  $S_i = [s_{i,0}, \dots, s_{i,k}, \dots, s_{i,K}]$  polifásicas de longitud  $L = K + 1$  elementos, donde el  $k$ -ésimo elemento de la  $i$ -ésima secuencia está dado por:

$$s_{i,k}(t) = A(t - k\tau_s) e^{j(\omega_0 t + \Phi_k^{(i)})} \quad (2.33)$$

donde  $\tau_s$  es el tiempo de duración de cada elemento de la secuencia,  $\Phi_k^{(i)} = \sum_{p=0}^k \phi_p^{(i)}$  la fase arbitraria de la  $i$ -ésima secuencia, la fase  $\phi_p^{(i)}$  es obtenida a partir de resolver la matriz de ecuaciones de la función de autocorrelación [Siv78], y  $A(t)$  debe satisfacer:

$$A(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } \tau_s \geq t \geq 0 \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (2.34)$$

Estos  $K$  códigos forman un conjunto de códigos complementarios polifásicos si la suma de las funciones de autocorrelación satisface:

$$SACF = \sum_{i=1}^N C_{S_i}(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{para } \tau > 0 \\ N \cdot L & \text{para } \tau = 0 \end{cases} \quad (2.35)$$

El método propuesto por Sivaswamy, está limitado a usar secuencias base de longitudes 2, 3, 10 y 26. Luego, Frank extiende el método de generación y los posibles tipos y longitudes de secuencias a elegir [Fra80].

La tabla 2.3 resume las fases que adoptan las distintas secuencias polifásicas mencionadas en esta sección.

Tabla 2.3: Resumen de características de las secuencias polifásicas más habituales en sensado activo.

Secuencia	Fase $\phi_l$	Long. de sec.	Sec. por conjunto
Frank [FZH62]	$\phi_{n,k} = 2\pi \frac{(n-1)(k-1)}{M}$	$L = M^2$	1
P1 [LK81]	$\phi_{n,k} = \frac{2\pi}{M} \left[ \frac{(M+1)}{2} - n \right] [(n-1)M + (k-1)]$	$L = M^2$	1
P2 [LK81]	$\phi_{n,k} = \frac{2\pi}{M} \left[ \frac{(M+1)}{2} - k \right] \left[ \frac{(M+1)}{2} - n \right], M \text{ par}$	$L = M^2$	1
Px [RK98]	$\phi_{n,k} = \begin{cases} \frac{2\pi}{M} \left[ \frac{(M+1)}{2} - k \right] \left[ \frac{(M+1)}{2} - n \right], M \text{ par} \\ \frac{2\pi}{M} \left[ \frac{M^2}{2} - k \right] \left[ \frac{(M+1)}{2} - n \right], M \text{ impar} \end{cases}$	$L = M^2$	1
Zadoff-Chu [Chu72]	$\phi_l = \begin{cases} \frac{\pi r_k l^2}{L}, & L \text{ par} \\ \frac{\pi r_k l(l+1)}{L}, & L \text{ impar} \end{cases}$	$L \in \mathbb{N} - \{0\}$	$L - 1$
P3 [LK82]	$\phi_l = \frac{\pi}{L} (l-1)^2$	$L \in \mathbb{N} - \{0\}$	1
P4 [LK82]	$\phi_l = \frac{\pi}{L} (l-1)(l-1-L)$	$L \in \mathbb{N} - \{0\}$	1
Golomb [ZG93]	$\phi_l = \frac{\pi}{L} r_k (l-1)l$	$L$	$L - 1$

### 2.2.3.2 Códigos No-Uniformes

Esta denominación se le asigna a aquellos códigos donde al menos un coeficiente  $A_l \forall l = \{1, \dots, L\}$  de la ecuación (2.26) es distinto a los demás. Dentro de esta clasificación, se pueden destacar los códigos Huffman y las secuencias generalizadas tipo chirp.

#### Códigos Huffman

Los códigos Huffman [Huf62], se obtienen a partir de la representación polinómica de una secuencia en el tiempo. De esta manera, se define la secuencia  $S(z)$  según el polinomio descrito por:

$$S(z) = s_1 + s_2 z^2 + \dots + s_L z^{L-1} \quad (2.36)$$

donde los coeficientes  $\{s_i\}$  son valores complejos. Las raíces del polinomio  $S(z)$  deben encontrarse en el plano  $z$  a intervalos de  $2\pi/(L-1)$  en dos círculos cuyos radios  $R$  y  $R^{-1}$  son [GPÁ<sup>+</sup>15]:

$$\left[ \left| \frac{1}{2a} \right| \pm \sqrt{\frac{1}{4a^2} - 1} \right]^{1/(L-1)} \quad (2.37)$$

El diseño de estas secuencias consiste en especificar el número  $L$  de elementos del código, la amplitud  $a$  del lóbulo lateral del borde (es decir, el lóbulo lateral para el último desplazamiento), y la elección particular de las raíces en el plano  $z$ , entre los  $(L-1)$  pares posibles.

Los pulsos resultantes de la elección de estos parámetros, afectan tanto a la amplitud como a la fase, y debido a las variaciones de amplitud en la señal, estas no suelen ser muy utilizadas en aplicaciones de radar y, por otra parte, no poseen secuencias con bajas correlaciones cruzadas entre ellas.

#### Códigos tipo chirp generalizados

Los códigos GCC (*Generalized Chirp-like Codes*) propuestos en [PM10], son un conjunto de secuencias con un comportamiento similar a las señales chirp y, con una zona de correlación cero (para correlaciones periódicas). Estas secuencias se definen como:

$$c_i = a(k) \cdot g(k \bmod m) \cdot b_n(k \bmod m) \quad (2.38)$$

donde  $m$  es el número de códigos del conjunto,  $i = 0, \dots, m-1$  y  $k = 0, \dots, L-1$  ( $L$  es la longitud de la secuencia). Una secuencia ZC se ha elegido como  $a(k)$ , mientras que  $g$  y  $b_n$  se expresan como:

$$g(i) = e^{-j(2\pi r/L)(-(n+(L \bmod k))/2+qi)} \quad (2.39)$$

$$b_i(i) = e^{-j(2\pi r/u)ip} \quad (2.40)$$

donde  $r$  es primo relativo a  $L$ ,  $q$  es un entero cualquiera y  $u$  es la raíz primitiva, siendo  $r$  primo relativo a  $u$  también, y  $p = 0, \dots, m - 1$ .

La respuesta de estas secuencias frente al desplazamiento Doppler presenta un pico principal elevado incluso para grandes desplazamientos, sin embargo, los lóbulos laterales crecen rápidamente. Por tanto, su respuesta frente al desplazamiento Doppler no es lo suficientemente buena [GPÁ<sup>+</sup>15].

#### 2.2.4 Códigos generados de forma heurística

Existe una amplia literatura respecto al uso de algoritmos de búsqueda heurística para el diseño de secuencias con un determinado comportamiento. Por mencionar algunos, en [SS12] se propone un *framework* computacional basado en una aproximación trenzada iterativa (ITROX, *iterative twisted approximation*), para obtener secuencias binarias unitarias o conjuntos de secuencias complementarias con buenas propiedades de correlación periódicas y aperiódicas, incluso secuencias con ZCZ. En [SHL09, BS18], se presentan algoritmos cíclicos (CA y CA-New, *cyclic algorithm new*), que parten de secuencias con buenas propiedades como secuencias Golomb, Frank o incluso secuencias pseudo-aleatorias. En [WPW<sup>+</sup>19], se expone un método iterativo para generar secuencias complementarias completas (CCS, *complete complementary sequence*) basadas en pares complementarios Golay y mejoradas para ser tolerantes al desplazamiento Doppler.

#### 2.2.5 Comparativa frente al desplazamiento Doppler

Dado que la aplicación final de esta tesis está enfocada en la localización de dispositivos o vehículos en movimiento empleando sistemas de posicionamiento, resultan de interés aquellos códigos que permitan obtener secuencias con bajas correlaciones cruzadas entre las que compongan cada familia, y que presenten un buen desempeño frente al desplazamiento Doppler. Para ello, a continuación se representan las funciones de ambigüedad de algunas de las secuencias más representativas, y aquellas que se han utilizado en diversas aplicaciones relacionadas con los sistemas de posicionamiento. En la figura 2.8, el eje de tiempo  $\tau$  representa el tiempo normalizado respecto a  $T_s$ , siendo  $T_s$  la duración del elemento de la secuencia de longitud  $L$ ; y en el eje de frecuencia,  $\nu$ , es la frecuencia de desplazamiento Doppler multiplicada por un factor  $L \cdot T_s$  [LF92].

De las funciones de ambigüedad representadas, se puede destacar el excelente comportamiento de las secuencias ZC frente al desplazamiento Doppler, mientras que los códigos Kasami y LS se ven rápidamente afectadas por los lóbulos laterales, y la pronunciada atenuación del pico principal.

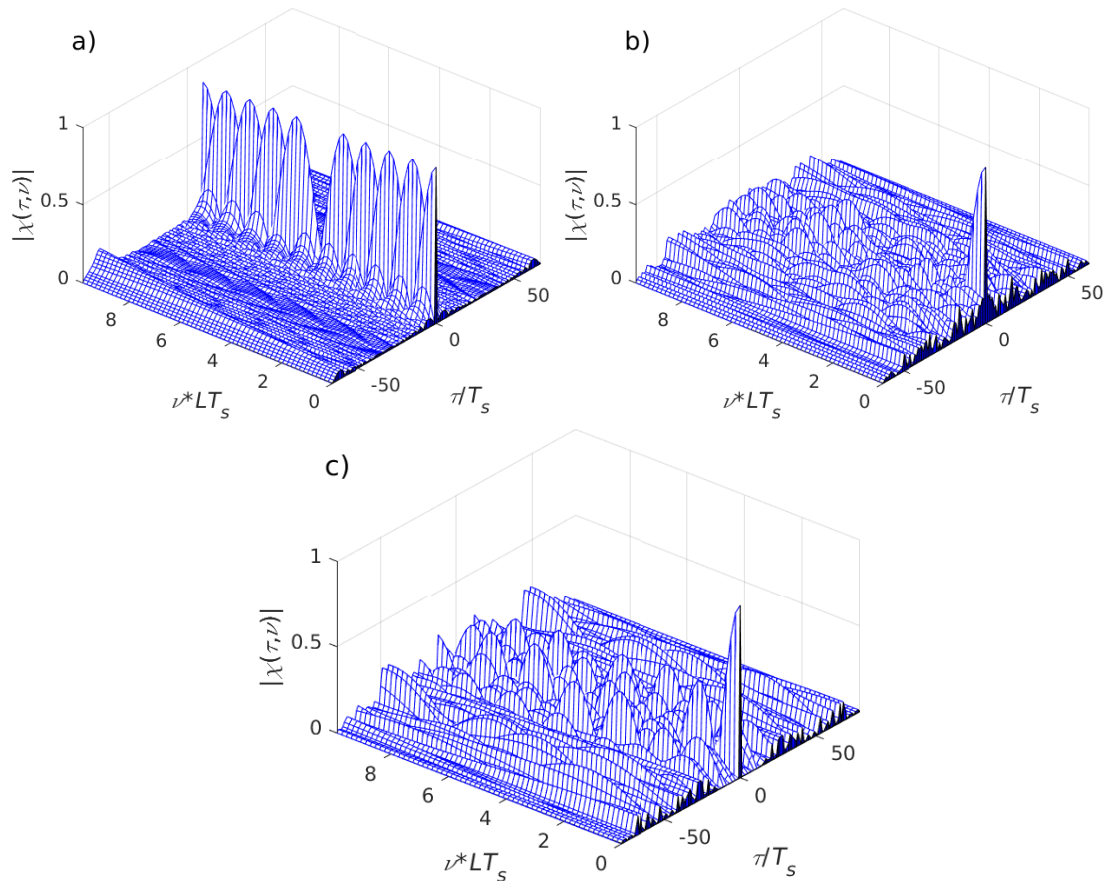


Figura 2.8: Funciones de ambigüedad para secuencias (a) Zadoff-Chu ( $L=67$ ), (b) Kasami ( $L=63$ ) y (c) LS ( $L=79$ ).

## 2.3 Modulación

Las características físicas del entorno obligan a adaptar la señal a transmitir a las restricciones impuestas por el canal, el transmisor y el receptor. Para que la señal logre adaptarse a estas restricciones, se requiere de un esquema de modulación que concentre la energía transmitida dentro de un ancho de banda acotado, y sin que esto afecte a las propiedades de correlación de las secuencias a transmitirse.

A continuación, se introducirán los esquemas utilizados para adaptar las secuencias a transmitir a las especificaciones del entorno.

### 2.3.1 Modulación por desplazamiento de fase PSK

La modulación en fase (PSK, *Phase-Shift Keying*), permite emitir secuencias cuyos elementos tengan módulo unitario. De esta manera, es posible utilizar un esquema BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*) para emitir secuencias binarias tales como las Kasami, o un esquema QPSK (*Quadrature PSK*) para la modulación de secuencias complejas como las Zadoff-Chu. En este último caso, las secuencias ZC pueden ser moduladas descomponiendo y modulando la parte real a través de una forma de onda cosenoidal, y la parte imaginaria

por una onda senoidal, ambas a la misma frecuencia de portadora, siendo la suma de ambas formas de onda la señal a transmitir. De este modo, se puede definir la modulación en fase según la siguiente expresión:

$$C[n] = \cos(2\pi f_c n) - i \cdot \sin(2\pi f_c n) \quad ; \quad 0 \leq n/f_s \leq O_f N_c / f_s$$

$$x_{PSK_k}(n) = \sum_{l=0}^L \left[ \operatorname{Re}\{s_k(l)\} \cdot \operatorname{Re}\{C[n]\} - \operatorname{Im}\{s_k(l)\} \cdot \operatorname{Im}\{C[n]\} \right] \quad (2.41)$$

donde  $C[n]$  es la portadora compleja centrada a la frecuencia  $f_c$  a una frecuencia de muestreo  $f_s$ , con una duración de símbolo que depende del factor de sobremuestreo  $O_f = f_s/f_c$  y del número de ciclos  $N_c$ . Mientras que  $s_k(l)$  es la  $k$ -ésima secuencia de modulo unitario y longitud  $L$ . Nótese que, si la secuencia a transmitir es binaria, la señal modulada  $x_{PSK_k}(n)$  se corresponde con un esquema BPSK, ya que al no tener parte imaginaria se anula la portadora compleja resultando solo en la parte real de esta.

La figura 2.9 representa el esquema PSK para la emisión y recepción de una secuencia  $s_k(l)$ . Cabe destacar que la detección de la señal en el receptor, se obtiene de realizar la correlación directa entre la señal recibida y la señal transmitida.

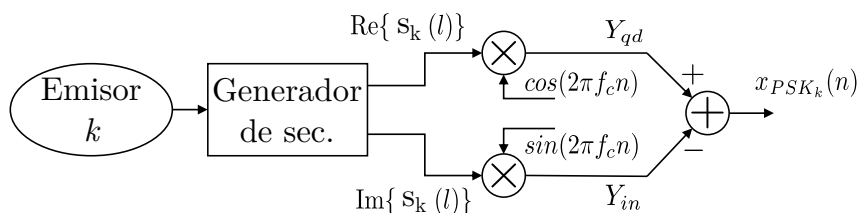


Figura 2.9: Esquema del emisor PSK genérico para secuencias complejas y binarias para el  $k$ -ésimo usuario.

### 2.3.2 Modulación por salto de frecuencia

En un esquema de modulación de espectro ensanchado basado en el salto de frecuencias de portadora, conocido como FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*), la señal a transmitir se propaga alternando la frecuencia de portadora dentro de un ancho de banda determinado, “saltando” de un canal a otro siguiendo un patrón preestablecido (ver figura 2.10), por lo que la señal permanece en el canal por cortos períodos de tiempo  $T_s$ . Se han considerado dos opciones posibles de salto: Slow-FH y Fast-FH [GB09]. En Slow-FH, la secuencia entera es transmitida antes de cambiar de portadora, mientras que en el caso de Fast-FH, cada elemento de la secuencia realiza un salto por todas las portadoras antes de pasar al siguiente elemento de la secuencia. En la figura 2.11 se puede observar como se emite la secuencia asignada al emisor B1, respetando el patrón de saltos asignado según la figura 2.10.

La secuencia a transmitir es modulada empleando un esquema PSK, lo que permite ubicar la secuencia en cada portadora de acuerdo al patrón de saltos. La modulación en

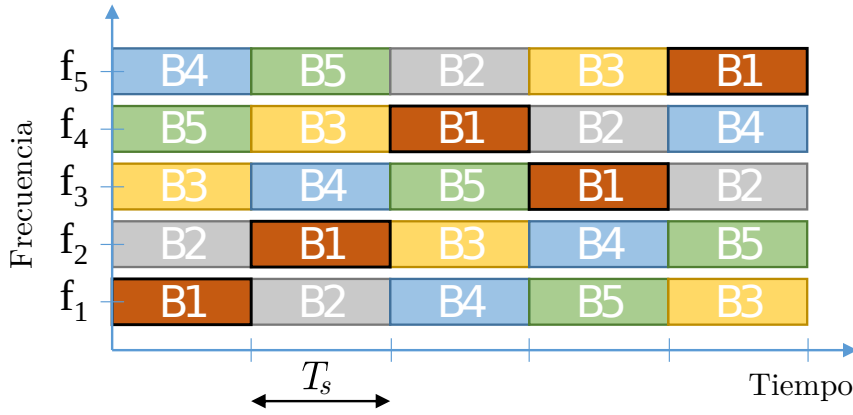


Figura 2.10: Patrón de saltos de portadora para 5 emisores, con una permanencia  $T_s$  en cada portadora antes de realizar el siguiente salto.

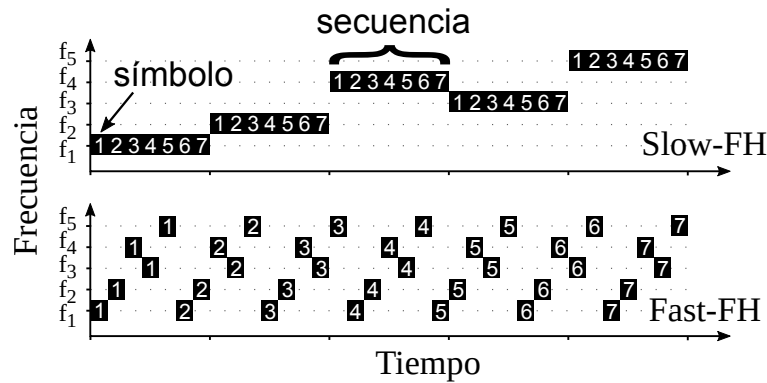


Figura 2.11: Ejemplo de emisión de una secuencia de longitud 7 para el emisor B1 y cinco saltos de portadora, para ambos esquemas Slow-FH (arriba) y Fast-FH (abajo).

fase aplicada se adapta tanto al uso de secuencias de elementos complejos como binarios, al igual que se describió en la sección 2.3.1. La portadora también es multiplicada por una ventana de Hanning para reducir la amplitud de la señal en los cambios de fase, lo que permite un suavizado del espectro en frecuencia. Este esquema de modulación puede describirse como (2.42):

$$\begin{aligned}
 Hann(t) &= \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \left( \frac{2\pi t}{T_s} \right) \right] \\
 C_k(t) &= \left[ \cos(2\pi f_k t + \phi) - i \cdot \sin(2\pi f_k t + \phi) \right] \cdot Hann(t) \\
 x_{FH_k}(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} \left[ \operatorname{Re}(s_k(l)) \cdot \operatorname{Re}(C_k(t)) - \operatorname{Im}(s_k(l)) \cdot \operatorname{Im}(C_k(t)) \right] \cdot \Pi_{T_s}(t) \quad (2.42)
 \end{aligned}$$

donde  $T_s$  es la duración del símbolo;  $s_k(l)$  es la  $k$ -ésima secuencia correspondiente al  $k$ -ésimo emisor; el pulso rectangular  $\Pi_{T_s}$  es igual a uno para  $0 \leq t \leq T_s$  y cero en cualquier otro caso;  $C_k(t)$  es la portadora multiplicada por la ventana Hanning, y  $f_k$  es el conjunto de frecuencias en los que se producen los saltos. En Slow-FH,  $f_k$  cambia cada  $L$  muestras, mientras que en Fast-FH, el salto se produce por cada elemento de la secuencia.



La figura 2.12 muestra el esquema del transmisor para ambas alternativas. Tal como se mencionó anteriormente, cada transductor posee una secuencia única asignada. La duración mínima  $T_s$  del símbolo, depende del ancho de banda disponible  $BW = \frac{2}{T_s}$  [ASS<sup>+</sup>17].

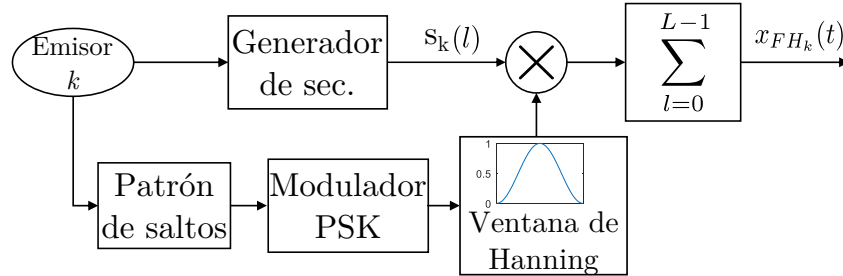


Figura 2.12: Esquema  $k$ -ésimo emisor FHSS, válido tanto para Slow-FH como para Fast-FH.

### 2.3.3 Multiplexación por división de Frecuencias Ortogonales (OFDM)

La modulación por división de frecuencias ortogonales (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), es una técnica de acceso al medio que divide el ancho de banda disponible en  $N_{FFT}$  sub-bandas equiespaciadas, desde 0 hasta  $f_s/2$  Hz, siendo  $f_s$  la frecuencia de muestreo. El uso de subportadoras ortogonales admite un solapamiento entre ellas, lo que mejora el uso del ancho de banda y la eficiencia espectral comparado con otros esquemas de modulación multiportadora [SNM12]. Este esquema de modulación puede ser implementado de forma eficiente utilizando una IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) en el emisor y una FFT en el receptor [GUnG<sup>+</sup>15]. Para ubicar la señal a transmitir dentro del ancho de banda del transductor, cada bit del código debe colocarse en las portadoras de la IFFT correspondientes a las frecuencias de salida deseadas, y el resto de los canales se deberán completar con ceros. Esta técnica se conoce como Modulación por Multitones Discretos (DMT, *Discrete Multitone Modulation*) [GUnG<sup>+</sup>15], y aplicada a una secuencia de elementos complejos, como las secuencias Zadoff-Chu, permite obtener una señal real a la salida de la IFFT, sin necesidad de un modulador adicional.

Aprovechando las ventajas de la simetría Hermítica, donde se cumple que  $f(x) = \text{conj}\{f(-x)\}$ , se puede obtener a la salida de la IFFT una señal real en paso banda, a costa de un tamaño de ventana de  $2N_{FFT}$ , lo que permite prescindir de una etapa de modulación posterior a la IFFT, ya que no es necesario enviar la parte real e imaginaria simultáneamente. Esta modulación puede ser expresada como:

$$x_{OFDM_k}[l] = \sum_{n=1}^{2N_{FFT}} S_k[n] \cdot e^{j2\pi nl/2N_{FFT}}; \quad l = 1, \dots, 2N_{FFT} \quad (2.43)$$

donde  $S_k[2N_{FFT} - n] = S_k[n]^*$  y  $S_k[n]^*$  es el complejo conjugado de  $S_k[n]$ , el símbolo del  $k$ -ésimo emisor transmitido en la sub-banda  $n$ , y  $N_{FFT}$  es el número de canales o portadoras ortogonales.

Dada la forma de distribución del ancho de banda en DMT, la cantidad de ceros  $Z_L$  y  $Z_H$  que se agreguen para anular las portadoras no utilizadas de la parte baja y alta respectivamente, dependerá de la frecuencia de muestreo  $f_s$ , del ancho de banda disponible en el canal  $BW = f_h - f_l$ , de la frecuencia en la que se desee centrar la señal y de la longitud  $L$  de la secuencia a enviar, como se indica en (2.44):

$$Z_H = \frac{L(f_s - 2f_h)}{2(f_h - f_l)} \quad , \quad Z_L = \frac{2f_l(L + Z_H)}{f_s - 2f_l} \quad (2.44)$$

Los datos de entrada  $S_k[n]$  de la expresión (2.43), antes de aplicar la simetría Hermítica, se deben corresponder con un vector de longitud  $N_{FFT}$ :

$$S_k[n] = [0, \text{ceros}(1 : Z_L), s_k[0], \dots, s_k[L - 1], \text{ceros}(1 : Z_H)] \quad (2.45)$$

La figura 2.13 muestra el esquema del emisor OFDM, donde se computa la IFFT de una secuencia compleja, siguiendo la simetría Hermítica, y luego transmitiendo en forma serie los datos resultantes.

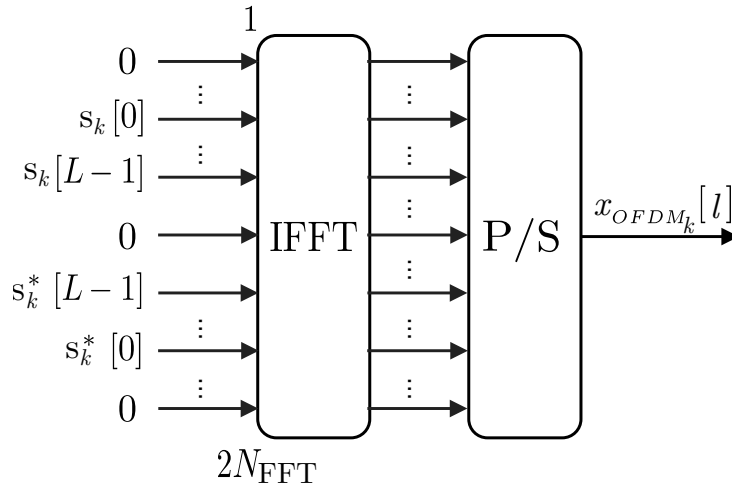


Figura 2.13: Esquema del  $k$ -ésimo emisor OFDM, empleando modulación DMT y secuencias complejas para obtener una salida real.

### 2.3.4 Multiplexación por División de Chirps Ortogonales

Recientemente, un esquema de modulación basado en la Multiplexación por División de Chirps Ortogonales (OCDM, *Orthogonal Chirp Division Multiplexing*) se ha introducido en los sistemas de posicionamiento acústicos [KXGP17, BB18]. OCDM consiste en el uso de señales chirp ortogonales, actualmente empleadas en radar [CWS15] y sistemas de comunicaciones [SMGPS04] para modular las señales transmitidas con muy baja interferencia entre ellas, conservando las propiedades de las señales chirp tradicionales.

En un chirp lineal, su frecuencia instantánea  $f(t)$  varía de forma lineal con el tiempo,

con un ancho de banda  $BW = f_h - f_l$ , siendo  $f_l$  y  $f_h$  las frecuencias inicial y final respectivamente, durante un período  $T_c$ . Se puede definir la señal chirp sinusoidal lineal como:

$$CH(t) = \text{rect} \left[ \frac{t}{T_c} \right] \exp \left[ j 2\pi \left( f_l t + \frac{1}{2} \mu t^2 \right) + \phi_l \right] \quad (2.46)$$

donde  $\mu = BW/T_c$  es la tasa de variación de frecuencia,  $\phi$  la fase inicial y  $\text{rect}[\ ]$  es una ventana rectangular de duración  $T_c$ . Sin embargo, estas señales por si solas se ven degradadas en sistemas de acceso múltiple, por lo que surge lo propuesto en [KXGP17], donde se generan un conjunto de señales chirp cuasi-ortogonales que se pueden expresar como:

$$CH_k(t) = CH_p(t) + CH_q(t) = \text{rect} \left[ \frac{t}{T_{c_p}} \right] \exp \left\{ j 2\pi \left( f_{l_{k_p}} t + \frac{1}{2} \mu_{k_p} t^2 \right) \right\} + \\ + \text{rect} \left[ \frac{t - T_{c_p}}{T_{c_q}} \right] \times \exp \left\{ j 2\pi \left( f_{l_{k_q}} (t - T_{c_p}) + \frac{1}{2} \mu_{k_q} (t - T_{c_p})^2 \right) \right\} \quad (2.47)$$

donde  $k = 1, \dots, K_{CH}$  corresponde a la  $k$ -ésima señal chirp generada. Esta señal se obtiene concatenando dos señales chirp parciales,  $CH_p(t)$  y  $CH_q(t)$ , cada una con su respectiva frecuencia inicial  $f_{l_{k_p}}$  o  $f_{l_{k_q}}$ , tasa de variación de frecuencia  $\mu_{k_p}$  o  $\mu_{k_q}$ , y duración de chirp  $T_{c_p}$  o  $T_{c_q}$ , respectivamente. Nótese que  $T_c = T_{c_p} + T_{c_q}$ .

Según los parámetros con los que se generen las señales chirp, se pueden obtener distintas formas cuasi-ortogonales. A modo de ejemplo, si se utilizan los parámetros definidos en la tabla 2.4, se pueden obtener las señales OCDM que se representan en la figura 2.14 en un diagrama Tiempo-Frecuencia.

Tabla 2.4: Frecuencias iniciales  $f_{l_k}$  y las tasas de incremento  $\mu_k$  para las chirp parciales  $p$  y  $q$  para la generación de señales OCDM  $CH_k(t)$ .

	$f_{l_{k_p}}$	$f_{l_{k_q}}$	$\mu_{k_p}$	$\mu_{k_q}$
$CH_1(t)$	$f_l$	$f_l + \frac{BW}{4}$	$\frac{\mu}{2}$	$\frac{3\mu}{2}$
$CH_2(t)$	$f_h$	$f_h - \frac{BW}{4}$	$-\frac{\mu}{2}$	$-\frac{3\mu}{2}$
$CH_3(t)$	$f_l$	$f_l + \frac{3BW}{4}$	$\frac{3\mu}{2}$	$\frac{\mu}{2}$
$CH_4(t)$	$f_h$	$f_h - \frac{3BW}{4}$	$-\frac{3\mu}{2}$	$-\frac{\mu}{2}$
$CH_5(t)$	$f_l$	$f_l + \frac{BW}{2}$	$\mu$	$\mu$

Como propuesta novedosa, en esta tesis se emplea el conjunto de señales chirp complejas propuesto en [KXGP17] como símbolo de modulación de la secuencia a transmitir, con estas es posible obtener una señal real de manera similar a la modulación PSK descrita en la sección 2.3.1. Esto mejora la correlación cruzada entre señales emitidas, comparado con la emisión de señales chirp tradicionales sin modular. Se describen según la siguiente ecuación:

$$x_{OCDM_k}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \left[ \Re(s_k[l]) \cdot \Re(CH_k[n]) - \Im(s_k[l]) \cdot \Im(CH_k[n]) \right] \quad (2.48)$$

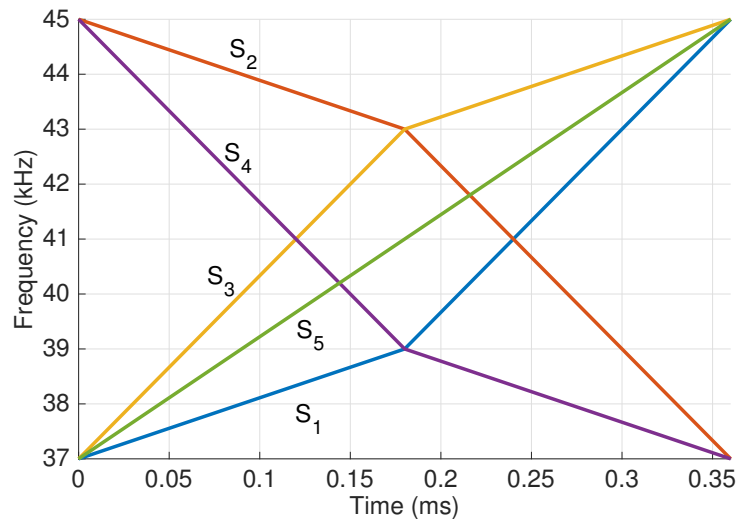


Figura 2.14: Conjunto de cinco símbolos chirp cuasi-ortogonales generados a partir de los datos de la tabla 2.4.

## 2.4 Uso de señales codificadas en sistemas de medida basados en tiempos de vuelo

El uso de técnicas de codificación supone una mejora de las prestaciones del sistema de posicionamiento, aumentando la SNR a la salida del correlador con una ganancia de proceso. Dicha ganancia, está asociada al incremento de la longitud del código y no a la amplitud de la señal transmitida. Su utilización en Sistemas de Posicionamiento Ultrasónicos (UPS, *Ultrasonic Positioning Systems*) basados en la medida de tiempos de vuelo, aumenta la precisión de la estimación del instante de llegada, debido a lo estrecho del pico de correlación, en comparación con sistemas de detección que no utilicen técnicas de codificación, lo que mejora la resolución espacial.

Adicionalmente, permite la utilización de esquemas de acceso al medio en forma simultánea por división de código (CDMA, *Code Division Multiple Access*), o por división en intervalos de tiempo (TDMA, *Time Division Multiple Access*). El primero propicia el aumento de la tasa de actualización de las posiciones, aunque requiere de códigos robustos y con excelentes propiedades de correlación cruzada. Mientras que el esquema TDMA facilita la detección de las señales en el receptor, aunque incrementa considerablemente la tasa de actualización, dependiendo de la cantidad de emisores disponibles.

Aún así, un desafío pendiente de resolver, es la falta de una familia de códigos que cumpla simultáneamente con todos los criterios de un código ideal para aplicaciones móviles, es decir: buenas propiedades de autocorrelación y correlación cruzada, robustez al multicamino, al efecto Doppler, y frente a los diversos efectos no deseados en diferentes canales, como espacios interiores y entornos subacuáticos [UHG<sup>+</sup>18].

### 2.4.1 Sistemas de posicionamiento en interiores

A principio de los años 2000, la mayoría de los sistemas de posicionamiento comienzan a emplear la medida de tiempos de vuelo o de llegada, para aplicar posteriormente algoritmos de multilateración que permiten estimar la ubicación de uno o un conjunto de objetivos en movimiento, ya sea una persona, robot móvil, dron, etc [San13]. Existen dos variantes habitualmente utilizadas, una en que el objetivo a localizar está dotado de un emisor, ver figura 2.15 (a), y luego un conjunto de receptores en posiciones fijas y conocidas obtienen los TOF, tal como se plantea en los dispositivos *Bat* desarrollados por los laboratorios AT&T [ACH<sup>+</sup>01]; esta variante requiere centralizar las medidas obtenidas por cada receptor en una unidad central, para luego calcular la posición del objetivo. La segunda variante, complementaria a la primera, consiste en un conjunto de balizas emisoras en posiciones fijas y conocidas (ver figura 2.15 (b)), donde cada una de ellas emite una señal que será detectada por el dispositivo objetivo, y será este quien determine su propia posición, como ocurre en la propuesta de *Cricket* [PCB00], donde combinan la emisión de una señal de Radio Frecuencia (RF) para enviar el identificador del emisor, y un pulso ultrasónico para la medición del TOF.

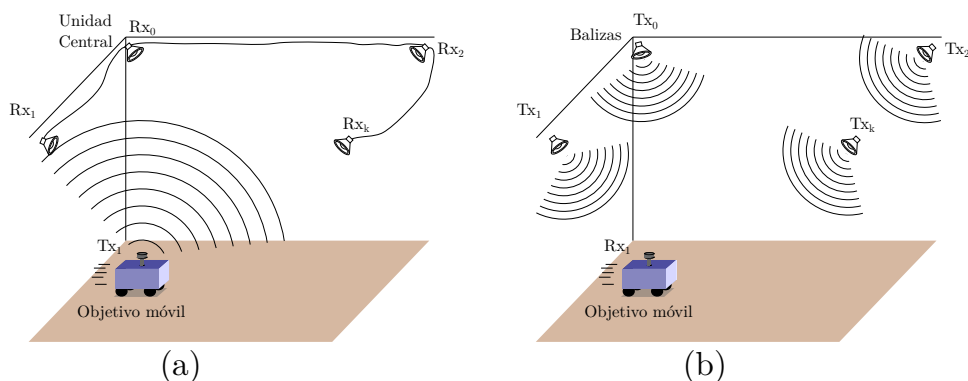


Figura 2.15: Esquemas de emisión de señales para la medida de tiempos de vuelo. En (a) el objetivo está equipado con un emisor, y en (b) con un receptor.

Sin embargo, dado que ambos sistemas (*Bat* y *Cricket*) cuentan con una baja tasa de actualización de la posición, o no son sistemas orientados a la privacidad, es que surgen los primeros trabajos que luego definirán el rumbo de los sistemas de posicionamiento actuales.

De esta manera, en espacios interiores, aparecen los primeros trabajos usando técnicas de codificación, propuestos por Hazas y Ward [HW02, HW03] que emplean códigos Gold. Desde entonces, han surgido trabajos similares basados en el uso de códigos binarios pseudo-aleatorios a partir de las secuencias- $m$  [AO05, DMUH<sup>+</sup>06, HTS<sup>+</sup>20], Gold [JS05], Kasami o Golay [DMUH<sup>+</sup>07, SBBD12]. En la siguiente década, algunos autores comenzaron a trabajar con códigos binarios multisequencia, como los CSS [DU<sup>+</sup>11, PSU<sup>+</sup>11], no obstante, en la práctica, la emisión simultánea de las secuencias asociadas a un mismo emisor implica mecanismos de ordenación, usualmente entrelazado o

concatenación, que introducen interferencias en las funciones de correlación. Por otro lado, en [PAÁ<sup>+</sup>11] se demostró que los CSS y sus códigos derivados (como aquellos con zonas de correlación cero) tienen un pobre desempeño frente al efecto Doppler, degradándose significativamente el pico principal de autocorrelación con la velocidad del receptor. En caso de códigos CSS multinivel, aparecen además problemas por la necesidad de amplificadores de potencia lineales. El uso de señales tipo chirp también ha sido explotado en UPS, generando secuencias únicas para cada emisor [LR12, KXGP17, CVW<sup>+</sup>20], con objeto de aprovechar sus propiedades frente al efecto Doppler. Más recientemente, han surgido trabajos que codifican la señal ultrasónica con códigos polifásicos. En este sentido, los códigos Zadoff-Chu son una buena alternativa debido a su flexibilidad en el diseño de la longitud de código, posibilidad de emisores simultáneos y tolerancia al efecto Doppler [ASS<sup>+</sup>17, LWG17]. Aplicaciones de estos sistemas para ofertar servicios basados en localización pueden encontrarse en posicionamiento de personas [ÁALV17], robots [UHG<sup>+</sup>18], o incluso drones [HTS<sup>+</sup>20], en algunos casos como única tecnología y en otros muchos complementada además con sistemas inerciales u otras tecnologías de apoyo, sobre todo en zonas donde se requiere un posicionamiento centimétrico, o sub-centimétrico.

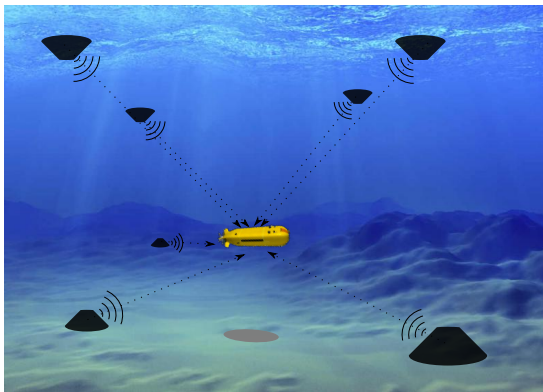
#### 2.4.2 Sistemas de posicionamiento subacuáticos

En entornos subacuáticos, la preferencia de los sistemas acústicos destaca sobre las demás tecnologías [Vic98], ya que ofrecen soluciones a la imposibilidad de usar señales GNSS bajo la superficie del mar, puesto que las señales electromagnéticas presentan una elevada atenuación del orden de  $dB/m$ , mientras que en ondas acústicas es de  $dB/km$  [LASS<sup>+</sup>04]. La codificación de la señal emitida permite mitigar algunos efectos, como el Doppler, ruido o multicamino, pero aparecen nuevos retos frente al entorno aéreo como los perfiles de temperatura, la gran variabilidad del canal, el oleaje o la turbulencia del agua, entre otros. En estos entornos se comenzó incluso mucho antes que en espacios interiores a emplear señales codificadas. A mediados de los años 90, se presentaban trabajos como el de Austin [Aus94] donde hace una revisión del uso de técnicas de ensanchado de espectro en la navegación subacuática, aplicando codificación con secuencias Barker, Chirp, Gold y Welch-Costas, comparando además los esquemas de modulación BPSK y por salto de frecuencias. Actualmente, muchos autores siguen empleando códigos binarios basados en las secuencias-m [BBM07, MBB<sup>+</sup>18] o secuencias Gold [LSGZ19, LST<sup>+</sup>20]. Por otra parte, en [Apa16] se compara el desempeño de códigos binarios (códigos CSS y Kasami) y polifásicos (Frank y Zadoff-Chu) empleando esquemas de modulación BPSK y OFDM. Si bien en este último caso el análisis se realiza en términos de un sistema de comunicación, algunas de las etapas de estos sistemas coinciden con las de los sistemas de posicionamiento. Además del uso de este tipo de códigos, otros autores han optado por el empleo de algoritmos genéticos para la obtención de secuencias ortogonales con buenas propiedades de correlación [HZS16], con el fin de mejorar la detección de las secuencias

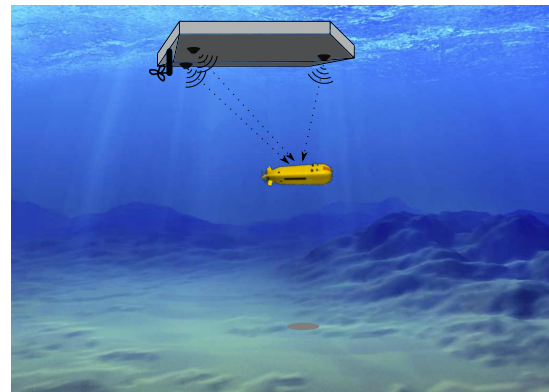
frente al multicamino y la interferencia provocada por los sistemas de emisión simultánea.

De forma general, los sistemas subacuáticos se clasifican en dos grandes grupos:

- Los sistemas de línea base larga (LBL, *Long Baseline*), compuestos por balizas ancladas en el fondo del mar y/o por boyas en la superficie localizadas por GPS (ver figura 2.16 (a)). Estos sistemas se caracterizan por la precisión alcanzada en distancias desde los cientos de metros a kilómetros.
- Los sistemas de línea base corta (SBL, *Short Baseline*), no requieren de balizas en el fondo o boyas en la superficie, y son capaces de localizar vehículos subacuáticos o buzos empleando botes o barcos equipados con transductores fijos a su estructura (ver figura 2.16 (b)). Sin embargo, la precisión de estos sistemas, se encuentra asociada al espaciado de los equipos montados, los cuales dependen del tamaño de la embarcación utilizada.



(a) LBL



(b) SBL

Figura 2.16: Despliegue de sistemas (a)LBL y (b)BSL en entornos subacuáticos.

En función de las variantes empleadas de codificación tanto en sistemas de posicionamiento basados en la medida de tiempos de vuelo, como en los sistemas de comunicación subacuáticos, se puede inferir que la búsqueda de códigos con buenas prestaciones y propiedades de correlación, aún es un campo abierto y de gran interés en la investigación científica [APM05, LSGZ19].

## 2.5 Modelos de simulación

Los modelos de simulación facilitan y ahorran tiempo a los investigadores en la verificación y realización de pruebas. Sin embargo, suelen utilizarse diferentes programas matemáticos con scripts complejos, muchas veces utilizados únicamente por quien los desarrolla. Esta particularidad limita el uso colaborativo del modelo, o lo limita a quienes tengan conocimiento del lenguaje en el que fue programado. Por este motivo, las plataformas de

simulación con entorno gráfico son mucho más útiles y proporcionan una herramienta fácil de compartir e intuitiva de utilizar.

En este sentido, existen múltiples desarrollos en diferentes campos de la investigación científica, como en ingeniería geotécnica [YWO<sup>+</sup>17], ingeniería civil [JY18], ingeniería hidrológica [ZLL<sup>+</sup>17] y de fluidos [LCQ<sup>+</sup>20], ingeniería automática [Vog19], defensa y militar [AL13], análisis de sistemas de gran escala [LJPK16] o computación basada en la nube [Bam20].

En entornos aéreos, existen en el mercado algunos simuladores comerciales de acústica de habitaciones, como Odeon [Ode21] y EASE [AFM14], que utilizan como entradas un modelo 3D de la sala y las propiedades de los materiales de la superficie, así como las ubicaciones de los transmisores y receptores de sonido. Calculan diferentes parámetros como los mapas de sonido, la respuesta al impulso de la sala y el tiempo de reverberación. Field II [Jen96] y k-Wave [TC10] permiten replicar el campo generado por transmisores o arreglos personalizados, así como algunos fenómenos de propagación; estas herramientas se han utilizado sobre todo para la investigación de imágenes médicas, pero no exclusivamente. Otros desarrollos permiten evaluar el comportamiento de sistemas de posicionamiento basados en técnicas de acceso al medio diferentes, como SMILe [JN18], una herramienta de código abierto para posicionamiento en interiores con radio frecuencia (RF), basado en la medida de tiempos de vuelo (TOF) o de diferencia de tiempos de vuelo (TDOF). PyLayers [ALU13] es una plataforma desarrollada en Python, para el estudio del canal de propagación de radio y algoritmos de localización en interiores, utilizando señales de radio de banda ultraancha (UWB, *Ultra Wideband*). Está basado en el modelo de trazado de rayos, y además contiene un simulador de movilidad humana para dispositivos *wearables* y WBAN (*Wireless Body Area Network*). Un desarrollo versátil y con modelos de TOF menos complejos es la plataforma Navindoor [Mob19], herramienta de código abierto desarrollada en MATLAB © que facilita la definición de escenarios, trayectorias y la dinámica de personas en movimiento, permitiendo la comparativa entre diferentes métodos de posicionamiento basados en: potencia de señal recibida, ángulo de llegada, tiempo de llegada o por dispositivos inerciales y acelerómetros. El trabajo presentado en [AAF<sup>+</sup>10] aborda específicamente el modelado en MATLAB © de un ALPS, el cual considera aspectos y detalles del procesamiento de bajo nivel de señales ultrasónicas, como el efecto de la respuesta en frecuencia de las balizas, el ancho de banda, la propagación del multicamino o el movimiento del receptor.

En los entornos subacuáticos, existen desarrollos tales como: [BLA<sup>+</sup>17] que presenta una plataforma de simulador de sonar submarino que utiliza Field II para generar las señales transmitidas, junto con el UltraSound Toolbox [RMRB<sup>+</sup>17] para el procesamiento de la señal. Esta plataforma define un conjunto de transmisores, utiliza diseños de formas de onda personalizados y modelos del fondo marino, y obtiene un mapa del fondo marino. La herramienta de simulación AMUST [Har95] proporciona una estimación de



la incertidumbre esperada en las mediciones de ecosondas multihaz. Calcula un balance de la acumulación del error de profundidad y de posición del barco basándose en las contribuciones independientes de los movimientos de distancia, balanceo (*roll*) y cabeceo (*pitch*), la velocidad del barco, la velocidad de propagación del sonido y el movimiento vertical del arreglo, entre otros. Para las redes de sensores submarinos, SUNSET [PPPS15] y DESERT [MAF<sup>+</sup>12] son algunas de las herramientas más completas para simular y emular diferentes protocolos de acceso al medio y de enrutamiento. Están construidas sobre las plataformas ns-2 [Tes11] y NS-MIRACLE [BMM20], e incluyen diferentes modelos y métricas de propagación, e incluso una interfaz en tiempo real con el hardware, en el caso de SUNSET. El trabajo en [ZOSP21] incluye una herramienta de simulación desarrollada en LabVIEW y disponible a través de una interfaz web. Considera aspectos como la propagación del sonido bajo el agua, el ruido ambiental y la atenuación del sonido.

Existen otros trabajos que, sin ser plataformas de simulación, describen aspectos importantes a tener en cuenta. [CSCE06] y [TCM<sup>+</sup>09] exploran diferentes algoritmos de localización relevantes para la estimación de la posición bajo el agua. En cuanto al modelado de la propagación de la señal acústica, se presentan diferentes herramientas basadas en el modelo de trazado de rayos acústicos BELLHOP en [ZBH12] y [YHS16]. En [AJÁ<sup>+</sup>15] se propone un modelo de propagación programado en MATLAB © , que considera diferentes fenómenos como la propagación geométrica, las pérdidas por absorción y rebote, así como la propagación Doppler causada por las ondas generadas en presencia del viento de superficie.

A modo de resumen, las tablas 2.5 y 2.6 muestran las principales características de los trabajos mencionados, describiendo el software utilizado para su implementación, el año de publicación, si proporciona o no una Interfaz de Usuario (UI, *User Interface*), las principales características, los parámetros de entrada y los resultados proporcionados.

En vista de la necesidad y las ventajas que proporciona este tipo de herramientas, como parte adicional del trabajo realizado en esta tesis, se ha aportado la base necesaria para el desarrollo de dos aplicaciones con entornos gráficos para la simulación de sistemas de posicionamiento, enfocados principalmente en el estudio de diferentes esquemas de codificación y modulación. Una aplicada a entornos aéreos en interiores, y la otra a entornos subacuáticos. Cada una de ellas será presentada en los capítulos respectivos.

## 2.6 Conclusiones

En esta sección se han presentado los conceptos necesarios para el seguimiento y lectura de la tesis. Desde conceptos para el diseño de señales, teniendo en cuenta las métricas que permiten evaluar tanto las secuencias o códigos en banda base, como luego de la modulación de las mismas.

De la clasificación de los diferentes códigos analizados, resultaron de gran interés

los códigos polifásicos Zadoff-Chu, ya que presentan una robustez ante los cambios de frecuencia por el efecto Doppler. Combinando estos códigos con una modulación adecuada, pueden obtenerse esquemas prometedores para la mejora de las medidas de tiempos de vuelo.

Se han presentado también aplicaciones posibles para el uso de estos esquemas, principalmente en sistemas de posicionamiento basados en la medida de tiempos de vuelo. En adelante, se realiza el estudio de la viabilidad de uso de códigos Zadoff-Chu en emisión aperiódica empleando distintas técnicas de modulación, para encontrar el esquema adecuado tanto para entornos aéreos como subacuáticos.

Tabla 2.5: Resumen de trabajos previos en entornos aéreos, indicando sus características principales.

Ref.	Año	Software	UI	Caract. Principales	Parámetros	Resultados
[Ode21]	2020	-	Si	Acústica del entorno	Fuentes sonoras y receptores, mapeo 3D del entorno, materiales superficiales	Parámetros acústicos del entorno
[AFM14]	2014	-	Si	Acústica del entorno	Fuentes sonoras y receptores, base de datos de altavoces, mapeo 3D del entorno, materiales superficiales	Parámetros acústicos del entorno
[Jen96]	1996	Matlab	No	Simulación de transductores	Respuesta al impulso de transductores, ángulos de apertura del emisor y receptor	Imagen simulada resultante
[TC10]	2010	Matlab	No	Toolbox de Matlab para modelado fotoacústico	Distribución de la velocidad del sonido, la presión y densidad del ambiente. Coordenadas del emisor	Reconstrucción inversa de imágenes ultrasónicas, creación de figuras geométricas
[JN18]	2018	Python	No	Posicionamiento basado en medidas de TOF o TDOF	Parámetros del escenario de prueba, configuración del filtro a utilizar, arreglo de emisores	Mapa del error de posicionamiento
[ALU13]	2013	Python	No	Modelado en capas, movilidad humana, basado en trazado de rayos	Descripción gráfica del escenario, velocidad y dirección de los peatones, estructura de red inalámbrica, método de localización	Mapas de: potencia recibida, retardo en línea de vista. Respuesta al impulso del canal, comparación de métodos de localización
[Mob19]	2019	Matlab	Si	Definición del escenario, generación de trayectorias, simulación y procesamiento de señales sintéticas, y comparación de algoritmos	Planimetría, trayectorias, señales a utilizar	Evaluación de algoritmos de posicionamiento
[AAF <sup>+</sup> 10]	2010	Matlab	No	Acústica del entorno, análisis de lóbulos laterales y desplazamiento del pico de correlación	Patrón de emisión, ubicación de balizas y receptor, dimensiones de la habitación, coef. de reflexión, temperatura y humedad. Vel. del receptor	Procesamiento de correlación y obtención de TOF

Tabla 2.6: Resumen de trabajos previos en entornos subacuáticos, indicando sus características principales.

Ref.	Año	Software	UI	Caract. Principales	Parámetros	Resultados
[BLA <sup>+</sup> 17]	2017	MATLAB	No	Simulador de sonar	Diseño de arreglos, formas de onda, modelado del fondo marino	Mapeo del fondo marino
[Har95]	1995	-	No	Modelo de incertidumbre	Velocidad del barco, incertidumbre en distancia, roll, pitch, heave, Vel. del sonido	Incertidumbre en la profundidad y posición del barco.
[PPPS15]	2015	C++	No	Protocolos de ruteo y acceso al medio, control remoto	Localización de nodos, modems, protocolos de red, propagación acústica	Parámetros de la red
[MAF <sup>+</sup> 12]	2012	C/C++	No	Protocolos de ruteo y acceso al medio	Localización de nodos, propagación acústica, protocolos de red, modems	Parámetros de la red
[ZOSP21]	2020	LabVIEW	Si	Simulación del desempeño de algoritmos UW	Temperatura, salinidad, velocidad del sonido	Atenuación del sonido, ruido ambiente
[CSCE06]	2006	MATLAB	No	Algoritmos de localización relevantes a redes de sensores subacuáticos	Basado en distancia, distribuido o centralizado, cantidad y posición de emisores	Precisión
[TCM <sup>+</sup> 09]	2009	MATLAB	No	Localización 3D en redes de sensores acústicos subacuáticos	Posición de los nodos y medida de distancias	Eficiencia en la localización, robustez a errores
[ZBH12]	2012	-	No	Modelo de trazado de rayos BELLHOP	ToA, velocidad del sonido	Error en la distancia Tx y Rx, bias
[YHS16]	2016	Python, MATLAB y Fortran	No	Modelo de trazado de rayos BELLHOP	Perfil de velocidad de sonido	ToA, velocidad del sonido
[AJÁ <sup>+</sup> 15]	2015	MATLAB	No	Modelo de propagación	Dispersión geométrica, pérdidas por absorción y rebotes	Llegadas al receptor y pérdidas de transmisión
[AFM14]	2014	-	Si	Acústica del entorno	Fuentes sonoras y receptores, base de datos de altavoces, mapeo 3D del entorno, materiales superficiales	Parámetros acústicos del entorno
[Ode21]	2020	-	Si	Acústica del entorno	Fuentes sonoras y receptores, mapeo 3D del entorno, materiales superficiales	Parámetros acústicos del entorno

## Capítulo 3

# ESTUDIO DE CÓDIGOS ZADOFF-CHU EN ENTORNOS APERIÓDICOS

Este capítulo se dedica a analizar el desempeño de códigos Zadoff-Chu (ZC) en entornos aperiódicos, a partir de la revisión y conclusiones obtenidas en el Capítulo 2. La elección de estos códigos se justifica por su robustez ante el efecto Doppler, mejorando la precisión de la posición estimada cuando el receptor está en movimiento, como es el caso analizado en esta tesis. El estudio se presenta desde su comportamiento en banda base, para luego introducir el efecto de la modulación empleando los diferentes esquemas indicados en el capítulo previo.

### 3.1 Comportamiento en banda base

Si bien las secuencias ZC presentan un comportamiento ideal en la autocorrelación cuando se emiten de forma periódica, su desempeño en caso de emisión aperiódica no mantiene dichas propiedades ideales. En aplicaciones de localización ultrasónica, suele ser habitual las transmisiones en modo ráfaga o espaciadas entre ellas, ya que reduce la degradación por el efecto multicamino, con lo que este capítulo se dedica a analizar el desempeño de distintos esquemas de modulación para la emisión aperiódica de códigos ZC, tratando de reducir las interferencias ISI y MAI.

#### 3.1.1 Efecto de la longitud del código

Dada una secuencia de longitud  $L_{ZC}$  determinada, la cantidad de secuencias a obtener es  $K = L_{ZC} - 1$ , y se obtienen modificando la raíz de generación  $r_k = 1, 2, \dots, L_{ZC} - 1$ . Por ende, a mayor longitud de secuencia, mayor es el tamaño de la familia de secuencias a elegir. Por otra parte, la amplitud del pico de autocorrelación es igual a  $L_{ZC}$ , por lo que

además de aumentar la ganancia de proceso, también mejora la cota de autocorrelación  $\theta_{AC}$ , tal como se representa en la figura 3.1 para dos secuencias ZC de longitudes 31 y 127, cuya función de correlación se ha normalizado a modo de comparación.

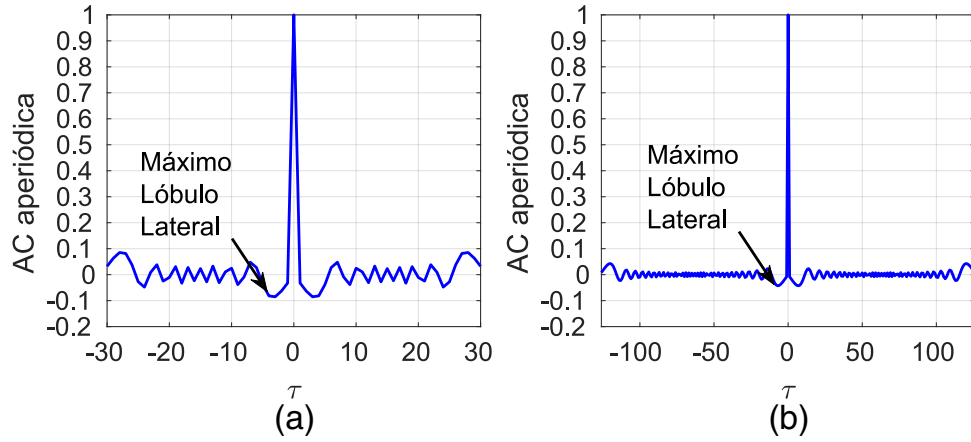


Figura 3.1: Función de autocorrelación para una secuencia de  $L_{ZC} = 31$  (a) y  $L_{ZC} = 127$  (b). En ambas se indica el lóbulo lateral de mayor amplitud, obtenido en valor absoluto.

Para la secuencia de longitud  $L_{ZC} = 31$  del ejemplo de la figura 3.1, se tiene  $\theta_{AC} = 0.085$  y para  $L_{ZC} = 127$  se tiene  $\theta_{AC} = 0.043$ , y factores de mérito  $MF_{31} = 8.59$  y  $MF_{127} = 17.63$  respectivamente.

La literatura [Chu72] especifica que las raíces de generación  $r_k$  deben ser primas relativas a la longitud  $L_{ZC}$ , de esta manera se asegura que las cotas de correlación sean las mínimas. Para poder observar esto de forma gráfica, se presenta la figura 3.2 donde se muestran las funciones de AC para dos secuencias generadas con la misma semilla de generación  $r_k = 20$ , y longitudes  $L_{ZC} = 125$  y  $L_{ZC} = 127$ , evidenciando el incremento de los lóbulos laterales en aquella que no respeta la relación de primos relativos entre estos parámetros.

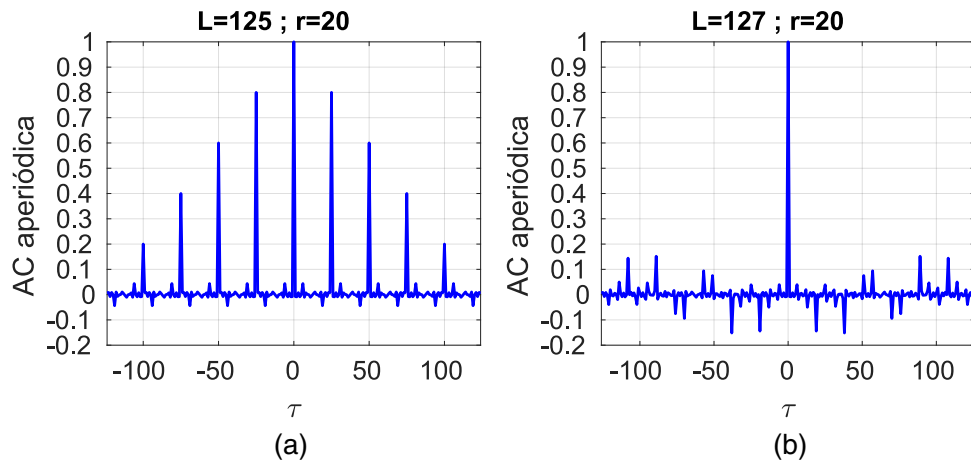


Figura 3.2: Función de autocorrelación para dos secuencias de longitud (a)  $L_{ZC} = 125$  y (b)  $L_{ZC} = 127$  usando la misma raíz de generación en ambos casos de  $r_k = 20$ .

Tal como se mencionó en la sección 2.2.3.1, la máxima cota de autocorrelación  $\theta_{AC_{max}}$  en emisiones aperiódicas se puede aproximar a la expresión (2.32) cuando  $\sqrt{L_{ZC}} < 45$ ,

tal como se muestra en [ML92].

### 3.1.2 Estudio para la mejora de las cotas de correlación

Tal como se ha mencionado anteriormente, las semillas de generación tienen un rol fundamental en la elección de las secuencias. Así, para garantizar cotas de AC bajas, estas deben ser primas relativas al valor de la longitud de la secuencia.

Para observar este fenómeno de manera gráfica, en la figura 3.3 se representan las cotas de correlación  $\theta_{AC}$  para las  $L_{ZC} - 1$  semillas posibles, comparando nuevamente una longitud con valor primo, y la siguiente longitud no prima.

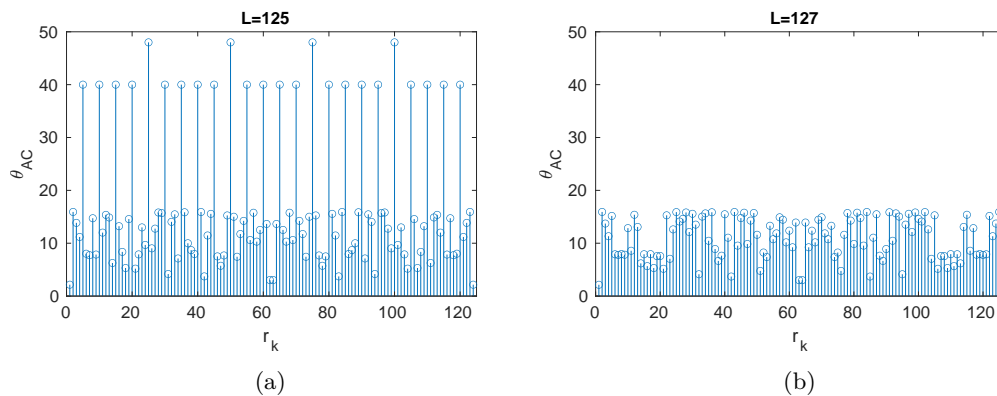


Figura 3.3: Cotas  $\theta_{AC}$  para secuencias de longitud (a)  $L_{ZC} = 125$  y (b)  $L_{ZC} = 127$ , para las  $L-1$  raíces de generación  $r_k$ .

En la figura 3.3, se puede observar que existe una simetría reflejada centrada en  $r_k = (L-1)/2$ . Por otra parte, cabe destacar que cuando la raíz  $r_k$  no es coprima de  $L_{ZC}$ , estas cotas superan el límite definido por  $\theta_{AC_{max}} = 23.42$  de la ecuación (2.32), como ocurre en la figura (a) para aquellas raíces múltiplos de 5. Este efecto, no ocurre en la figura (b), ya que al ser  $L_{ZC}$  un número primo, cualquier valor de  $r_k$  será coprimo de esta longitud.

Por otra parte, existe una particularidad, y es que la primera mitad de las secuencias, obtenidas con  $1 \leq r_k \leq L_{ZC} - 1/2$ , son las complejas conjugadas de la otra mitad restante,  $L_{ZC}/2 > r_k \geq L_{ZC} - 1$ . Dicha particularidad, conlleva una limitación al realizar la modulación en fase, que se tratará en mayor detalle en la siguiente sección.

Incluso usando longitudes de valor primo, es posible la optimización de las cotas de correlación con una adecuada selección de la semilla, cuando se utilizan códigos ZC en entornos aperiódicos. En este sentido, se ha realizado un estudio que permite determinar las mejores semillas de generación, obteniendo un sub-conjunto de códigos ZC que se ha denominado sub-conjunto “preferido” y que logra reducir aún más las interferencias ISI y MAI.

Así, como primera aproximación, se proponen dos mecanismos de elección de la semilla. Por un lado, elegir aquellas obtenidas de redondear al entero más cercano el resultado de la relación  $L/n$ , siendo  $n \in \{2, 3, \dots, L\}$ . Por otro, aquellas cuyo resto de la división

sea igual a uno, es decir, la operación  $\text{mod}(L, n) = 1$ . Como siguiente indicador de las semillas, se puede observar una variación exponencial o polinomial que se incrementa conforme disminuye el número de raíz.

Como es de esperar, a mayor  $L_{ZC}$ , mayor será la cantidad de secuencias favoritas a elegir. Aunque existe un patrón observable que se cumple para todas las longitudes, y al que se ajustan gran parte de las semillas. En la figura 3.4 se presentan remarcadas en rojo (a) las raíces obtenidas redondeando  $L_{ZC}/n$  al entero más cercano y en (b) aquellas que verifican la expresión  $\text{mod}(L, r_k) = 1$ . No obstante, en el caso (a) existen algunas raíces seleccionadas con este criterio que poseen cotas elevadas; mientras que en (b) hay raíces con cotas de correlación baja que no han sido seleccionadas.

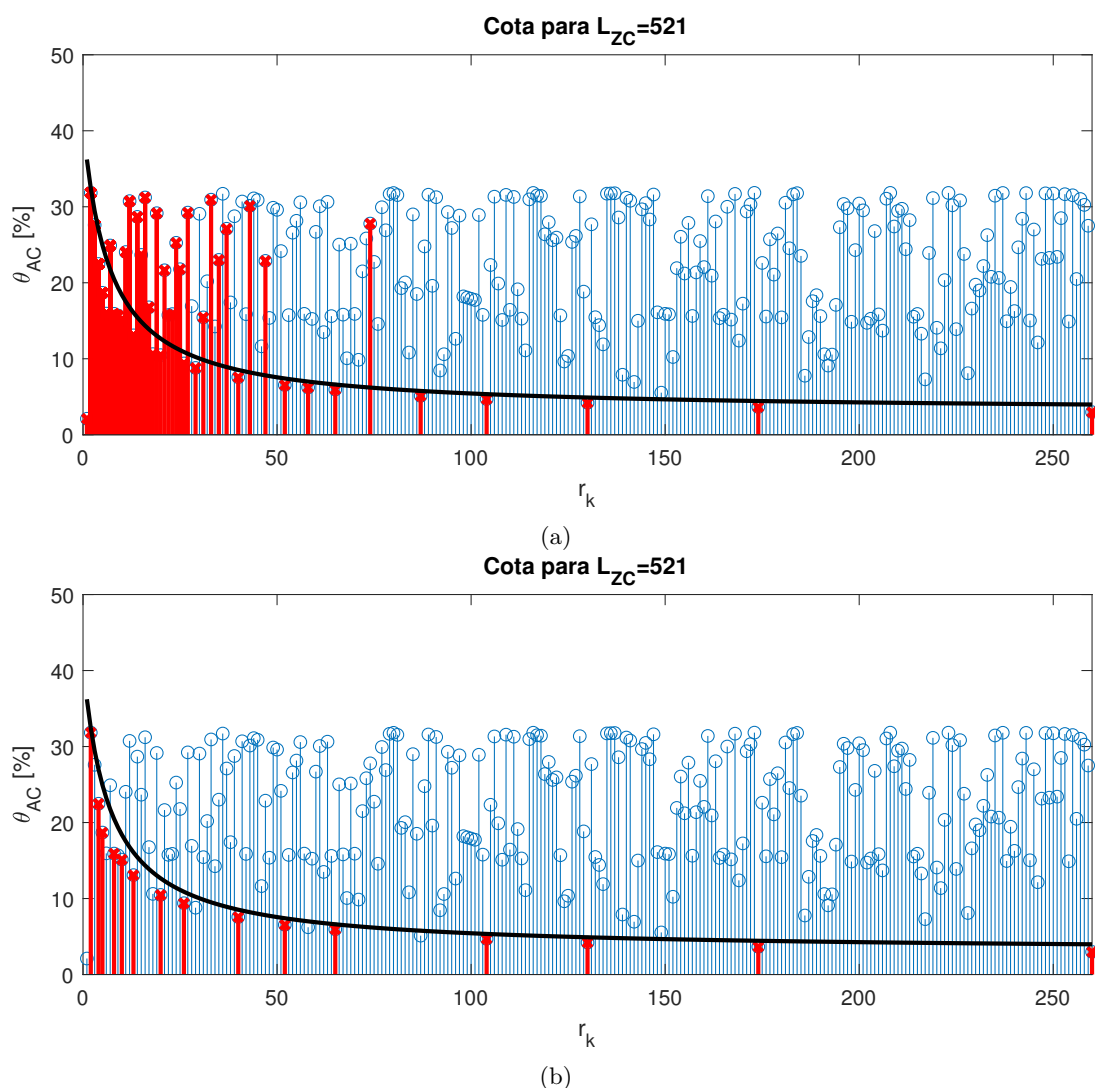


Figura 3.4: Valores de  $\theta_{AC}$  para longitud  $L_{ZC} = 521$ , donde se destacan en rojo las semillas elegidas según el método aplicado: (a) redondeando  $L_{ZC}/n$  por el entero más cercano o (b) las que satisfacen  $\text{mod}(L_{ZC}, n) = 1$ . En negro se indica la curva exponencial del patrón que siguen estas semillas.

Para asegurar una correcta elección de las semillas favoritas/preferidas, se ha realizado la búsqueda de una curva que delimite un umbral por debajo del cual se encuentran las



verdaderas semillas de interés. Para ello, se utilizó la herramienta de MATLAB *Curve Fitting* considerando diferentes tipos de curvas a ajustar.

Inicialmente, se consideró todo el conjunto de raíces  $r_k$ , por el cual se contempló una función cuadrática con una curva parabólica, cuyos resultados estaban muy alejados. Luego se consideró una función polinómica de orden 6, y para reducir la cantidad de coeficientes a ajustar, solo se utilizaron aquellos que representaban valores mayores a uno. Sin embargo, los coeficientes no seguían un comportamiento claro en función de la longitud de las secuencias, y las variables a considerar eran muchas.

Finalmente, con una curva de tipo racional se obtuvo una mejor aproximación, además de tener una menor cantidad de coeficientes. La ecuación racional utilizada se corresponde con la forma:

$$f(r_k) = \frac{p_1 r_k + p_2}{r_k + q_1} \quad (3.1)$$

Como es de interés obtener una curva que se adapte a cada conjunto de longitudes, se espera que la función obtenida dependa únicamente de este parámetro. Por este motivo, para el ajuste de la expresión de la ecuación (3.1), se tuvieron en cuenta los siguientes criterios:

- Para la semilla  $L_{ZC} - 1$ , se cumple que la cota máxima es  $\theta_{AC} = 68/\sqrt{L_{ZC}}$ .
- El valor de  $p_2$  se puede expresar en función de  $\theta_{AC}(0) = \theta_0$ , que representa el punto de cruce de la función por el eje de ordenadas.
- Reemplazando el primer criterio en la función dada por (3.1) permite representar  $p_1$  como función de  $L_{ZC}, q_1, \theta_0$ .

A partir de estos tres criterios, se realizaron las iteraciones necesarias para poder ajustar la curva con una precisión del 98 %, y se obtuvieron las siguientes expresiones para las variables de la ecuación (3.1), de función de  $L_{ZC}$ :

$$p_1 = \frac{68}{\sqrt{L_{ZC}}} + \left( \frac{136}{\sqrt{L_{ZC}}} - 2\theta_0 \right) \frac{q_1}{(L_{ZC} - 1)} \quad (3.2)$$

$$p_2 = \theta_0 q_1 \quad (3.3)$$

$$q_1 = \frac{1}{2} L_{ZC}^{(5/12)} \quad (3.4)$$

$$\theta_0 = \frac{75}{\sqrt[10]{L_{ZC}}} = 75 L_{ZC}^{(-1/10)} \quad (3.5)$$

Realizando los reemplazos y simplificaciones correspondientes, se obtiene la siguiente función racional en función de la longitud de las secuencias:

$$f(r_k) = \frac{37.5L_{ZC}^{109/60} + L_{ZC}^{49/60}(-37.5 - 75r_k) - 68r_k + 68L_{ZC}^{5/12}r_k + 68L_{ZC}r_k}{(L_{ZC} - 1)\sqrt{L_{ZC}}(0.5L_{ZC}^{5/12} + r_k)} \quad (3.6)$$

Esta expresión representa la curva que se utilizaría como umbral para la elección de las semillas, representada en negro en la figura 3.4, lo que permite obtener las mejores semillas de generación para cualquier longitud  $L_{ZC}$  dada.

La tabla 3.1 resume las semillas favoritas para las longitudes primas más representativas hasta  $L_{ZC} = 2017 < \sqrt{45}$ , y las raíces de generación necesarias para obtenerlas, ordenadas de menor a mayor cota de correlación. Puede observarse que en todos los casos, la semilla 1 y  $(L_{ZC} - 1)/2$  son siempre las dos semillas con menor cota de correlación. La última columna de la tabla indica la cota de AC máxima, que se corresponde con la de la última semilla favorita para cada longitud  $L_{ZC}$ .

Tabla 3.1: Semillas favoritas de generación en función de la longitud  $L_{ZC}$ .

$L_{ZC}$	$r_k$	$\theta_{AC_{max}}$ [%]
71	1, 35, 24, 18, 14, 12	13.91
127	1, 63, 42, 32, 21, 18, 16, 14	12.38
251	1, 125, 84, 63, 50, 42, 36, 28, 25, 21, ...	10.36
521	1, 260, 174, 130, 104, 87, 65, 58, 52, 40, ...	7.56
1021	1, 510, 340, 255, 204, 170, 146, 102, 85, 73, 68, ...	5.82
2017	1, 1008, 672, 504, 336, 288, 252, 224, 168, 144, ...	3.98

Empleando estas semillas favoritas para cada longitud, se han calculado las cotas  $\theta_{AC}$  y  $\theta_{CC}$ . Para el cálculo de la CC, se ha considerado la utilización de  $k$  emisores simultáneos, agrupando de a 2 emisores y todas las combinaciones posibles para los  $k$  que se consideren.

La tabla 3.2 presenta los resultados obtenidos variando la cantidad de emisores simultáneos y la longitud de las secuencias empleadas. A su vez, se indica a modo de comparación la  $\theta_{AC_{max}}$  que corresponde a la máxima cota de las 5 secuencias obtenidas para cada longitud.

Tabla 3.2: Cotas de CC para diferentes  $L_{ZC}$  considerando  $K$  de 2 a 5 emisores simultáneos, asignando a cada emisor una raíz de generación favorita, seleccionada de la tabla 3.1.  $\theta_{AC_{max}}$  corresponde a la peor cota de las 5 semillas.

$L_{ZC} \setminus K$	$\theta_{CC_{max}}$				$\theta_{AC_{max}}$
	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	
<b>71</b>	10.11	12.86	14.61	14.61	12.33
<b>127</b>	8.19	8.84	9.30	11.75	10.33
<b>251</b>	5.40	6.93	8.09	8.09	6.70
<b>521</b>	3.84	4.69	5.43	6.08	4.69
<b>1021</b>	2.72	4.03	4.03	4.05	3.35
<b>2017</b>	1.96	2.75	2.98	2.98	2.62

Tal como era de esperar, se puede apreciar que los valores de las cotas incrementan tanto para longitudes menores, como al aumentar el número de emisores simultáneos.

## 3.2 Efecto de la modulación

Tal como se indicó en la sección 2.3, para adaptar los códigos o secuencias a transmitir a las restricciones impuestas por el entorno, se requiere realizar una etapa de modulación previa a la emisión de las mismas. La incorporación de esta etapa previa afecta a las propiedades de las secuencias originales, por lo que la siguiente sección expondrá los efectos introducidos por dicha etapa.

### 3.2.1 Modulación QPSK

La modulación QPSK aplicada a las secuencias ZC permite obtener una señal real a partir de la suma de la modulación de la parte real y compleja de las secuencias con un símbolo cosenoidal y senoidal respectivamente, tal como se indicó en la sección 2.3.1. La modificación de los diferentes parámetros utilizados en la modulación, produce ciertos efectos que deben ser tenidos en cuenta según su aplicación final. Estos efectos serán estudiados a continuación.

#### 3.2.1.1 Efecto de raíces simétricas en QPSK

Tal como se mencionó en la sección 3.1.2, surge un efecto indeseado al combinar secuencias ZC simétricas moduladas en QPSK, es decir, cuando se seleccionan secuencias obtenidas con  $r_k \in \{1, \dots, (L_{ZC} - 1)/2\}$ , junto con secuencias obtenidas con  $r_k \in \{(L_{ZC}+1)/2, \dots, L_{ZC}-1\}$ . Esto se debe a que estas segundas son las complejas conjugadas de las anteriores.

Al realizar la suma de la parte real y compleja, existe un grado de similitud entre las secuencias generadas con dos semillas simétricas, lo que produce que la cota de CC se vea incrementada. En la figura 3.5 (a), se puede observar que al utilizar las semillas simétricas  $r_k = \{1, 520\}$  para una longitud  $L_{ZC} = 521$ , la CC presenta picos elevados, produciendo una cota de CC del 11 %, incluso superior a la cota obtenida con 5 emisores simultáneos. Por otra parte, este pico elevado se obtiene para desplazamiento  $\tau = 0$ , lo cual afectará a la detección del verdadero pico de AC en caso de que ambas señales lleguen con poca diferencia de tiempo al receptor. Por otro lado, la figura 3.5 (b) presenta la CC de dos secuencias generadas a partir de semillas no simétricas, con un valor de cota en torno a 5.5 %.

#### 3.2.1.2 Efecto del número de ciclos $N_c$ de portadora

El ancho de banda que ocupa la señal a transmitir tiene una relación directa con el número de ciclos  $N_c$  por símbolo utilizados en la portadora para la modulación de cada elemento. Esto se puede observar en la figura 3.6, donde se representa el espectro de una secuencia ZC de  $L_{ZC} = 521$  elementos y se analiza el empleo de  $N_c = 2, 4$  y 8 ciclos por símbolo.

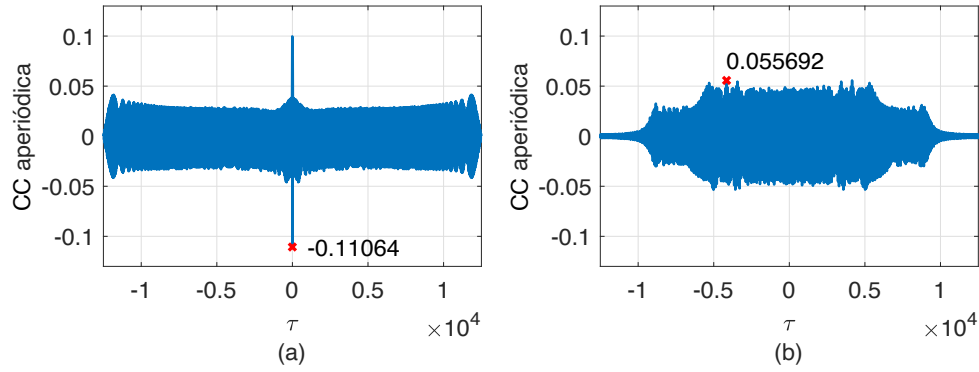


Figura 3.5: Funciones de CC empleando: (a) semillas simétricas ( $r_k = \{1, L_{ZC} - 1\}$ ) y (b) no simétricas ( $r_k = \{1, 260\}$ ). La CC está normalizada a la amplitud del pico máximo de AC para una secuencia de longitud  $L_{ZC} = 521$ .

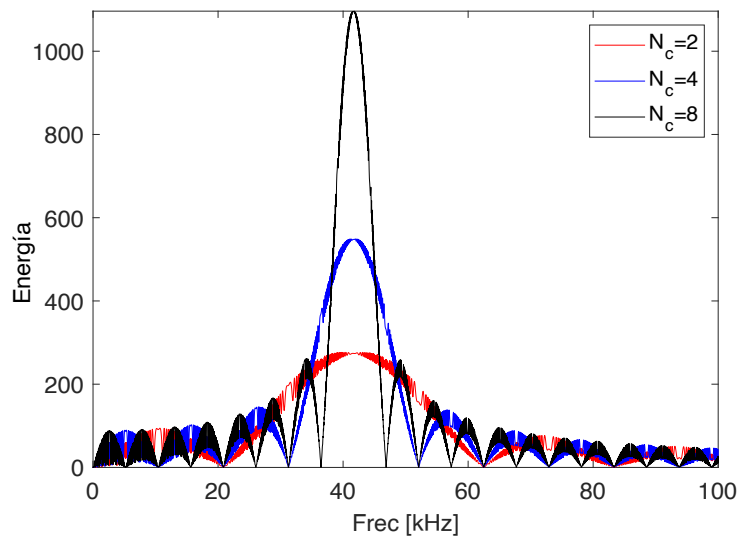


Figura 3.6: Espectro en frecuencia de una secuencia ZC de longitud  $L_{ZC} = 521$  utilizando 2, 4 y 8 ciclos por símbolo de modulación.

No obstante, aunque el incremento del número de ciclos implique una reducción en el ancho de banda, en el dominio del tiempo supone un aumento de la duración de la señal a emitir, además de incorporar mayor número de lóbulos laterales en el pico de AC, tal como se observa en la figura 3.7. Este incremento de los lóbulos secundarios por el efecto de la sobremodulación puede dificultar la correcta detección del pico principal en el receptor debido al ensanchamiento del pico. La anchura del pico se puede calcular como  $PW = 2 \cdot O_f \cdot N_c$ . Así, según la aplicación final, habrá que hallar una relación de compromiso entre el ancho de banda, la duración de la señal y el ancho del pico.

### 3.2.1.3 Efecto del incremento de la longitud $L_{ZC}$

Del mismo modo, un incremento en la longitud  $L_{ZC}$  de las secuencias ZC para un valor constante de ciclos  $N_c$  de portadora, además del aumento en la duración de la señal emitida, también aporta una mayor ganancia de proceso debido a la amplitud del pico de AC obtenido, tal como se mencionó en la sección 3.1.1 y como se observa en la figura 3.8,

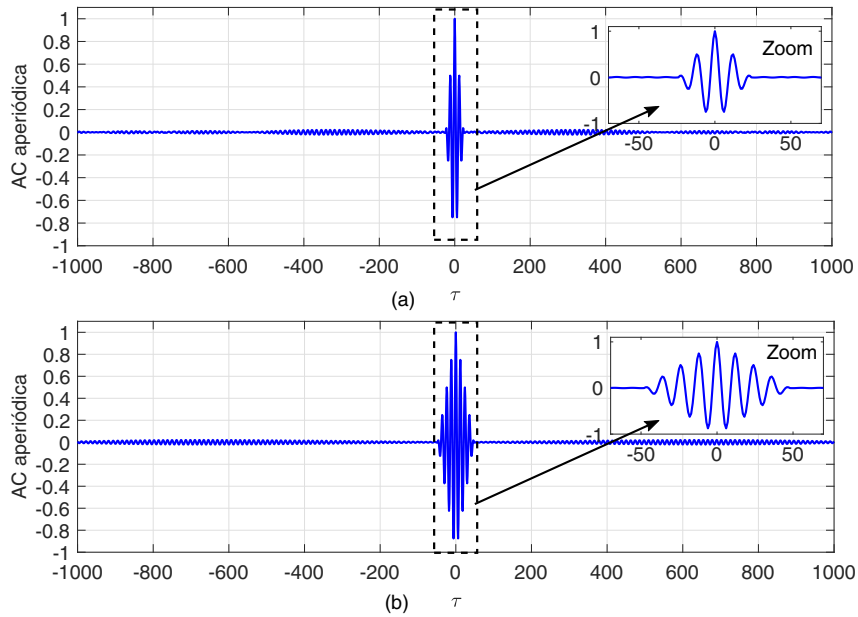


Figura 3.7: Funciones de AC normalizadas de una secuencia ZC de longitud  $L_{ZC} = 521$  modulada con (a) 2 y (b) 4 ciclos por símbolo de modulación.

aportando una mejora frente al ruido. No obstante, este aumento de longitud también implica un mayor tiempo de procesamiento y sensibilidad al efecto Doppler.

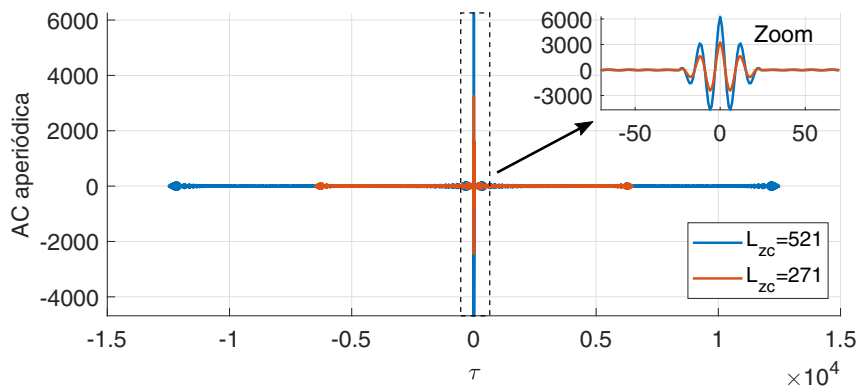


Figura 3.8: Comparación de dos secuencia ZC de longitud  $L_{ZC} = 521$  y 271 modulados con 2 ciclos por símbolo de modulación.

### 3.2.1.4 Efecto del tipo de símbolo de modulación

Otro parámetro a modificar en el esquema QPSK es la forma del símbolo, donde se podría reemplazar el símbolo senoidal, por uno cuadrado. Esta modificación implica una simplificación en la posterior implementación hardware, a costa de degradar la señal modulada. La figura 3.9 muestra una comparativa de los picos de AC empleando un símbolo senoidal o uno cuadrado, y el espectro en frecuencia de la señal obtenida, el cual presenta un incremento en los componentes de mayor frecuencia al utilizar un símbolo cuadrado en comparación con uno senoidal.

Finalmente, y a modo de comparar el esquema QPSK con las demás propuestas, a

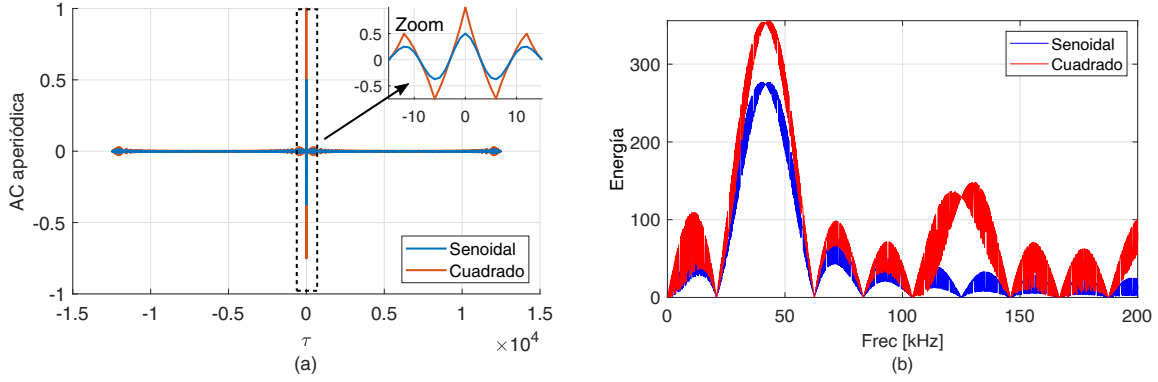


Figura 3.9: (a) Función de AC normalizada para una secuencia de longitud  $L_{ZC} = 521$ , modulada con un símbolo senoidal (azul) o cuadrado (rojo). (b) Espectro en frecuencia de la señal obtenida empleando ambos símbolos de modulación.

continuación se presentarán métricas para evaluar su desempeño, tales como: cotas de CC y AC, el factor de mérito (MF, ver sección 2.1.3), y el ancho del pico de correlación (PW, *Peak Width*) al 70 % y 40 % del pico principal de AC.

Para medir el ancho del pico de AC, se traza la envolvente de la función de AC y se mide el ancho de esta envolvente al 70 % y 40 %, como se representa en la figura 3.10. Esta medida se realiza para cada conjunto de secuencias de una misma longitud, y luego se calcula el valor medio de todas ellas, expresándolos en la tabla como  $\overline{PW70}$  y  $\overline{PW40}$ .

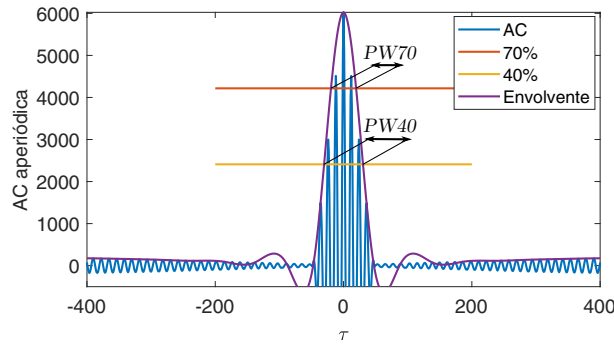


Figura 3.10: Medida del ancho del pico de AC al 70 % y 40 % de la amplitud del pico principal.

Adicionalmente a estas métricas, se incorpora un MF extendido ( $MF_{ext}$ ) que favorece a las secuencias moduladas. A diferencia del MF presentado en (2.11), esta incluye la energía propia de los lóbulos laterales producto de la sobremodulación, evaluada en la longitud  $L$  de la función de AC de  $s_n$ .

$$MF_{ext} = \frac{\sum_{\tau=0}^{PW/2} (C_{s_n, s_n}[\tau])^2}{2 \cdot \sum_{\tau=PW/2}^{L-1} |C_{s_n, s_n}[\tau]|^2} \quad (3.7)$$

De la tabla 3.3 se puede observar que para la  $\theta_{AC_{max}}$  se obtienen los mismos resultados que para los cotas de las señales sin modular, aunque las  $\theta_{CC_{max}}$  si son mayores. Además se observa un incremento de ambos MF conforme aumenta la longitud de las secuencias.

Tabla 3.3: Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en QPSK, considerando  $K$  de 2 a 5 emisores simultáneos, asignando a cada emisor una raíz de generación favorita, seleccionada de la tabla 3.1.

$L_{ZC} \setminus K$	$\theta_{CC_{max}}$				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
	2	3	4	5					
<b>71</b>	16.04	16.04	16.04	17.25	12.33	0.0567	0.8967	39	61
<b>127</b>	11.26	13.16	13.24	13.24	10.32	0.0566	0.9011	39	61
<b>251</b>	7.990	8.340	8.380	10.30	6.70	0.0584	0.9329	39	61
<b>521</b>	5.570	5.960	7.020	7.020	4.69	0.0602	0.9644	39	61
<b>1021</b>	3.960	4.520	4.790	4.790	3.35	0.0614	0.9848	39	61
<b>2017</b>	2.750	3.260	3.260	3.260	2.62	0.0628	1.0075	39	61

### 3.2.2 Modulación Frequency Hopping

Este tipo de modulación está basada en la modulación QPSK, empleando secuencias ZC más cortas y símbolos cuya frecuencia de portadora va cambiando según un patrón de saltos establecidos. Esto implica que la elección de las semillas favoritas sigue el mismo comportamiento introducido anteriormente.

Tal como se mencionó en la sección 2.3.2, la duración mínima  $T_s$  del símbolo de modulación depende del ancho de banda disponible  $BW = \frac{2}{T_s}$ . El ancho de banda total debe repartirse entre las portadoras a utilizar, que serán tantas como emisores disponibles. Esto es, el número de saltos, y por tanto de subportadoras, coincide con el número de emisores simultáneos deseados.

Para calcular el tiempo de emisión de la señal resultante, se debe tener en cuenta la longitud de la secuencia ZC a utilizar, la duración  $T_s$  del símbolo de modulación, y la cantidad de portadoras, o lo que es lo mismo, de emisores simultáneos. Dado que la misma secuencia se repite en cada portadora tantas veces como emisores, esto implica que la duración total de la señal modulada será  $T_d = L_{ZC} \cdot T_s \cdot K$ , lo que significa que la duración total será  $K$  veces mayor a una modulación QPSK, lo que obliga a utilizar secuencias mas cortas para obtener tiempos de emisión similares.

La figura 3.11 presenta el espectro en frecuencia de la señal obtenida para el emisor 1, para el caso en el que operan 3 o 5 emisores simultáneos, donde se puede observar que el ancho de banda total se reparte entre las portadoras. Por otra parte, al utilizar una ventana de Hanning, se obtiene un espectro sin armónicos de alta frecuencia, debido al suavizado que produce en los extremos de la señal.

La tabla 3.4 presenta las semillas que permiten generar al menos 5 secuencias ZC, para longitudes de valor primo de 7 a 29. Al tratarse de secuencias de longitud muy baja, la cantidad de semillas favoritas para elegir es acotada o insuficiente para la cantidad de emisores a utilizar. Esto conlleva a tener que seleccionar algunas semillas de entre aquellas simétricas o que se encuentran fuera del umbral de selección, las cuales aportan cotas de AC desfavorables. Estas mismas semillas se utilizarán para el estudio de ambos esquemas (Fast-FH y Slow-FH), así como una separación entre portadoras de 2  $kHz$ , y 5 emisores.

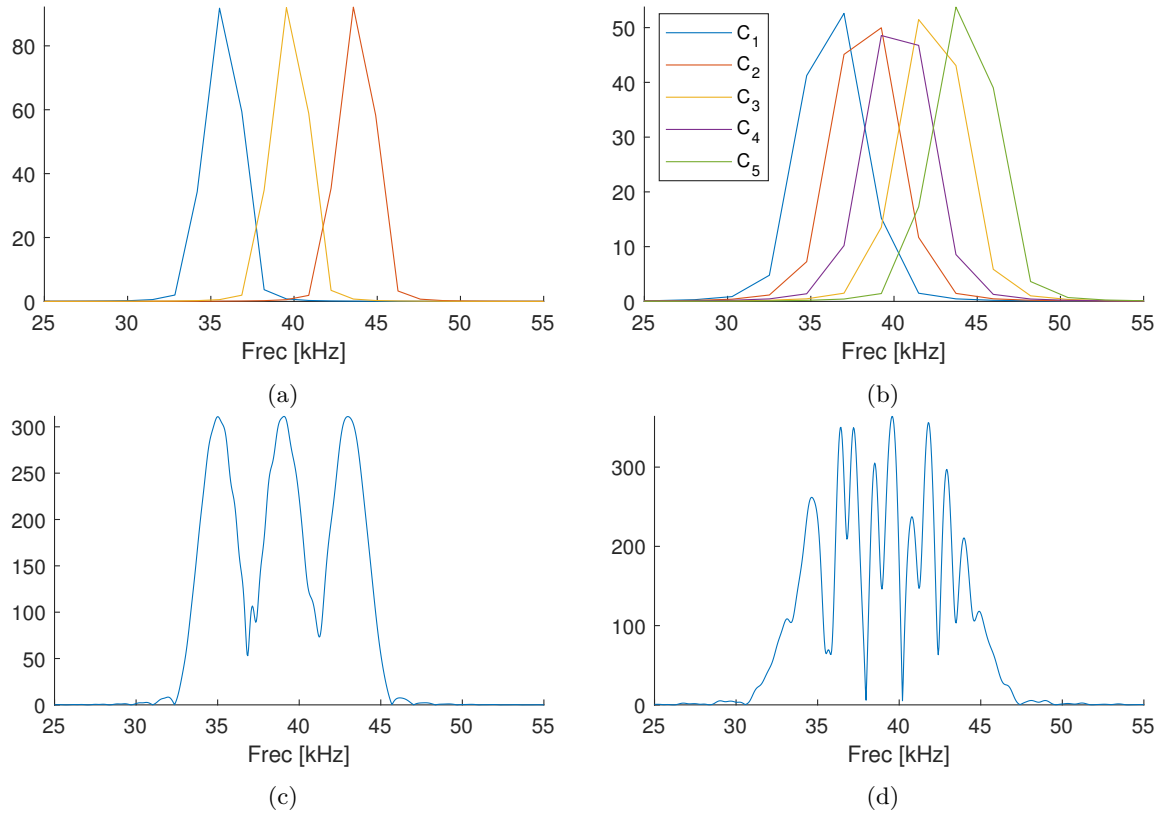


Figura 3.11: Espectro de cada portadora para el emisor 1, considerando (a) 3 emisores y (b) 5 emisores simultáneos. Espectro en frecuencia resultante total para el emisor 1 considerando (c) 3 emisores y (d) 5 emisores simultáneos.

### 3.2.2.1 Esquema Fast-FH

Para la evaluación de este esquema se presentarán tres estudios particulares, los cuales se describen a continuación:

- Tiempo de señal resultante constante,  $L_{ZC}$  y longitud de símbolo variable

Para este estudio se considera un tiempo total de señal constante  $T_d$ , y se modifica la relación longitud de secuencia ( $L_{ZC}$ ) contra duración del símbolo ( $T_s$ ), cuya expresión en número de muestras es la siguiente:

$$T_s = \frac{T_d \cdot f_s}{K \cdot L_{ZC}} \quad (3.8)$$

Para establecer el tiempo de emisión, se adopta como referencia una modulación QPSK con  $L_{ZC} = 251$ ,  $N_c = 4$ ,  $f_s = 500 \text{ kHz}$  y  $O_f = 12$ , resultando en una señal de 24.1 ms de duración total. De esta manera, se obtienen las métricas presentadas en la tabla 3.5.

De este estudio, se pueden extraer algunas cuestiones interesantes: la mejor cota de AC corresponde a la longitud  $L_{ZC} = 7$ , lo cual también se evidencia con la media de anchos de pico más estrecha. Así mismo, para esta longitud ocurren las cotas de CC más elevadas. Esto implica que la mejora en el desempeño de la AC está asociada a la longitud





Tabla 3.6: Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Fast-FH, considerando  $k$  de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de símbolo constante, con  $T_s = 350$  muestras. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.

$L_{ZC}$	$T_s$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5					
7	350	22.24	22.24	24.09	32.53	32.10	0.0224	0.4983	104.2	161.8
11	350	19.07	19.07	21.50	24.60	31.94	0.0225	0.4996	104.2	162.2
13	350	16.64	16.98	19.94	29.17	31.91	0.0221	0.4914	104.6	162.2
17	350	17.06	17.06	17.06	25.03	28.66	0.0223	0.4968	104.6	162.2
19	350	15.69	15.69	19.79	25.08	25.61	0.0255	0.5666	104.6	162.2
23	350	14.80	14.80	14.80	21.61	25.69	0.0267	0.5934	104.6	162.2
29	350	13.35	13.35	15.42	18.89	25.77	0.0265	0.5901	104.6	162.2

Tabla 3.7: Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Fast-FH, considerando  $k$  de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de símbolo constante, con  $T_s = 150$  muestras. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.

$L_{ZC}$	$T_s$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5					
7	150	23.12	23.12	28.39	32.53	53.42	0.0178	0.3510	177.0	313.4
11	150	20.41	20.41	25.99	25.99	53.42	0.0161	0.3191	177.4	314.6
13	150	18.89	18.89	23.39	29.16	53.42	0.0159	0.3136	177.8	314.2
17	150	18.21	18.21	19.95	24.93	53.41	0.0160	0.3160	178.2	315.0
19	150	17.73	17.73	22.02	25.03	53.41	0.0182	0.3595	178.2	315.0
23	150	16.53	16.53	17.61	21.57	53.41	0.0192	0.3793	177.0	316.6
29	150	15.12	15.12	18.20	18.61	53.41	0.0189	0.3743	177.0	317.0

Para este estudio en particular, se presentan las tablas 3.6 y 3.7, de las cuales se puede apreciar una mejora de las métricas de las señales obtenidas, conforme aumenta la longitud de secuencia  $L_{ZC}$ , siempre y cuando el tamaño del símbolo sea el adecuado. En la segunda tabla se observan cotas de AC considerablemente más elevadas y picos más anchos para un  $T_s = 150$  que para un  $T_s = 350$ , mientras que las cotas de CC permanecen prácticamente similares en ambas tablas. Este estudio refuerza lo que se observó en el análisis anterior de la dependencia de las señales a la longitud del símbolo.

■  $L_{ZC}$  constante y longitud de símbolo  $T_s$  variable:

En este estudio se busca evaluar el comportamiento de las señales al incrementar el tamaño del símbolo, lo que implica una disminución del ancho de banda para cada portadora, así como un aumento en la duración total de la señal.

De los resultados de la tabla 3.8 surgen unas métricas que reafirman lo mostrado en los dos estudios anteriores, observando una rápida disminución en las cotas de AC y en el ancho del pico a medida que el tamaño del símbolo aumenta. Respecto a las cotas de CC, no se observan cambios significativos en los resultados.

Tabla 3.8: Métricas considerando  $K$  de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de la secuencia constante  $L_{ZC} = 17$  e incrementando el tamaño de símbolo  $T_s$ . En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.

$L_{ZC}$	$T_s$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5					
17	85	14.58	18.54	19.77	24.70	60.36	0.0219	0.3500	166.2	277.8
17	110	16.50	16.50	21.50	24.84	57.55	0.0206	0.3675	145.4	248.6
17	130	17.94	17.94	21.27	24.90	51.57	0.0182	0.3441	150.6	258.6
17	145	18.24	18.24	20.35	24.93	52.58	0.0163	0.3187	169.8	301.0
17	190	17.40	17.40	17.40	24.98	45.55	0.0170	0.3534	211.4	386.2
17	230	17.04	17.04	17.97	25.00	41.99	0.0204	0.4378	146.6	260.2
17	350	17.06	17.06	17.06	25.03	28.66	0.0223	0.4968	104.6	162.2

### 3.2.2.2 Esquema Slow-FH

Para la evaluación de este esquema se presentarán los mismos tres estudios realizados para Fast-FH, los cuales se describen a continuación:

- Tiempo de señal resultante  $T_d$  constante,  $L_{ZC}$  y longitud de símbolo variable

Tabla 3.9: Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Slow-FH, considerando  $K$  de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud total de señal  $T_d$  constante. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.

$L_{ZC}$	$T_s$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5					
7	353	22.23	22.23	25.25	29.48	32.93	0.0221	0.4911	113.0	197.0
11	225	20.77	20.77	22.63	25.09	42.51	0.0190	0.4053	97.0	183.8
13	190	24.80	24.80	24.80	28.98	46.47	0.0155	0.3234	165.8	329.8
17	145	23.96	23.96	23.96	24.99	52.65	0.0138	0.2692	122.6	190.6
19	130	20.71	20.71	23.68	23.68	52.60	0.0177	0.3346	110.6	172.6
23	107	14.26	18.90	18.90	23.80	59.40	0.0199	0.3513	89.8	139.8
29	85	10.76	18.28	18.28	23.84	61.45	0.0217	0.3419	107.4	165.8

Al igual que para el esquema Fast-FH, el Slow FH presenta una cierta dependencia en las cotas de AC reducidas a mayor tamaño de símbolos. Cabe destacar que tanto los MF como la media del ancho de los picos, son mejores para el esquema Slow-FH que el Fast-FH.

- $L_{ZC}$  variable y longitud de símbolo  $T_s$  constante:

Al igual que en el esquema Fast-FH, puede observarse que cuando el tamaño de símbolo no es adecuado, las cotas de AC no mejoran incluso al incrementar la longitud  $L_{ZC}$ . Nótese además, que el valor de la cota de AC sigue siendo el mismo prácticamente en ambos esquemas.

- $L_{ZC}$  constante y longitud de símbolo  $T_s$  variable:

Tabla 3.10: Métricas para diferentes secuencias ZC moduladas en Slow-FH, considerando  $k$  de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de símbolo constante, con  $T_s = 350$  muestras. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.

$L_{ZC}$	$T_s$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5					
7	350	22.23	22.23	25.26	29.48	33.05	0.0220	0.4895	113.0	203.4
11	350	20.81	20.81	22.01	25.24	33.84	0.0218	0.4842	115.0	217.8
13	350	17.72	17.72	20.60	28.02	33.81	0.0214	0.4759	119.4	222.2
17	350	20.30	20.30	20.30	23.30	30.36	0.0217	0.4817	113.0	212.6
19	350	16.30	16.30	20.93	22.68	26.07	0.0249	0.5546	113.0	193.8
23	350	16.06	16.06	16.06	20.21	26.07	0.0264	0.5875	113.0	182.6
29	350	14.25	14.25	15.70	19.60	26.07	0.0261	0.5797	113.0	175.0

Tabla 3.11: Idem tabla 3.10 con  $T_s = 150$ .

$L_{ZC}$	$T_s$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5					
7	150	28.95	28.95	29.90	35.29	53.40	0.0154	0.3040	137.8	347.8
11	150	22.65	22.65	23.26	25.69	53.40	0.0137	0.2715	131.8	283.4
13	150	25.80	25.80	25.80	29.81	53.40	0.0135	0.2659	130.6	269.8
17	150	24.46	24.46	24.46	25.08	53.40	0.0136	0.2697	128.6	200.6
19	150	22.43	22.43	23.88	23.88	53.40	0.0162	0.3193	128.6	199.4
23	150	17.85	17.85	17.85	25.14	53.40	0.0173	0.3424	127.4	197.8
29	150	15.87	15.87	17.76	21.19	53.40	0.0170	0.3368	126.2	196.2

Los resultados obtenidos coinciden con lo que ocurre para el esquema Fast-FH, aunque con cotas de AC levemente mayores para Slow-FH.

En la figura 3.13 se representan las funciones de AC para los dos esquemas presentados, en ambos casos para una longitud  $L_{ZC} = 7$ , símbolo  $T_s = 350$  y semilla  $r_k = 1$ .

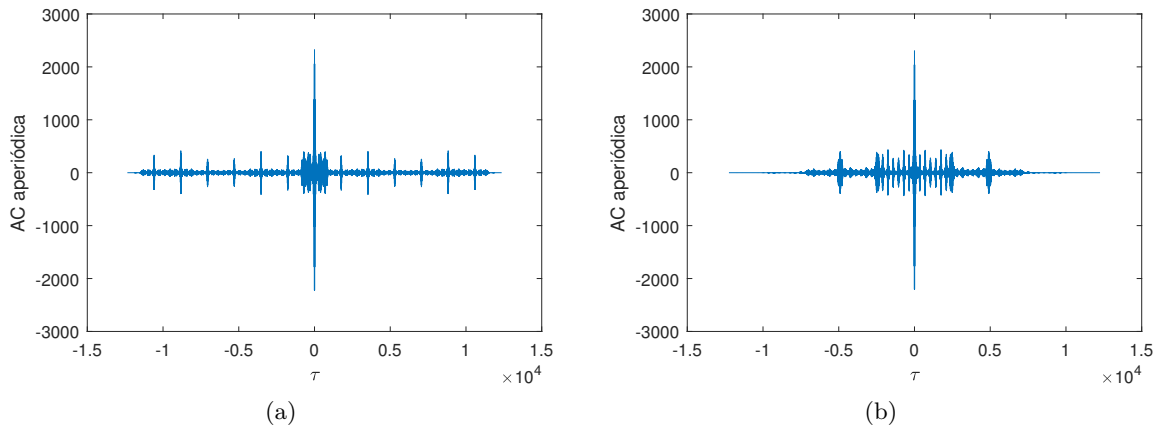


Figura 3.13: Función de AC para secuencias (a) Fast-FH y (b) Slow-FH para una longitud  $L_{ZC} = 7$ , símbolo  $T_s = 350$  y semilla  $r_k = 1$ .

Tabla 3.12: Métricas considerando  $K$  de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud de la secuencia constante  $L_{ZC} = 17$  e incrementando el tamaño de símbolo  $T_s$ . En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.

$L_{ZC}$	$T_s$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5					
17	85	15.03	26.89	26.89	26.89	61.45	0.0215	0.3389	124.6	222.6
17	110	18.37	23.18	23.18	23.18	58.64	0.0188	0.3358	97.8	167.4
17	130	21.49	21.49	21.49	24.39	52.60	0.0149	0.2814	111.8	199.4
17	145	23.96	23.96	23.96	24.99	52.65	0.0138	0.2692	122.6	190.6
17	190	24.99	24.99	24.99	24.99	46.47	0.0157	0.3275	163.8	255.0
17	230	22.58	22.58	22.58	22.63	41.76	0.0190	0.4078	97.0	159.8
17	350	20.30	20.30	20.30	23.30	30.36	0.0217	0.4817	113.0	212.6

### 3.2.3 Modulación Chirp (OCDM)

Este esquema de modulación está basado en símbolos chirp que modulan las secuencias ZC, siguiendo un patrón cuasi-ortogonal de variación de frecuencia. Presentan un espectro y distribución de energía diferente para cada emisor, ya que su forma depende de la tasa de incremento de la frecuencia en función del tiempo,  $\mu_k$ , donde una mayor velocidad de incremento produce una menor cantidad de energía en ese rango de frecuencia.

Empleando los parámetros de configuración de la tabla 3.13, se obtiene el espectro en frecuencia presentado en la figura 3.14 considerando 5 emisores, los cuales siguen la trayectoria que se observa en la figura 3.15.

Tabla 3.13: Frecuencias iniciales  $f_{l_k}$  y las tasas de incremento  $\mu_k$  para las chirp parciales  $p$  y  $q$  para la generación de los símbolos OCDM  $CH_k(t)$ .

$f_l = 30 \text{ kHz}, f_h = 60 \text{ kHz}, BW = 30 \text{ kHz}, T_c = 500$ muestras				
	$f_{l_{k_p}}$	$f_{l_{k_q}}$	$\mu_{k_p}$	$\mu_{k_q}$
$CH_1(t)$	$f_l$	$f_l + \frac{BW}{4}$	$\frac{\mu}{2}$	$\frac{3\mu}{2}$
$CH_2(t)$	$f_h$	$f_h - \frac{BW}{4}$	$-\frac{\mu}{2}$	$-\frac{3\mu}{2}$
$CH_3(t)$	$f_l$	$f_l + \frac{3BW}{4}$	$\frac{3\mu}{2}$	$\frac{\mu}{2}$
$CH_4(t)$	$f_h$	$f_h - \frac{3BW}{4}$	$-\frac{3\mu}{2}$	$-\frac{\mu}{2}$
$CH_5(t)$	$f_l$	$f_l + \frac{BW}{2}$	$\mu$	$\mu$

En este esquema de modulación, se busca combinar las buenas propiedades de correlación de las señales chirp, con las propiedades de las secuencias ZC. Si bien el ancho de banda está delimitado por los parámetros de los símbolos chirp, la energía no se encuentra centrada como en el caso del esquema QPSK, por lo que dependiendo del transductor, si éste tiende a atenuar más en los bordes de la respuesta en frecuencia, puede suceder que las propiedades de este esquema OCDM se vean levemente reducidas.

A continuación se presentará un estudio de las propiedades de correlación empleando este esquema para la modulación de las secuencias ZC. Para ello, se considerará un tiempo de señal resultante  $T_d$  constante, y se modificarán los parámetros de longitud de secuencia

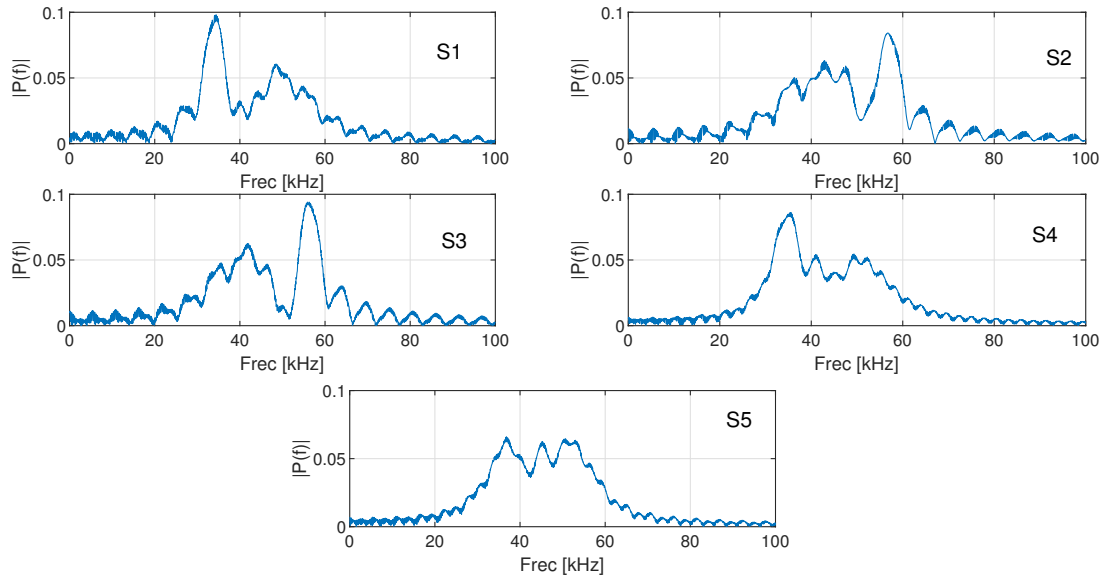


Figura 3.14: Espectro en frecuencia de las 5 señales moduladas.

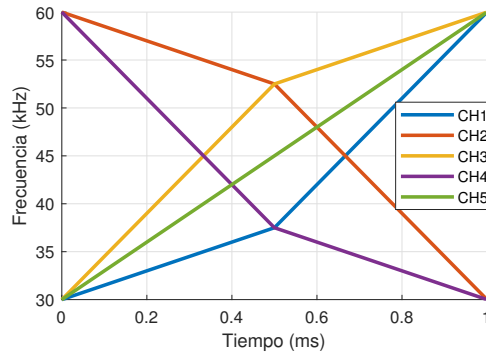


Figura 3.15: Conjunto de cinco símbolos chirp cuasi-ortogonales generados a partir de los datos de la tabla 3.13, y una duración por símbolo de 1 ms.

$L_{ZC}$  y tamaño de símbolo  $T_s$ . Se emplean los parámetros de configuración de la tabla 3.14, incrementando luego la longitud de las secuencias ZC y calculando el tamaño del símbolo chirp en muestras, según la siguiente expresión:

$$T_s = \frac{T_d \cdot f_s}{L_{ZC}} \quad (3.9)$$

Tabla 3.14: Parámetros de configuración para la obtención de los símbolos chirp  $CH_k(t)$ .

$f_l$	= 37 kHz
$f_h$	= 45 kHz
$BW$	= 8 kHz
$T_d$	= 24.1 ms

Analizando los resultados presentados en la tabla 3.15, se puede apreciar que al incrementar la longitud de las secuencias ZC, todas las métricas mejoran sus valores, teniendo una baja dependencia al tamaño del símbolo, lo que podría suponer que la modulación chirp no produzca una mejora de las métricas evaluadas. Sin embargo, al

Tabla 3.15: Métricas considerando  $K$  de 2 a 5 emisores simultáneos, considerando la longitud total de señal  $T_d$  constante, empleando modulación OCDM. En naranja se destacan los mejores parámetros según su métrica.

$L_{ZC}$	$T_s$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$\min\{MF\}$	$\min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5					
<b>37</b>	334	10.07	15.66	15.66	17.09	15.63	0.0254	0.7988	91.0	147.8
<b>47</b>	263	11.66	12.82	14.64	18.45	15.98	0.0288	0.8455	86.6	139.0
<b>59</b>	209	10.39	13.48	14.91	19.37	14.00	0.0310	0.8732	67.0	107.4
<b>67</b>	184	9.92	14.46	14.46	16.06	14.43	0.0302	0.8653	65.4	105.8
<b>79</b>	156	9.32	14.32	14.32	16.37	11.46	0.0294	0.8850	67.0	108.2
<b>89</b>	139	8.69	10.86	14.05	15.26	10.66	0.0321	0.9056	67.4	108.2
<b>103</b>	120	8.32	13.28	13.28	13.28	10.84	0.0323	0.9076	65.0	105.0
<b>179</b>	69	7.26	8.36	9.05	11.43	7.98	0.0478	0.9529	<b>55.8</b>	<b>87.0</b>
<b>223</b>	55	6.64	9.86	9.86	9.86	7.76	0.0617	0.9601	62.2	96.6
<b>293</b>	42	6.11	<b>6.48</b>	<b>7.23</b>	<b>7.43</b>	6.91	0.0868	1.0056	64.2	99.0
<b>379</b>	33	<b>5.48</b>	7.65	7.65	7.72	<b>5.52</b>	<b>0.1332</b>	<b>1.0320</b>	60.2	93.4

evaluar el ancho de banda de la señal resultante, presentadas en la tabla 3.16, se observa un incremento del mismo superando los límites establecidos en la tabla 3.14, lo que ocasionaría la degradación de la señal luego de pasar por el canal, habitualmente limitado en ancho de banda.

Tabla 3.16: Valor medio del ancho de banda (BW) de la señal modulada empleando OCDM. Obtenido a -3 dB o mitad de amplitud de señal normalizada. La división en la tabla separa aquellas señales con BW menor a 8 dB

$L_{ZC}$	$T_s$	BW [kHz](a -3 dB)
<b>37</b>	334	7.0
<b>47</b>	263	7.9
<b>59</b>	209	7.7
<b>67</b>	184	8.0
<b>79</b>	156	8.6
<b>89</b>	139	8.9
<b>103</b>	120	9.4
<b>179</b>	69	14.1
<b>223</b>	55	15.7
<b>293</b>	42	25.7
<b>379</b>	33	36.8

### 3.2.4 Modulación OFDM

Como caso particular, el esquema OFDM de modulación basado en la FFT, modifica el comportamiento de las secuencias ZC frente a la elección de las semillas favoritas. Aquí, las primeras y las últimas semillas serán mejores, desde el punto de vista de las cotas de AC. Al igual que para los otros esquemas, existe nuevamente una simetría en los valores de las cotas, tal como se puede observar en la figura 3.16. Otra particularidad de este esquema, es que la elección de longitudes que no sean números primos ya no afecta las cotas de correlación, sino a la distribución de la energía en la señal modulada, que se

puede medir empleando el parámetro PAPR definido en la ecuación (2.14). En la figura 3.16 se presenta una comparativa de las cotas de AC para dos longitudes  $L_{ZC} = 199$  (número primo) y  $L_{ZC} = 195$  (número no primo), y en la figura 3.17 se puede observar los valores obtenidos de PAPR para cada semilla  $r_k$ .

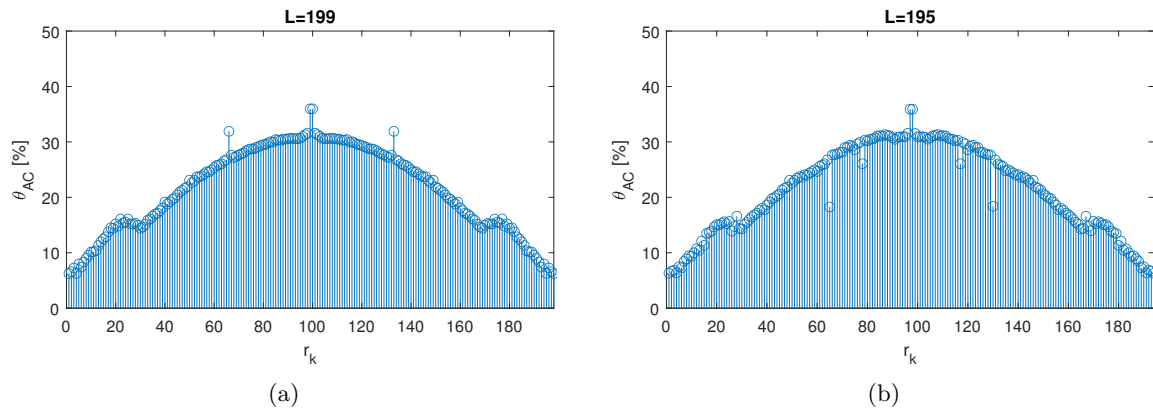


Figura 3.16: Valores de cota  $\theta_{AC}$  para todas las semillas, de dos secuencias de longitud (a)  $L_{ZC} = 199$  y (b)  $L_{ZC} = 195$ .

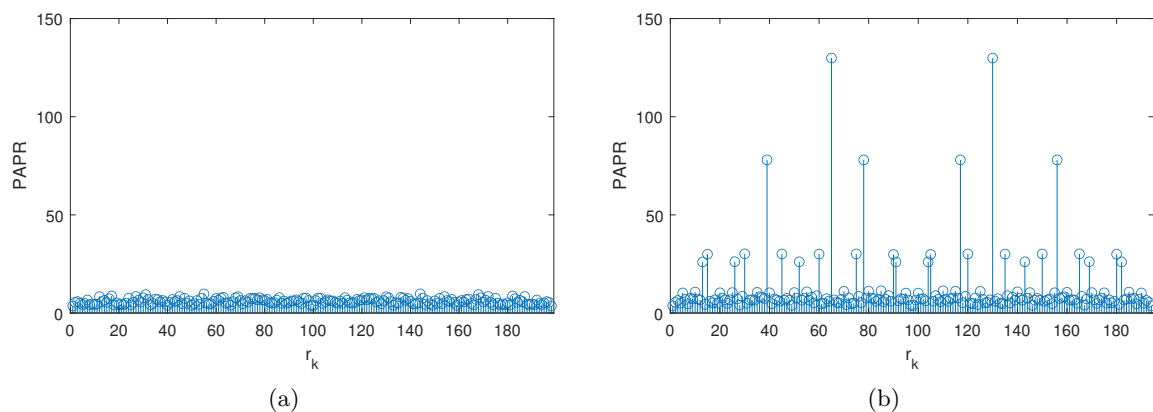


Figura 3.17: Valores de PAPR para todas las semillas, de dos secuencias de longitud (a)  $L_{ZC} = 199$  y (b)  $L_{ZC} = 195$ .

Para apreciar el efecto de una semilla que presenta una señal modulada con elevado PAPR, la figura 3.18 compara nuevamente dos casos para semillas similares para una longitud prima, y una longitud no prima. Se puede observar que la señal modulada de la figura 3.18 (b) no presenta una apropiada distribución de energía transmitida en el tiempo, lo que implica incluso la necesidad de utilizar amplificadores con requerimientos de linealidad específicos, para una correcta emisión de este tipo de señales. En la AC ocurre que la amplitud del pico principal es mucho más baja para la señal con PAPR elevado, siendo unas 14 veces más atenuada que aquella con PAPR bajo.

Respecto al espectro en frecuencia que ocupa la señal modulada, se ajusta perfectamente a las especificaciones establecidas para la modulación, ya que el esquema OFDM permite anular por completo las portadoras que no se utilicen, siempre y cuando la etapa de amplificación y emisión no distorsionen la señal de salida. La figura 3.19 presenta el espectro de la señal modulada, donde se observa el cajón que se forma en torno a las



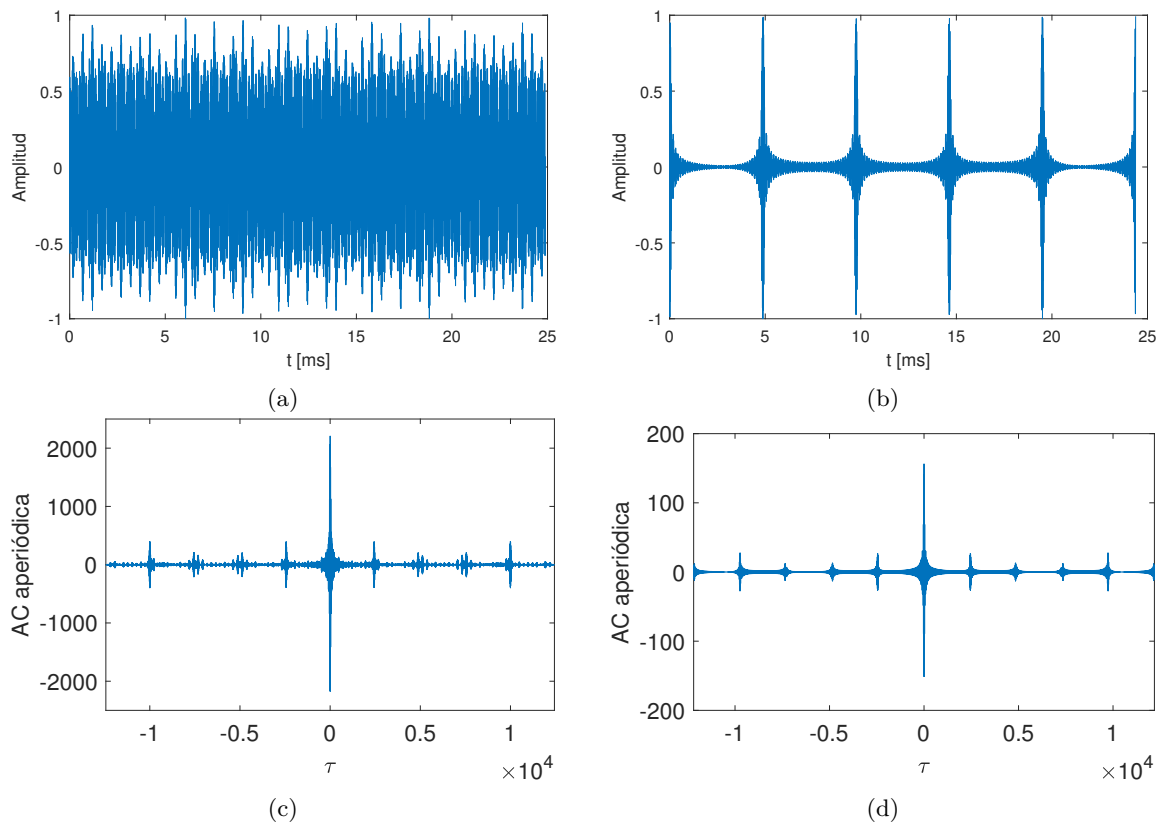


Figura 3.18: Señales moduladas, de dos secuencias de longitud (a)  $L_{ZC} = 199$  y (b)  $L_{ZC} = 195$ , empleando una semilla de generación  $r_k = 39$ . Las funciones de AC para ambas señales, en (c) para  $L_{ZC} = 199$  y en (d) para  $L_{ZC} = 195$ .

frecuencias especificadas entre 37 y 45 kHz.

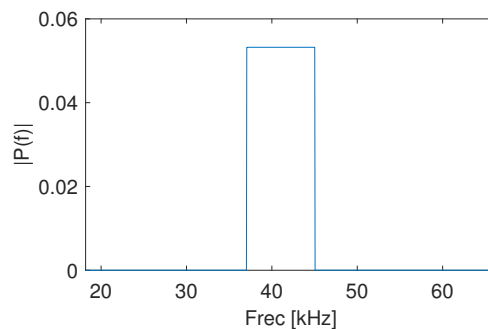


Figura 3.19: AC de señal Fast-FH para  $L_{ZC} = 11$  y semilla  $r_k = 3$ .

Habiendo presentado las características particulares del esquema de modulación, a continuación se presenta un estudio de las métricas de cotas de CC y factores de mérito para un conjunto de secuencias y las semillas favoritas. A diferencia de los demás, este esquema solo permite modificar la longitud de la secuencia y el rango de frecuencias donde se desea ubicar las portadoras, por lo que las frecuencias de corte permanecerán constantes, y se evaluarán diferentes longitudes, y los tiempos de emisión total. Se emplearán los siguientes parámetros de configuración de las señales a transmitir:

A partir de las pruebas realizadas, se obtienen los resultados que se presentan en la

Tabla 3.17: Parámetros de configuración para la modulación empleando el esquema OFDM.

$r_k$	$\{1, L-1, 2, L-2, 3\}$
$f_l$	37 kHz
$f_h$	45 kHz
$BW$	8 kHz

tabla 3.18, donde se puede apreciar que las métricas en general son favorables, con buenas cotas de AC y CC, Factor de Mérito cercano a uno (como en la modulación QPSK) y valores de PAPR aceptables (en QPSK se tiene  $PAPR = 2$ ).

Tabla 3.18: Métricas considerando  $K$  de 2 a 5 emisores simultáneos, incrementando la longitud de las secuencias ZC, modulando mediante esquema OFDM.

$L_{ZC}$	$T_d$	$\theta_{CC_{max}}$ para $K$ emisores				$\theta_{AC_{max}}$	$max$	$min$	$\overline{PW70}$	$\overline{PW40}$
		2	3	4	5		$\{PAPR\}$	$\{MF_{ext}\}$		
<b>71</b>	8.88 ms	17.89	20.25	20.25	22.82	9.20	5.92	0.9177	88.2	141.0
<b>127</b>	15.88 ms	13.33	14.55	14.55	16.57	7.80	5.87	0.9397	88.2	140.2
<b>199</b>	24.88 ms	10.87	11.21	11.23	13.37	7.26	5.84	0.9520	87.8	140.2
<b>251</b>	31.38 ms	9.64	10.52	10.52	12.04	7.23	5.88	0.9564	87.8	141.0
<b>521</b>	65.13 ms	6.68	7.22	7.22	8.12	7.07	5.94	0.9713	87.8	141.0
<b>1021</b>	127.63 ms	4.83	4.93	4.94	5.84	6.96	5.83	0.9816	87.0	141.0

### 3.2.5 Conclusiones

A continuación, se presenta una comparación del comportamiento de los diferentes esquemas analizados en este capítulo en función de las métricas evaluadas, y se derivan las conclusiones del estudio realizado. Se incorporan además, valores de las secuencias Kasami moduladas con un esquema BPSK, ampliamente utilizadas en sistemas de posicionamiento local en interiores. Para realizar una comparativa justa, se ha establecido la duración total de la señal modulada en torno a los 24.5 ms y se han considerado 5 emisores simultáneos. En función de este parámetro, se eligen las mejores secuencias para cada esquema presentado. La tabla 3.19 resume los resultados comparativos del desempeño de las distintas modulaciones.

Tabla 3.19: Métricas de los esquemas estudiados. Se destacan en naranja las métricas más favorables, y en rojo los desfavorables.

Esquema	$L_{ZC}$	$T_d$	$\theta_{CC_{max}}$	$\theta_{AC_{max}}$	$max\{PAPR\}$	$min\{MF_{ext}\}$	$\overline{PW40}$	BW [kHz]
QPSK	251	24.1 ms	10.30	6.70	2	0.9329	61	12.62
Fast-FH	7	24.71 ms	32.53	32.10	5.32	0.4978	167.4	9.94
Slow-FH	7	24.71 ms	29.48	32.93	5.32	0.4911	197.0	8.97
OCDM	67	24.66 ms	16.06	14.43	2	0.8653	105.8	7.99
OFDM	199	24.88 ms	13.37	7.26	5.84	0.9520	140.2	8.00
Kasami BPSK	255	24.48 ms	12.16	10.98	2	0.5048	235.4	12.25

Analizando los datos presentados en la tabla 3.19, y del análisis detallado para cada esquema, se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Modulación QPSK: este esquema destaca en la mayoría de las métricas presentando las cotas de AC y CC más bajas, un MF cercano a uno y el ancho de pico más estrecho. Si bien en cuanto al ancho de banda se excede respecto a los demás, esto no supone un inconveniente importante, incluso aunque en la etapa de emisión su respuesta en frecuencia se vea recortada en los bordes producto de la respuesta del canal o del propio transductor. También se ha visto que se puede reducir el ancho de banda de la señal incrementando el número de ciclos por símbolo, aunque esto conlleva un pico de correlación más ancho, lo que podría perjudicar su posterior detección.
- Modulación Fast y Slow FH: en general, en ambos esquemas se puede observar que el factor de mérito (MF) es mucho más pequeño comparado con los obtenidos para QPSK. Esta disminución se debe a que presentan lóbulos laterales muy cercanos al pico principal en la función de AC, lo que produce también un ensanchamiento del pico de AC. Respecto al ancho de banda, se ajusta correctamente a los límites establecidos por diseño. Respecto a las cotas de AC y CC, se pudo observar que al incrementar la longitud de la secuencia, la cota  $\theta_{AC}$  aumenta en lugar de disminuir, lo que implica una relación directa con el tamaño del símbolo y la mejora de la cota. Esto último genera una relación de compromiso entre la longitud de la secuencia y la duración del símbolo, lo que obliga a tener valores intermedios de cotas. Por otra parte, se observa que si el tiempo de símbolo se reduce, el ancho de banda de cada portadora comienza a aumentar, interfiriendo con las portadoras cercanas. Nótese que al elevar el tiempo del símbolo, se debe disminuir la longitud de la secuencia ZC para evitar tiempos de transmisión excesivos.
- Modulación OCDM: este esquema, al igual que en el de QPSK, mejora las cotas de AC y CC según se incrementa la longitud como la duración del símbolo. Incluso, se podría aumentar la longitud de la secuencia  $L_{ZC}$ , sacrificando un poco la duración del símbolo y el ancho de banda de cada portadora chirp, lo que mejoraría aún más tanto las cotas como el ancho del pico de AC.
- Modulación OFDM: el empleo de la FFT y de la simetría Hermítica, modifica las propiedades y el comportamiento de las secuencias ZC. Aunque existe cierta simetría entre las señales obtenidas, en este esquema se elimina la limitación en la elección de las semillas de generación. Esto se debe a que las semillas de la segunda mitad no afectan a las cotas de CC, lo que duplica la cantidad de secuencias posibles de generar frente a las otras modulaciones. Desde el punto de vista de las métricas obtenidas, estas se encuentran en segundo lugar en su desempeño, luego del esquema QPSK, sobre todo con un ajuste perfecto en el ancho de banda de la señal resultante. Sin embargo, la métrica que perjudica a este esquema, es la relación de potencia pico a potencia media (PAPR), que es más del doble que para el esquema QPSK, lo cual resulta en un aprovechamiento desfavorable de la potencia en la etapa de transmisión.

- Modulación Kasami: el comportamiento de este esquema, es similar a QPSK, ya que ambos modulan en fase a partir de un símbolo senoidal. Desde el punto de vista de las métricas, Kasami presenta cotas de AC y CC levemente más elevadas que QPSK, y un pico de AC más ancho. Sin embargo, siguen ofreciendo un buen desempeño.

En los capítulos siguientes se ampliará la comparativa incluyendo efectos reales, como el Doppler o el multicamino.

## Capítulo 4

# APLICACIÓN DE SECUENCIAS ZADOFF-CHU EN SISTEMAS DE POSICIONAMIENTO LOCAL AÉREOS

En los capítulos previos se introdujeron diferentes esquemas de codificación y modulación, los cuales deben adaptar sus características de duración y ancho de banda en función de las aplicaciones en las que se encuadren finalmente. En la necesidad de determinar qué esquema se ajusta mejor a la aplicación final, se debe evaluar el desempeño de cada uno de ellos frente a diversos efectos que puedan degradar la señal emitida. Una forma de evaluarlo, es mediante el uso de modelos de simulación, que permiten incluso determinar cómo afecta al esquema cada fenómeno en concreto, evaluando uno por uno de forma aislada. Así, disponer de modelos de simulación adecuados, permite anticipar decisiones y analizar la influencia de determinados parámetros en el sistema, con carácter previo a una validación experimental que suele conllevar más tiempo y ser más costosa.

En este sentido, en el presente capítulo se han modelado los efectos más relevantes en sistemas ultrasónicos aéreos, y en el siguiente se modelan en entornos subacuáticos; con objeto de comparar las prestaciones de las distintas modulaciones propuestas para códigos Zadoff-Chu y contrastarlas con una propuesta más tradicional basada en códigos Kasami modulados en BPSK. Para este estudio, se han considerado los modelos de los transductores utilizados, efectos propios del canal, efecto cerca-lejos, multicamino o el efecto Doppler debido al movimiento relativo entre emisor y receptor. Además, se ha incluido el procesamiento de bajo nivel (demodulación y correlación, detección de máximos de correlación), así como el de alto nivel (algoritmia de posicionamiento) para obtener resultados a distintos niveles de proceso. Para mayor comodidad, se ha diseñado una interfaz gráfica que facilita analizar la influencia de cada parámetro o decisión de diseño en el sistema, para más detalle, consúltese [PRHGG+22]. Asimismo, el modelado se ha

completado con pruebas experimentales, tanto con el receptor estático en distintos puntos del entorno; como con el receptor en movimiento para ver el desempeño de las distintas modulaciones evaluadas ante el efecto Doppler.

## 4.1 Descripción de un sistema de posicionamiento

En general, un sistema de posicionamiento consta de tres bloques principales: el emisor, el canal y el receptor. Estos tres bloques y sus componentes se representan en la figura 4.1.

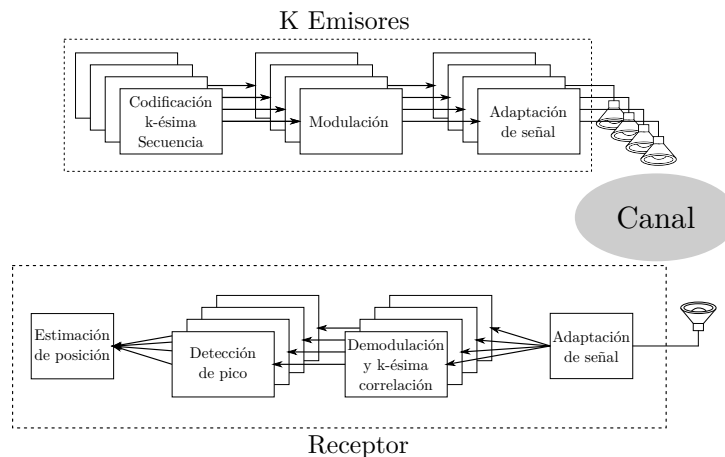


Figura 4.1: Diagrama de bloques de un sistema de posicionamiento acústico orientado a privacidad.

En el emisor, el código o secuencia asignada a cada baliza es modulada para asegurar que el ancho de banda cumpla con las limitaciones en frecuencia impuestas tanto por el transductor, como por el canal. Luego, una etapa de adaptación de señal, compuesta por un conversor digital/analógico y un amplificador, acondiciona la potencia de la señal modulada para transmitirse al canal a través del transductor.

En el canal, la señal se ve afectada por ruido y la propia respuesta al canal que es variante en el tiempo. Además, se incorporan efectos típicos del entorno, y asociados a la geometría del espacio donde se emiten las señales.

Finalmente, en el receptor, se adquiere la señal alterada por los efectos introducidos en el canal y en la etapa de emisión. Esta señal es filtrada, amplificada y digitalizada para su posterior procesamiento. A continuación, le sigue una etapa de demodulación donde se recupera la señal original. Luego, se realiza la correlación, para identificar la llegada de cada emisor; este proceso de demodulación/correlación, podría realizarse en un único paso mediante la correlación asíncrona con el código modulado. Posteriormente, se aplica un algoritmo de detección del pico de correlación, de cara a obtener el tiempo de llegada o diferencias de tiempos de llegada, en caso de ausencia de sincronismo entre emisores y receptor, el cual corresponde al TOF. Finalmente, se aplica un algoritmo de multilateración, para estimar la posición a partir de las medidas de distancia obtenidas.

En los sistemas de posicionamiento basados en la emisión de señales ultrasónicas, la estimación de la distancia entre emisor y receptor se obtiene habitualmente a partir de la medida del tiempo de vuelo (TOF) o de llegada (TOA, *Time of Arrival*) de estas señales. El TOF, se mide como el tiempo que transcurre desde la emisión hasta la detección del pico de correlación. En cambio en el TOA, se desconoce a priori el instante de emisión, por lo que este tiempo se mide desde el comienzo de la última adquisición de señales hasta la detección del pico de correlación. Para calcular la distancia entre emisor y receptor a partir de una medida de TOF o TOA, es necesario conocer la velocidad de propagación  $c$  de la señal en el aire, de este modo, se puede obtener la distancia entre el  $k$ -ésimo emisor y el receptor como  $d_k = c \cdot t_k$ . Si existe sincronismo o no entre los emisores y el receptor, condicionará que el valor de medida que se obtenga sea el TOF o TOA respectivamente. Otro parámetro que surge de estos valores, es la diferencia de TOF o TOA, conocidas como TDOF (*Time Difference of Flight*) o TDOA (*Time Difference of Arrival*). Para el cálculo de las diferencias, se utiliza una baliza como referencia, por lo que se obtendrán  $K - 1$  diferencias de tiempos. Cabe destacar que ambos valores son iguales  $TDOF = TDOA$ . La figura 4.2 ejemplifica de forma gráfica los conceptos mencionados, donde se toma como referencia, la baliza  $Tx_3$ .

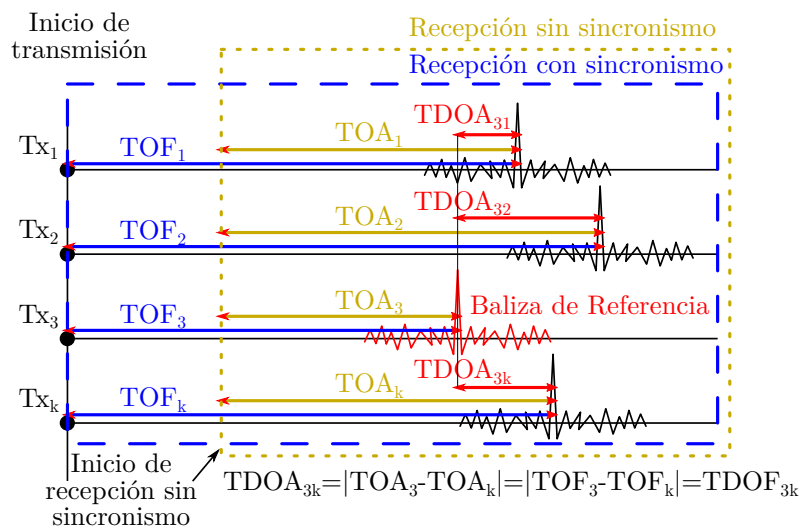


Figura 4.2: Representación de la diferencia entre los conceptos de TOF, TOA, TDOF y TDOA.

Los métodos de multilateración más empleados [UHG<sup>+</sup>18], también están condicionados al sincronismo en el sistema de posicionamiento, utilizándose métodos de trilateración esférica, si existe sincronismo entre emisor y receptor, o trilateración hiperbólica en caso contrario. Este último método, se basa en el uso de las TDOF para calcular una diferencia de distancias. Como consecuencia de ello, este tipo de sistemas necesita por lo menos 4 emisores para obtener una posición en 3 dimensiones, ya que se requiere de una baliza adicional de referencia, habitualmente asignada a aquella con mayor energía.

El esquema general del sistema de posicionamiento, en el que se basan tanto el sistema

modelado, como las pruebas prácticas, se muestra en la figura 4.3.

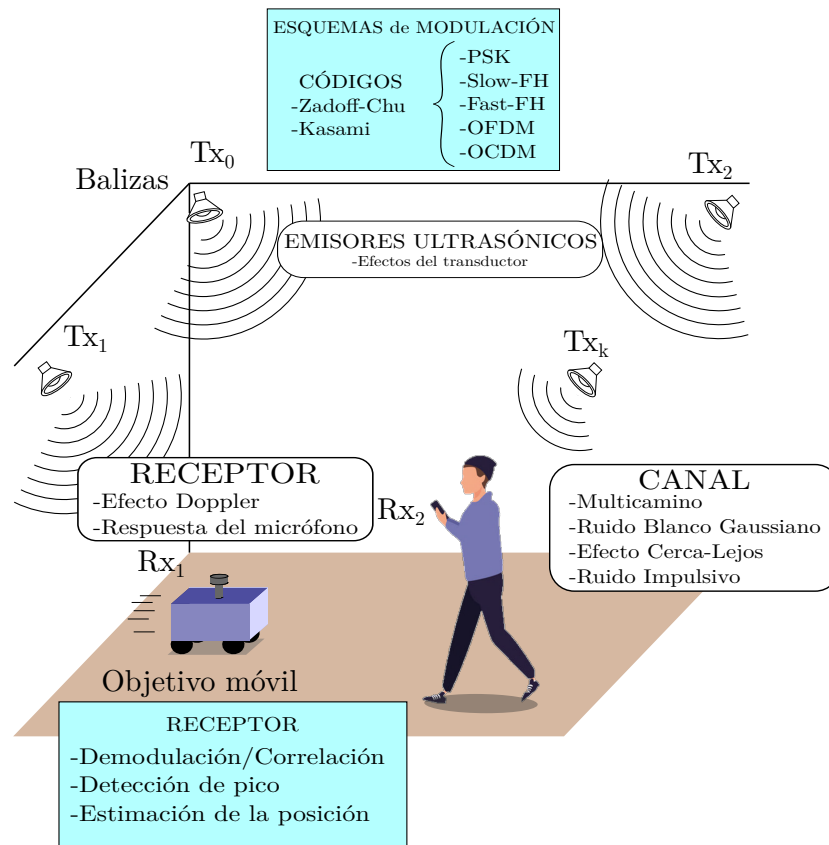


Figura 4.3: Esquema general del sistema propuesto adaptado a un entorno aéreo.

## 4.2 Modelado de efectos típicos

El esquema considerado para realizar las simulaciones está orientado a un sistema de posicionamiento genérico, el cual cuenta con un conjunto de  $K$  emisores fijos en posiciones conocidas, brindando un área de cobertura debajo de la cual se encuentran los dispositivos a localizar. Cada dispositivo emisor o transductor tiene asociado un código modulado único, con reducida interferencia con el resto por las propiedades de baja CC, que además permite distinguir claramente cada uno de los emisores. El receptor, se encuentra equipado con un micrófono con el cual capta la señal emitida, y se encarga de realizar el procesamiento de la señal para obtener la medida de TOF. Específicamente, se considerarán  $K = 5$  emisores, por lo que será necesario contar con 5 señales diferentes para cada esquema de codificación y modulación a estudiar.

Al momento de seleccionar las señales a utilizar en cualquier sistema, ya sea de comunicación, de sincronismo o concretamente para un sistema de posicionamiento, se tienen que tener en cuenta los factores indeseados a los que se someterá la señal. Es decir, aquellos efectos externos que modifiquen el comportamiento y el desempeño de las señales transmitidas.



El primero a tener en cuenta es el transductor o dispositivo encargado de convertir las señales eléctricas a otro tipo de señales adecuadas para el medio, contemplando el rango de frecuencias en el que se intente establecer la comunicación o transmitir la señal deseada. Éste, establece una limitación en el ancho de banda, ya que su comportamiento es de tipo filtro paso banda, lo que exige que la señal esté acotada dentro del rango de operación para evitar la pérdida de información, o la atenuación indeseada de la señal.

Luego, le siguen los efectos introducidos por el canal, tales como el ruido ambiental, ruido impulsivo, o la atenuación por la divergencia de la energía propagada de la señal. Otros efectos a considerar están vinculados con la posición del receptor y su movimiento por el entorno, como pueden ser: el efecto cerca-lejos, el multicamino y el efecto Doppler.

La superposición de todos estos efectos, hace que la señal transmitida llegue alterada al receptor, produciendo una degradación del pico principal de correlación, y por consiguiente, una disminución en la precisión de la detección del TOF.

Por otra parte, la precisión de estos sistemas, también está asociada a la frecuencia y el tipo de señal a utilizar. Para lograr la máxima precisión en entornos reducidos, se suelen utilizar señales ultrasónicas en el rango de los 20 kHz a 60 kHz, fuera del rango auditivo (20 Hz - 20 kHz). La elección de este rango de frecuencia viene dada también por la baja velocidad de propagación (comparado con las señales electromagnéticas). Por otra parte, a elevadas frecuencias, la señal se ve afectada por una mayor atenuación conforme aumenta la distancia.

A continuación se detallan los efectos más característicos e influyentes en los sistemas de posicionamiento, y la forma en la que se han modelado para su simulación.

### 4.2.1 Características del transductor

A partir de la descripción del fabricante, y las hojas de datos correspondientes, se puede obtener información como: la respuesta en frecuencia en el rango para el cual fue diseñado, la distorsión de la fase y la impedancia en función de la frecuencia. Empleando estos datos, se pueden modelar las características del transductor, como si fuese un filtro digital, por ejemplo de respuesta al impulso finita lineal (FIR, *Finite Impulse Response*).

Para las simulaciones realizadas, se ha contemplado como modelo de emisor el transductor ultrasónico Prowave 328ST160 [PWEC05, HGG<sup>+</sup>17], dado que es el utilizado posteriormente en las pruebas prácticas. Para modelar su comportamiento en las simulaciones, se ha diseñado un filtro FIR lineal que replica el espectro del transductor. La figura 4.4 (a) representa la respuesta en frecuencia real del transductor utilizado (rojo), así como la superposición del filtro FIR diseñado (azul), y en (b) la impedancia y fase medidas, representadas como función de la frecuencia.

Una característica importante de todo transductor es el patrón de emisión (ver figura 4.5), que indica la forma en la que se propaga la señal ultrasónica. Esto define si la emisión

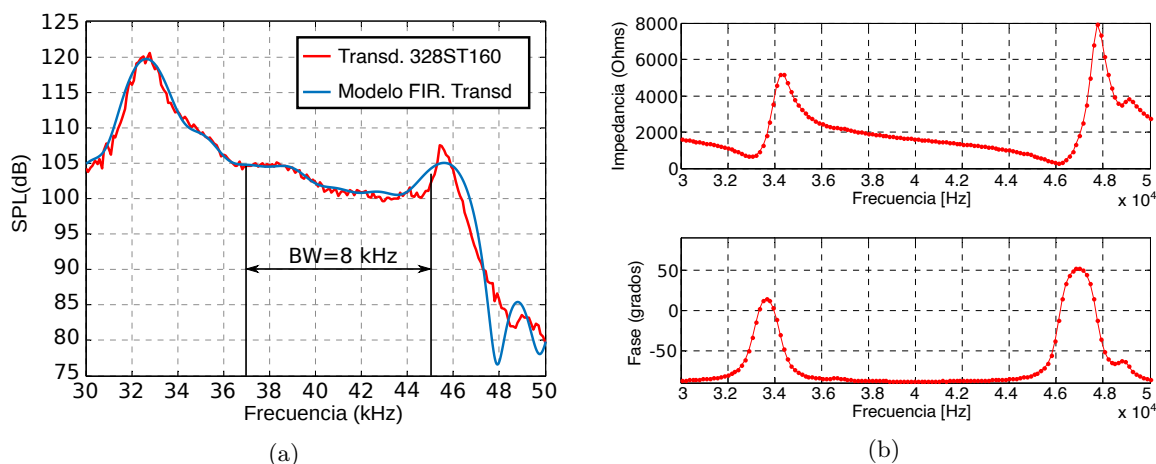


Figura 4.4: Para el transductor Prowave 328ST160 [PWEC05], se representa (a) Respuesta en frecuencia medida (rojo) y el modelo del filtro FIR diseñado (azul), y en (b) la impedancia y ángulo de fase medidos como función de la frecuencia.

es omnidireccional, o direccional. Si bien la direccionalidad del emisor permite focalizar la energía, también supone limitaciones en el área de cobertura.

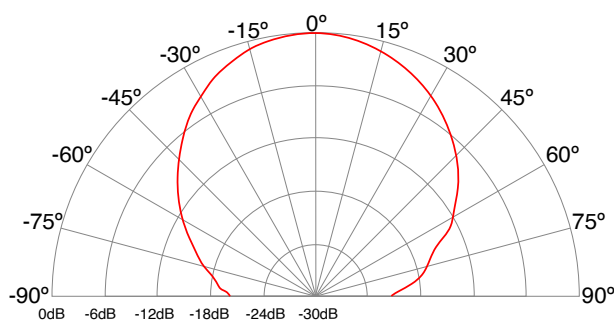


Figura 4.5: Patrón de directividad en función del ángulo de radiación para el transductor Prowave 328ST160. Extraída de [PWEC05].

A cada una de las subsiguientes simulaciones realizadas se les introducirá el efecto del transductor, filtrando la señal a transmitir empleando el filtro FIR diseñado.

#### 4.2.2 Efectos propios del canal

Para obtener la máxima información del entorno en cada medida, las  $K$  balizas emiten simultáneamente su señal modulada  $x_k(t)$ , que será afectada por la respuesta del transductor  $h_t(t)$  y el ruido ambiental  $\omega(t)$ . En el receptor, las señales de todos los emisores son captadas, cada una con su respectivo retardo de propagación  $t_k$  y atenuación  $A_k$ . Todos estos parámetros se contemplan en la siguiente expresión:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot (h_t * x_k)(t - t_k) + \omega(t) \quad (4.1)$$

Adicionalmente a estos efectos, la velocidad de propagación  $c$  en el aire presenta una dependencia a la temperatura del ambiente [Cra93] según:

$$c = c_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{T[^\circ C]}{273.15}} \quad (4.2)$$

donde  $c_0 = 331.6$  m/s es la velocidad a  $0^\circ C$ . Como se mencionó anteriormente, para el cálculo de la distancia basado en la medida del TOF entre emisor y receptor, se necesita conocer esta velocidad y el tiempo de propagación  $t_k$ . Con lo cual, es necesario conocer a priori el valor de la temperatura para calcular correctamente el valor de  $c$ , y minimizar el error que podría causar.

Otro efecto, es la absorción atmosférica, que depende de la temperatura, la humedad y la presión en la atmósfera. Sin embargo, este debe tenerse en cuenta en aplicaciones en exterior, y con vientos superiores a los 10 m/s; por lo que para interiores su influencia es despreciable [ÁF05].

### 4.2.3 Efectos dependientes de la ubicación del receptor

#### 4.2.3.1 Efecto cerca-lejos

En entornos donde el objetivo a posicionar pueda moverse libremente en la dirección de cualquiera de los tres ejes cartesianos, es muy probable que ocurra el efecto cerca-lejos. Este tipo de efectos es común en drones o vehículos autónomos subacuáticos (AUV, *Autonomous Underwater Vehicle*), por los grados de libertad que poseen.

Cuando el vehículo se aproxima a una baliza emisora, percibe su señal con mayor energía que la correspondiente a un emisor distante, debido a la propagación y atenuación en el medio. Si todos los sistemas transmiten con la misma potencia, y no poseen un control automático de ganancia, esto puede producir que la débil señal captada del emisor lejano se vea enmascarada por el ruido de CC del emisor cercano, dificultando la detección del pico principal. Este efecto puede ser modelado modificando el factor de atenuación,  $A_k$  en (4.1), de la señal recibida por una de las balizas. En la figura 4.6 se representa un esquema con un conjunto de balizas emisoras y el receptor por debajo, captando con mayor energía la señal de las más cercana.

Una característica importante a tener en cuenta, que acentúa este efecto, es el patrón de directividad del emisor, como el que se presentó en la figura 4.5. Si el receptor se encuentra en un ángulo fuera del radio de cobertura del emisor, la directividad del emisor puede verse como una pérdida de energía mucho mayor que la que ocurre por divergencia geométrica. Por ejemplo, un receptor que se encuentre a  $45^\circ$  del eje vertical, tendrá una atenuación de aproximadamente 8 dB (6.3 veces), comparado con uno ubicado justo frente al transductor.

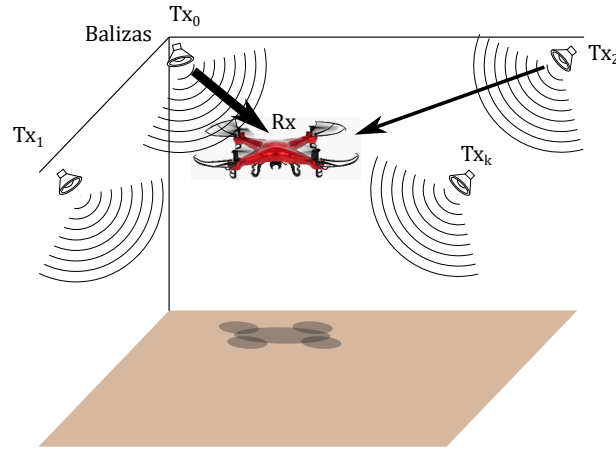


Figura 4.6: Representación gráfica del efecto cerca-lejos de un dron circulando por debajo de un sistema de balizas a diferentes distancias.

#### 4.2.3.2 Efecto multicamino

Considerando un entorno realista, en presencia de obstáculos e irregularidades de las superficies circundantes, se producen múltiples réplicas demoradas y atenuadas de la señal emitida, como producto de la reflexión de la señal en los obstáculos circundantes. De esta manera, es posible expandir la expresión (4.1) para contemplar los multicaminos, de la siguiente manera:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{MP} A_{kl} \cdot (Th * s_k)(t - t_k - d_l) + \omega(t) \quad (4.3)$$

donde  $MP$  representa el número de réplicas de la señal emitida  $s_k$  con un retardo de propagación  $d_l$  de la réplica correspondiente. Es importante destacar que al contemplar las múltiples réplicas, no siempre el pico de correlación con mayor energía será el asociado al camino directo, ya que el multicamino puede producir una suma constructiva de señales demoradas que resulten en un pico de mayor amplitud, como se presenta en la figura 4.7.

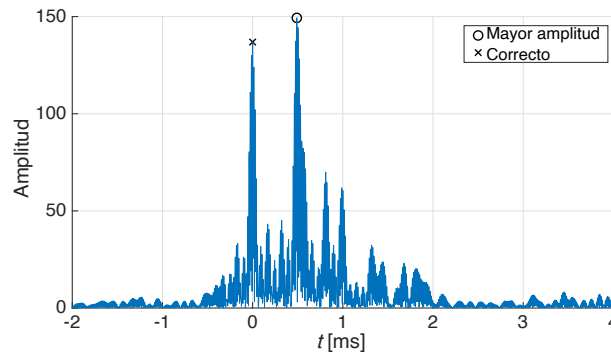


Figura 4.7: Ejemplo de la detección errónea de un pico de correlación, a causa de la suma de varias réplicas demoradas.

En la presente tesis se presenta y estudia el desempeño de los esquemas propuestos frente a diversos efectos, con el objetivo de determinar cual se ve menos afectado por ellos.

Aunque no se tendrá en cuenta su compensación como tal, existen en la literatura múltiples métodos que permiten minimizar o compensar este efecto. Por mencionar algunos de los presentes en la literatura: el trabajo de Allen y Berkley [AB79], propone un método eficiente basado en el procesamiento de imágenes para conocer la respuesta al impulso de las señales acústicas entre dos puntos, permitiendo simular el comportamiento de señales acústicas en pequeñas habitaciones. En [AAF<sup>+</sup>10] emplean este método para evaluar el desempeño de un sistema de posicionamiento ubicado en una habitación de dimensiones conocidas, permitiendo reconocer zonas críticas del entorno que afecten de forma más severa a la autocorrelación de la señal recibida. Finalmente, en [AÁG<sup>+</sup>18] proponen un método de compensación del multicamino basado en la estimación precisa de la respuesta al impulso del entorno, que les permite recuperar el camino directo de cada canal, permitiendo mejorar el desempeño del sistema incluso en entornos de multicamino severo.

#### 4.2.3.3 Efecto Doppler

Finalmente, el efecto producido por el movimiento relativo entre el emisor y el receptor, conocido como desplazamiento Doppler, produce una variación en la frecuencia de la señal recibida por parte del vehículo a posicionar. Es decir, que si el receptor se acerca a una velocidad constante  $\vec{v}_r$  en dirección al emisor, las señales emitidas se verán comprimidas, produciendo un aumento de la frecuencia central de la señal, mientras que si se alejan mutuamente, se produce el efecto contrario, disminuyendo la frecuencia central.

Este efecto puede modelarse fácilmente asumiendo una frecuencia de muestreo virtual  $f'_s$  para la señal emitida [PAÁ<sup>+</sup>11] de la siguiente manera:

$$f'_s = f_s \left[ 1 - \frac{\vec{v}_r \cdot \vec{r}_e - \vec{r}_r}{c |\vec{r}_e - \vec{r}_r|} \right] \quad (4.4)$$

donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo actual,  $\vec{r}_r$  es el vector posición del receptor,  $\vec{r}_e$  es el vector posición del emisor, y  $\vec{v}_r$  es el vector velocidad. A partir de esta frecuencia, se obtiene la señal adquirida aplicando un proceso de interpolación y diezmado.

Al igual que con el efecto multicamino, no se ha tratado en esta tesis la compensación de los diversos efectos típicos del canal, sino encontrar un esquema que por su naturaleza presente mayor robustez frente a estos. También existen métodos y técnicas que permiten compensar o minimizar el efecto Doppler, de los cuales se pueden mencionar por ejemplo, el trabajo realizado en [ÁHM<sup>+</sup>13], donde presentan un receptor para un sistema ALPS basado en secuencias Kasami, que permite detectar el tiempo de llegada y la velocidad del receptor. Otros autores abordan el diseño de señales con mayor robustez al Doppler, como [LWG17] donde emplean secuencias Zadoff-Chu para sistemas de comunicaciones subacuáticos, que permiten sincronizar y determinar el desplazamiento Doppler, o [WPW<sup>+</sup>19] basado en secuencias complementarias para su aplicación en sistemas de radar.

### 4.3 Estudio del desempeño de los esquemas de modulación frente a diversos efectos

Para realizar un estudio justo y comparable entre los diferentes esquemas, es importante no solo contemplar la misma duración de la señal, sino también normalizar la energía emitida al canal. En este sentido, antes de realizar la simulación con cada esquema, primero se realiza un normalizado de la amplitud de la señal y luego se filtra empleando el modelo del transductor. Después, se calcula la energía  $E_k$  de la señal afectada por el transductor empleando la ecuación (4.5), donde  $T_d \cdot f_s$  es la longitud de la señal modulada en cantidad de muestras. A continuación, se obtiene un factor de atenuación  $0 \leq AF_k \leq 1$  para cada señal  $0 \leq k \leq K_b$  a ser transmitida, considerando como referencia aquella con menor energía. Finalmente, esta atenuación es aplicada a cada baliza, de acuerdo a la expresión (4.7).

$$E_k = \frac{1}{T_d \cdot f_s} \sum_{n=0}^{T_d f_s - 1} [Th(n) * s_k(n)]^2 \quad (4.5)$$

$$AF_k = \sqrt{\frac{\min(E_{BPSK}, E_{QPSK}, E_{OFDM}, E_{OCDM})}{E_k}} \quad (4.6)$$

$$Tx_k[n] = s_k[n] \cdot AF_k \quad (4.7)$$

Las características principales de los resultados obtenidos se resumen en la tabla 4.1. En los esquemas de modulación BPSK y QPSK, el rango de frecuencias se obtiene a partir del ancho de banda a  $-3$  dB.

Tabla 4.1: Parámetros resultantes de las señales moduladas.

Código / Modulación	Tiempo Tx (ms)	Longitud de código	$AF_k$	Rango de Frec. (kHz)
Kas-BPSK	24.48	255	0.58	37-46
ZC-QPSK	24.67	257	0.61	37-46
ZC-FastFH	24.50	7	0.7	37-45
ZC-SlowFH	24.50	7	0.7	37-45
ZC-OFDM	23.87	191	1.00	37-45
ZC-OCDM	24.25	67	0.57	37-45

Las secuencias a evaluar se modulan teniendo en cuenta el modelo de transductor presentado anteriormente, el cual posee un ancho de banda de 8 kHz centrado a 41.67 kHz. Se emplea una frecuencia de muestreo para la emisión de  $f_s = 500$  kHz. Con estas consideraciones, se deben emplear familias con tamaño mayor a 5 para identificar inequívocamente cada uno de los emisores. De esta manera, los esquemas de codificación y modulación quedan definidos de la siguiente manera:

**Kasami - BPSK (Kas-BPSK):** un conjunto de cinco secuencias Kasami de longitud

$L = 255$  moduladas con un esquema BPSK, factor de sobremuestreo  $O_f = 12$  y ciclos por símbolo  $N_c = 4$ .

**Zadoff-Chu - QPSK (ZC-QPSK):** un conjunto de cinco secuencias ZC generadas con longitud prima  $L = 251$ , y raíces de generación  $r_k = [1, 125, 84, 63, 50]$ . Moduladas con un esquema QPSK, factor de sobremuestreo  $O_f = 12$  y ciclos por símbolo  $N_c = 4$ .

**Zadoff-Chu - FastFH (ZC-FastFH):** un conjunto de cinco secuencias ZC generadas con longitud prima  $L = 7$ , y raíces de generación  $r_k = [1, 3, 2, 6, 4]$ . Moduladas con un esquema *Fast Frequency Hopping*, con una duración de símbolo  $T_s = 350$  muestras.

**Zadoff-Chu - SlowFH (ZC-SlowFH):** un conjunto de cinco secuencias ZC generadas con longitud prima  $L = 7$ , y raíces de generación  $r_k = [1, 3, 2, 6, 4]$ . Moduladas con un esquema *Slow Frequency Hopping*, con una duración de símbolo  $T_s = 350$  muestras.

**Zadoff-Chu - OFDM (ZC-OFDM):** un conjunto de cinco secuencias ZC generadas con longitud prima  $L = 191$ , y raíces de generación  $r_k = [1, 2, 190, 189, 3]$ . Moduladas empleando un esquema OFDM, agregando  $Z_H = 883$  y  $Z_L = 4894$  ceros antes de aplicar la IFFT.

**Zadoff-Chu - OCDM (ZC-OCDM):** un conjunto de cinco secuencias ZC generadas con longitud prima  $L = 67$ , y raíces de generación  $r_k = [1, 66, 34, 33, 22]$ . Moduladas con cinco símbolos ortogonales chirp obtenidos según el procedimiento de (2.47) y considerando  $f_l = 37 \text{ kHz}$ ,  $f_h = 45 \text{ kHz}$ ,  $T_c = 180$  muestras donde  $T_{c_p} = T_{c_q} = \frac{T_c}{2}$ ,  $\mu = B/T_c$ . Se han utilizado los parámetros  $f_{l_{k_p}}$ ,  $f_{l_{k_q}}$ ,  $\mu_{k_p}$  y  $\mu_{k_q}$  indicados en la tabla 2.4.

#### 4.3.1 Ruido introducido por el canal

El ruido ambiental se encuentra siempre presente en cualquier canal, y puede provenir de diversas fuentes, como maquinaria o por la propia actividad humana. Su presencia puede afectar la estimación del TOF dependiendo de su energía y frecuencia. Por ejemplo, el ruido ultrasónico en interiores puede producirse al presionarse una tecla del ordenador, o por el tintineo de unas llaves. Aunque el ruido puede encontrarse a una frecuencia diferente a la de trabajo del transductor, también puede ocurrir que el receptor lo capte, y su potencia sature el micrófono, esto puede afectar la correcta recepción de la señal esperada. Un ruido habitualmente utilizado es el ruido blanco Gaussiano aditivo (AWGN), el cual tiene una respuesta plana en todo el espectro de frecuencia. Por otro lado, existe un tipo de ruido impulsivo, con una duración de tiempo mucho menor, pero con su energía concentrada en un determinado instante de tiempo.

Si bien el ruido estará presente en todas las simulaciones, a continuación se presenta un estudio particular del comportamiento de las señales frente a distintos niveles de SNR. Para ello, se agrega AWGN al conjunto de señales de cada esquema, luego se obtiene

la función de AC y se calcula el error en muestras para cada iteración, esquema de modulación y  $K$ -ésima secuencia. Del conjunto de errores se obtiene la métrica a evaluar, la raíz del error cuadrático medio (RMSE, *Root Mean Square Error*) entre el valor correcto  $x$ , y el valor obtenido  $x_o$ , tal como se define en la siguiente expresión:

$$RMSE = \sqrt{(x - x_o)^2} \quad (4.8)$$

En las simulaciones realizadas, se aplica AWGN con una SNR desde  $-5$  a  $-30$  dB en incrementos de 1 dB. El valor de la SNR se obtiene considerando como energía emitida la que se mide después de aplicar el filtro del transductor. Se realizaron un total de 1000 iteraciones por cada secuencia, como se consideran 5 emisores, son 5000 iteraciones para cada esquema a evaluar, por cada valor de SNR. La cantidad de iteraciones a realizar se obtuvo contemplando una relación de compromiso entre el tiempo de cómputo y una precisión aceptable.

La figura 4.8 representa el RMSE en milisegundos, del error de detección del instante temporal correspondiente a la detección del pico principal de la función de AC. Cabe destacar que, debido a la escala logarítmica empleada, los valores nulos no son representados.

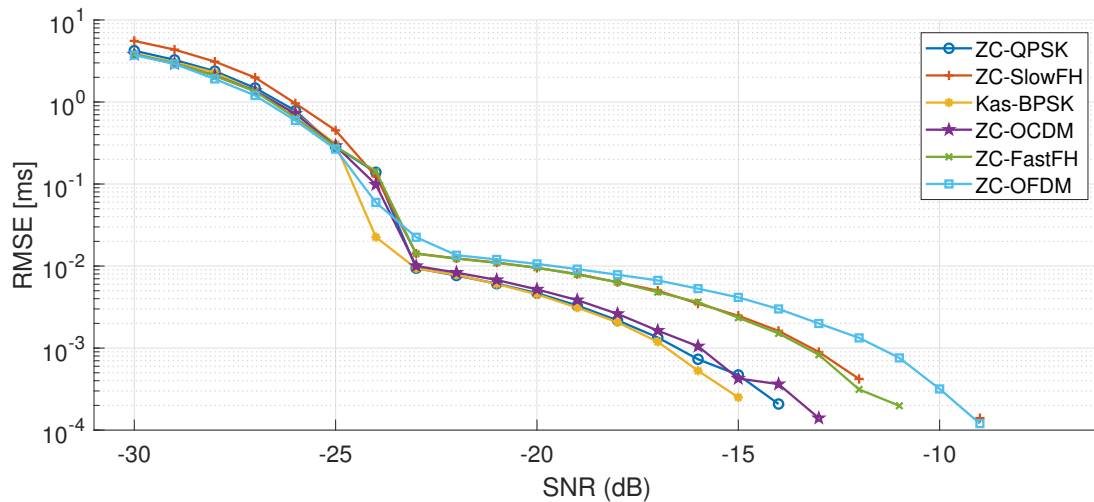


Figura 4.8: Error RMSE en la detección del pico de AC, como función de la variación del SNR, para el estudio del efecto del ruido AWGN.

### 4.3.2 Efecto cerca-lejos

Para simular este efecto, se han generado dos señales ( $s_1$  y  $s_2$ ) para cada esquema. A la primera señal no se le aplica ninguna atenuación,  $A_1 = 1$ ; ni desplazamiento temporal,  $t_1 = 0$ . Mientras que a la segunda señal, se le aplica una atenuación  $0 \leq A_2 \leq 0.9$ , que se incrementa en pasos de 0.01, y un retardo  $t_2$  aleatorio, entre 0.4 ms y 2 ms. Se realizan 5000 iteraciones para cada esquema, y para cada valor incremento de  $A_2$  (con la intención de tener la misma cantidad de medidas que en el caso anterior). Al igual que antes, se



obtiene la AC entre la señal afectada y la señal patrón, y luego se calcula el RMSE. De esta manera, se puede expresar la señal recibida como:

$$r(t) = (Th * s_1)(t) + A_2 \cdot (Th * s_2)(t - t_2) + \omega(t) \tag{4.9}$$

En estas simulaciones se incorporó AWGN resultando en una SNR = 20 dB, sumado al retardo aleatorio aplicado a la señal  $s_2$ , evita la detección de un único pico concreto del ruido de correlación que se origina con la atenuación resultante. En la figura 4.9, se presenta el resultado obtenido del error RMSE en milisegundos en función del factor de atenuación  $A_2$ . Cuando  $A_2 > 0.5$ , es decir, cuándo  $s_2$  se recibe con más de la mitad de su energía original, todos los esquemas resultan con valores de RMSE nulos, excepto en el caso de OFDM. En este último esquema, la CC entre las secuencias lleva a obtener errores menores a  $1.5 \mu s$  cuando  $A_2 > 0.5$ .

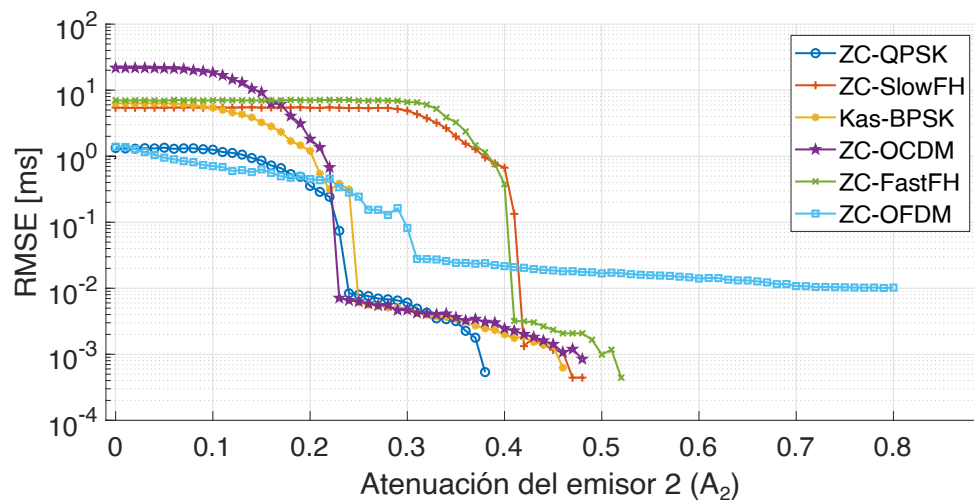


Figura 4.9: Valor de RMSE en la detección del pico de AC considerando el efecto cerca-lejos en función del factor de atenuación  $A_2$  normalizado.

### 4.3.3 Efecto multicamino

Tal como se expresó en la ecuación (4.3), un receptor en entornos interiores por lo general recibe múltiples réplicas atenuadas y demoradas de la señal transmitida. Para simular este efecto, se ha considerado la emisión de una única secuencia que se recibe junto a  $MP = 10$  réplicas aleatorias, realizando 2000 iteraciones por cada una de las 5 secuencias por cada esquema, dando lugar a un total de 10000 iteraciones. En cada una de ellas, además del camino directo con  $d_0 = 0$ , se superponen  $MP = 10$  réplicas aleatorias cuyos retardos en milisegundos,  $d_l$ , y el factor de atenuación,  $A_{1l}$ , se obtienen de la función exponencial decreciente presentada en la figura 4.10. Nótese que el retardo se encuentra acotado en el rango  $d_l \in [0.4 \rightarrow 2]$  ms. Nuevamente para todas las simulaciones, una SNR = 20 dB es considerada.

$$r(t) = \sum_{l=0}^{10} A_{kl} \cdot (Th * s_k)(t - d_l) + \omega(t) \quad (4.10)$$

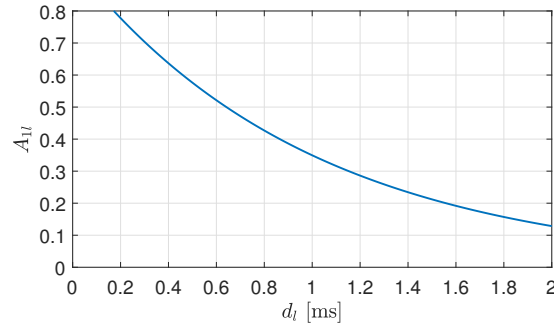


Figura 4.10: Factor de atenuación exponencial  $A_{l1}$ , obtenido en función del retardo aleatorio  $d_l$ .

La figura 4.11 presenta la Función de Distribución Acumulada (CDF, *Cumulative Distribution Function*) del error absoluto en la detección del pico de correlación en el receptor para cada esquema de modulación. Se puede observar que menos del 10% de los resultados presentan un error en la detección del pico. Estos errores se deben a la suma constructiva de múltiples réplicas con valores de retardo parecidos, como ya se mencionó anteriormente en la figura 4.7.

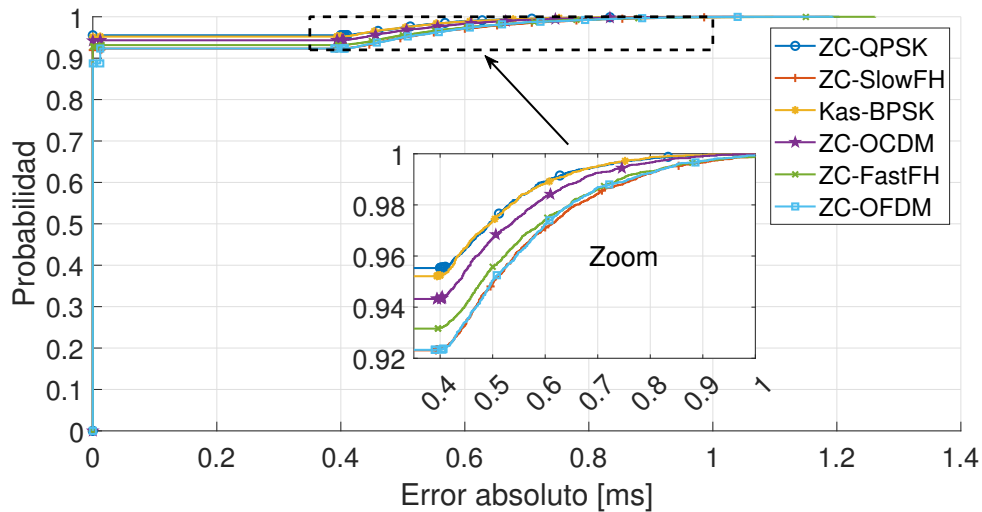


Figura 4.11: CDF del error en la detección del pico para la señal afectada por multicamino aleatorio.

#### 4.3.4 Efecto Doppler

El movimiento relativo entre emisor y receptor produce una expansión o compresión de la señal emitida. Este efecto que degrada la señal recibida, produce en algunos casos la pérdida del pico principal de correlación. Para estudiar este efecto se utiliza la frecuencia virtual definida en (4.4), para alterar la señal capturada por el receptor, simulando la compresión o expansión de esta.

Se han llevado a cabo pruebas a diferentes velocidades considerando solo el efecto del transductor, y aplicando un nivel de ruido con  $\text{SNR} = 20$  dB, sin efectos de multicamino ni de correlación cruzada. La velocidad se incrementa de 0 a 4 m/s en pasos de 0.01 m/s, realizando 5000 iteraciones por incremento, y para 5 secuencias diferentes. Además, el factor de atenuación  $A_k$  se ha considerado igual a uno.

En la figura 4.12, se muestra el valor RMSE de la detección del pico de correlación en milisegundos respecto de la velocidad relativa entre emisor y receptor. Se puede observar un incremento lineal del error en los esquemas QPSK, SlowFH, OFDM y más pronunciado aún para OCDM, consecuencia de un desplazamiento del pico de correlación respecto a la ubicación esperada. Para el caso de las secuencias Kasami y FastFH, el comportamiento aleatorio se debe a que el pico de correlación se ha desvanecido, y lo que se detecta es cualquier valor en la correlación.

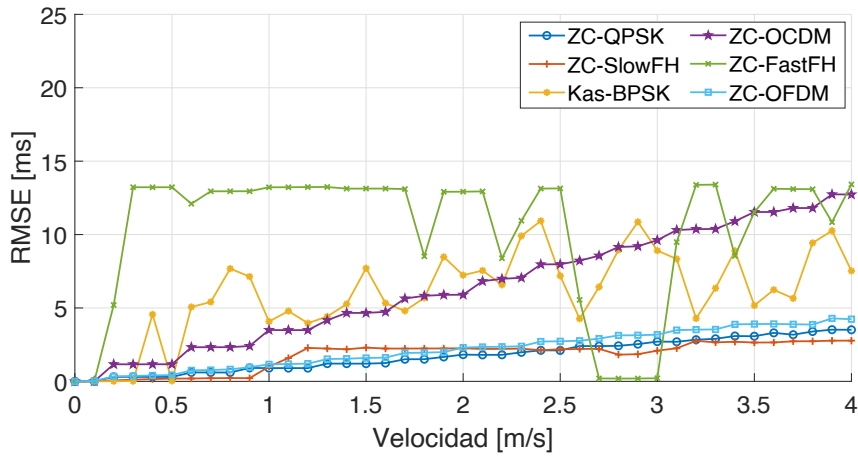


Figura 4.12: Valor RMSE del error en la detección del pico de correlación como función de la velocidad relativa entre emisor y receptor, aplicando efecto Doppler y una  $\text{SNR} = 20$  dB.

Para el estudio de las propiedades de correlación de las secuencias en banda base, se utilizó la cota de correlación  $\theta_{AC}$  como métrica a evaluar. En el caso de los códigos modulados, se debe emplear una métrica que contemple el efecto de la modulación sobre el pico de correlación, como es la relación entre el lóbulo lateral y el lóbulo principal (SMR, *Sidelobe to Mainlobe Ratio*) que se mencionó en la sección 2.1.3, y que se define como:

$$\text{SMR} = \frac{\text{máx}(C_{r,s_k}[n]); \{\forall n \notin [-N_G, N_G]\}}{\text{máx}(C_{r,s_k}[n]); \{\forall n\}} \quad (4.11)$$

donde  $N_G$  es un factor de guarda en torno al pico principal de correlación,  $C_{r,s_k}$  representa la función de correlación aperiódica entre la señal recibida  $r(t)$  y el código modulado  $s_k(t)$ . El factor de guarda descarta como lóbulo lateral aquellos del ensanchamiento del pico principal debido a la modulación.

El SMR puede utilizarse como medida de la dificultad de detectar el pico de correlación en la estimación del TOF, según pueden observarse en la figura 4.13. De aquí se puede extraer que cuando la velocidad del receptor es mayor a 0.2 m/s aproximadamente, los

lóbulos laterales crecen o bien el pico principal se ve atenuado.

Para fortalecer esta afirmación, se obtiene además la media de la amplitud normalizada del pico máximo para cada iteración, y se presenta en la figura 4.14, normalizada respecto de la amplitud del pico principal sin efecto Doppler. Aquí puede observarse claramente como el pico principal de las secuencias Kasami disminuye rápidamente, lo que explica el porqué del incremento del RMSE y del SMR para esta familia de códigos.

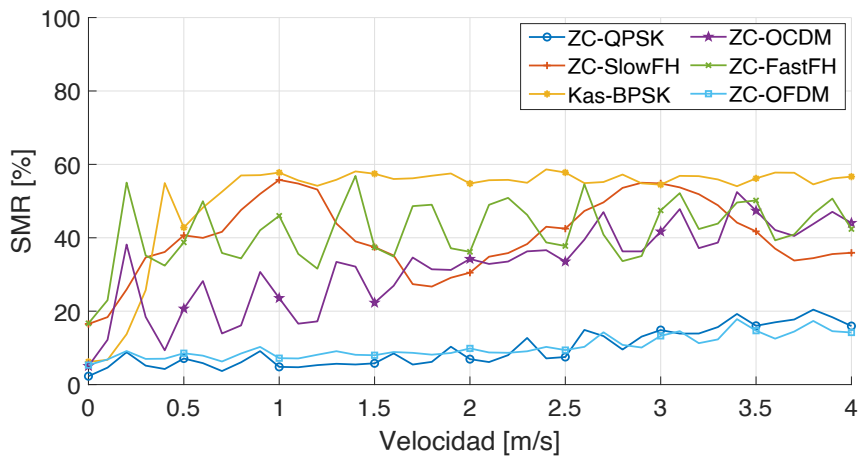


Figura 4.13: Valor del SMR como función de la velocidad del receptor, para una SNR = 20 dB.

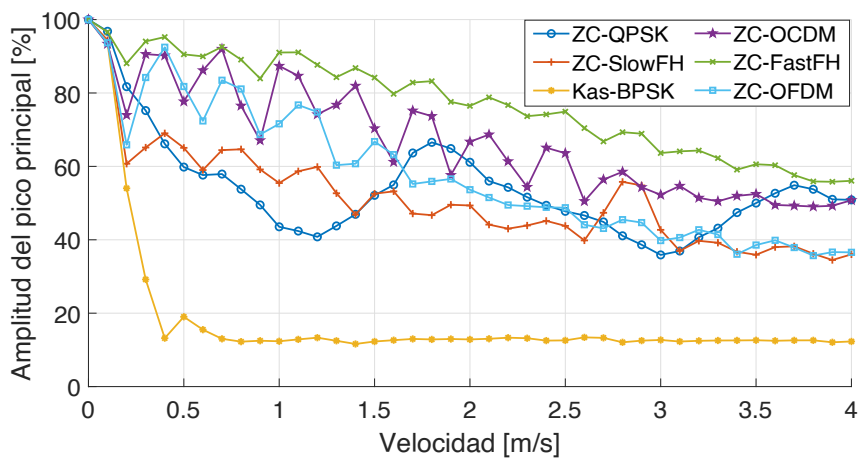


Figura 4.14: Amplitud normalizada del pico principal como función de la velocidad del receptor. Se normaliza a la amplitud del primer pico sin efecto Doppler, para una SNR = 20 dB.

Como complemento de las anteriores y para confirmar los resultados obtenidos, la figura 4.15 presenta la función de ambigüedad de cada esquema evaluado. Aquí se pueden observar dos cuestiones: el desvanecimiento del pico de correlación de las secuencias Kasami, y el desplazamiento temporal en los esquemas basados en secuencias Zadoff-Chu. En estos últimos se puede observar que, si bien el pico de correlación se atenúa aunque sin desaparecer, este pico se ve desplazado en el tiempo y lo hace linealmente con el incremento de la velocidad, lo que se traduce en un incremento lineal del RMSE. Cabe destacar, que en la figura 4.15 sólo se representan 5 ms a cada lado del pico principal, siendo la duración de la señal completa de 25 ms aproximadamente para cada esquema.

La presencia de lóbulos laterales que aparecen se concentran en esta región, a excepción de los esquemas ZC-SlowFH y ZC-FastFH, como se puede ver en la figura 4.16.

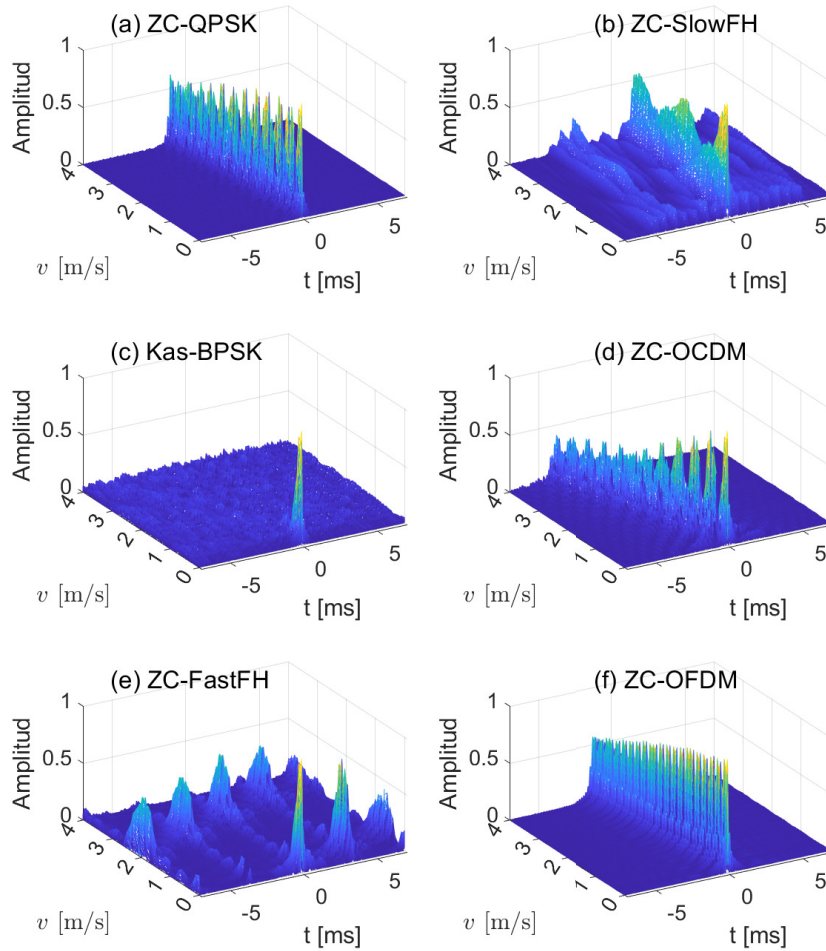


Figura 4.15: Función de ambigüedad de la autocorrelación para diferentes velocidades. La amplitud se ha normalizado a la del primer pico a  $v = 0$  m/s.

#### 4.4 Algoritmo de detección de llegadas

La aparición de réplicas de la misma señal, producto del eco recibido por rebotes en obstáculos presentes en el entorno, puede dificultar la detección del pico de correlación. Estos errores se incrementan si el método utilizado solo detecta los picos de máxima amplitud en la correlación.

El algoritmo desarrollado, detecta el pico de correlación que se encuentre más a la izquierda en la ventana temporal de recepción, considerando éste como la primera llegada de la señal, y los picos posteriores son considerados réplicas producto del multicamino. Este pico principal suele denominarse de línea de vista (LOS, *Line of Sight*), o camino

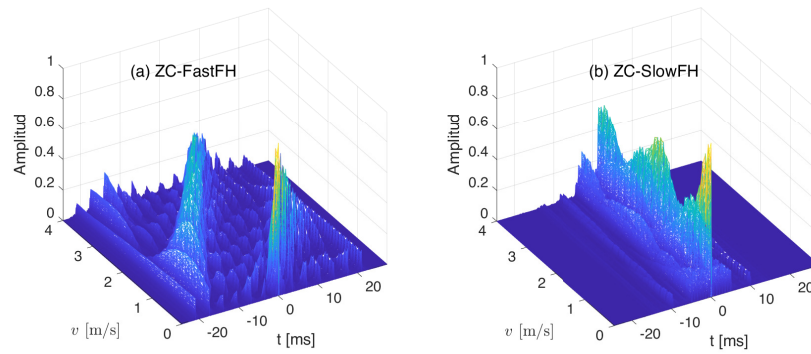


Figura 4.16: Función de ambigüedad para los esquemas (a) ZC-FastFH y (b) ZC-SlowFH, visualizando la autocorrelación completa y los lóbulos laterales que surgen con el incremento de la velocidad. La amplitud se ha normalizado a la del primer pico a  $v = 0$  m/s.

directo.

Inicialmente, el algoritmo identifica entre las cinco balizas el pico de correlación de mayor amplitud, designando a la correspondiente baliza como de referencia para la diferencia de TDOF. Luego, establece una ventana de validación de 4 ms alrededor de este pico de referencia, como se representa en la figura 4.17. El tamaño de la ventana se obtiene a partir del máximo retardo que podría tener atendiendo al área de cobertura y disposición de las balizas. El algoritmo considera 3 umbrales para el descarte de balizas y detección de la primera llegada:

- Primero, se considera un umbral al 60 % de la amplitud del pico de referencia ( $B_{ref}$ ) para identificar si aparecen picos fuera de la ventana de validación que superen ese umbral. De cumplirse esta condición, se descarta la iteración para esa baliza en concreto, ya que no se puede asegurar que el pico elegido sea efectivamente la primera llegada, véase figura 4.17 (b).
- Por el contrario, si no hay picos fuera de la ventana de validación, el algoritmo busca el pico que se encuentre más a la izquierda y que supere el segundo umbral al 70 % del pico de referencia, véase figura 4.17 (a).
- Finalmente, el tercer umbral se establece al 30 % de la amplitud de la baliza de referencia, si se cumple que la amplitud de alguna de las correlaciones es inferior al tercer umbral, esa baliza es descartada, por tener baja energía y verse afectada por el efecto cerca-lejos, véase figura 4.17 (c).

Cabe destacar que aunque se descarte una de las cinco señales del ALPS, aún es posible posicionar el receptor, sin embargo, con dos o más emisiones descartadas, se considera no válida la señal completa.

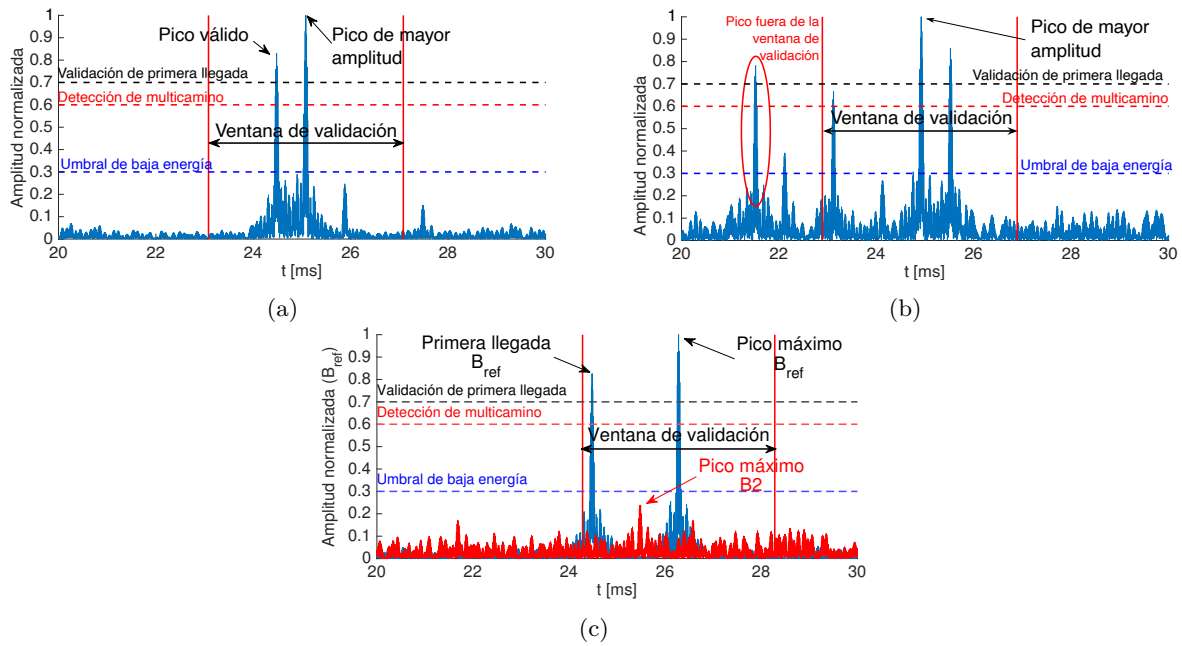


Figura 4.17: Ejemplos del algoritmo de detección de pico aplicado luego de la correlación, para (a) una medida válida, (b) una inválida por presentar picos fuera de la ventana de validación y (c) medida inválida por pico máximo de baliza B2 (en rojo) por debajo del umbral del 30% de amplitud del pico de referencia de  $B_{ref}$ .

## 4.5 Desarrollo de un entorno gráfico para simulaciones

Con el fin de facilitar el estudio del desempeño de diferentes esquemas de codificación y modulación, y además como complemento educativo para investigadores o estudiantes que se inicien en la temática, se ha desarrollado una herramienta de simulación con un entorno gráfico intuitivo, que ofrece una gran flexibilidad para la prueba y visualización de distintos parámetros. El desarrollo se ha realizado en el contexto del proyecto CODEUS (Ref. CM/JIN/2019-043), habiendo dado lugar a un Trabajo Fin de Grado (TFG) con reconocimiento del Colegio Oficial de Ingenieros Técnicos de Madrid; y se ha integrado con éxito en la docencia de la asignatura Sistemas de Posicionamiento en Red de la Universidad de Alcalá, así como en el tutorial “*Tools for Acoustic Indoor Localization Systems*” del congreso internacional Indoor Positioning and Indoor Navigation 2021 (IPIN’21). Dicha herramienta, parte de la generación de las señales a emitir; continúa con la etapa de configuración de los emisores y el receptor; luego incorpora los efectos para el modelado de la propagación de las señales emitidas en el medio; posteriormente permite el procesamiento de las señales recibidas; y finalmente muestra los resultados en distintas etapas de la simulación (desde banda base hasta la estimación de la posición del receptor). El diagrama de bloques de la herramienta se presenta en la figura 4.18, y los detalles acerca de la configuración de cada pantalla y resultados ofrecidos pueden consultarse en [DVRPRGG<sup>+</sup>21, PRHGG<sup>+</sup>22].

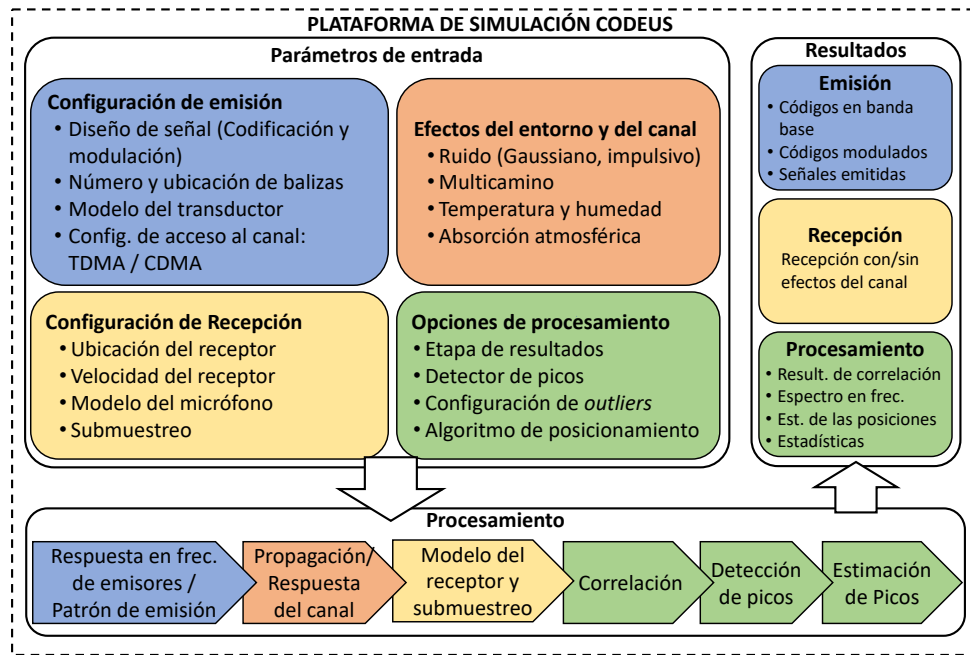


Figura 4.18: Diagrama de bloques de la herramienta de simulación para entornos aéreos.

## 4.6 Pruebas experimentales

Para las pruebas experimentales, se han considerado dos escenarios para la validación de los resultados de simulación, y evaluación en profundidad del desempeño de las estrategias de codificación y modulación propuestas. El primer entorno de prueba está basado en un Sistema de Posicionamiento Local Acústico (ALPS, *Acoustic Local Positioning System*) ubicado en el techo, y un receptor en el suelo en posiciones fijas. Este sistema permite evaluar los esquemas propuestos en entornos reales, considerando efectos como el cerca-jejos, multicamino, o el desempeño frente a diferentes niveles de cobertura del ALPS. El segundo escenario, consiste en el uso de un receptor en movimiento para la evaluación del efecto Doppler, en este caso, se prueba bajo dos condiciones, con un único emisor y otra empleando el ALPS.

### 4.6.1 Contexto y estructura base para las pruebas realizadas

El ALPS, descrito en [UHG<sup>+</sup>18, HGG<sup>+</sup>15], consiste en un conjunto de cinco balizas o emisores ultrasónicos sincronizados (B1 a B5), distribuidos en una estructura cuadrada de 70.7 cm × 70.7 cm como la que se presenta en la figura 4.19.

Este sistema cuenta con cinco emisores Prowave 328ST160 [PWEC05], cuyas características principales se presentaron en la sección 4.2.1. La emisión es controlada por una arquitectura hardware basada en una FPGA System-on-Chip Xilinx Zynq [Xil14], que permite la configuración inalámbrica de los parámetros de transmisión desde una computadora personal. La emisión simultánea de las cinco balizas es controlada por una



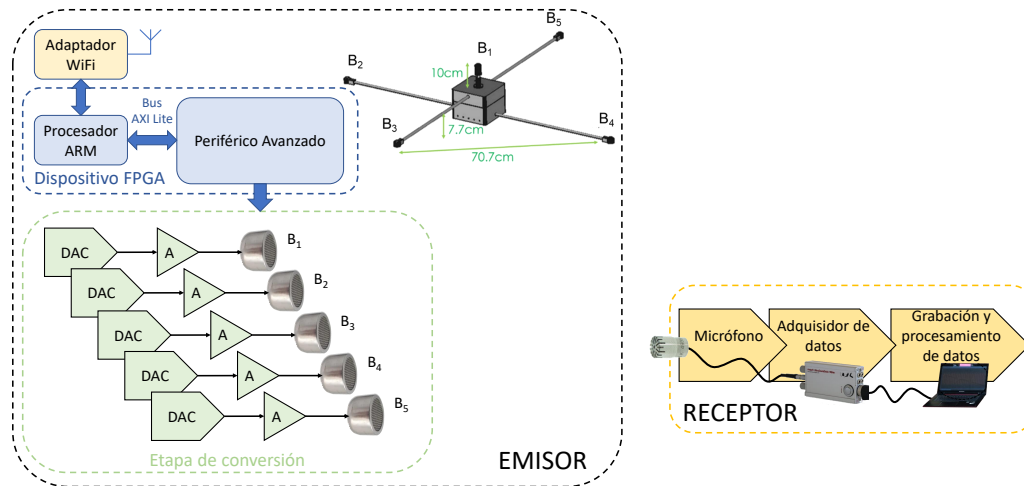


Figura 4.19: Diagrama en bloques que componen el ALPS y el receptor utilizado en las pruebas experimentales. Adaptación de la figura 16 de [PRHGG+22].

señal de 500 kHz proveniente de la FPGA. A cada una de las balizas se le asigna uno de los códigos del conjunto de secuencias a evaluar, lo que permite su correcta identificación.

En el receptor se utiliza un micrófono Brüel & Kjær 4939 [BK21], en conjunto con un dispositivo Avisoft UltraSoundGate 116Hm [Bio19] que permite adquirir las señales a una tasa de muestreo de  $f_s = 500$  kHz, y la grabación de estos datos en bruto en un ordenador. Dado que el receptor y los emisores no se encuentran sincronizados, para el cálculo de la posición en el receptor se utiliza el algoritmo de multilateración Gauss-Newton hiperbólico, basado en la diferencia de distancias obtenidas a partir de las medidas de TDOF [LS13].

Este sistema es orientado a privacidad, dado que el receptor debe realizar la adquisición, procesamiento y estimación de su posición con la información adquirida. Los emisores, en ningún momento conocen la posición de los receptores, ya que el sistema tampoco se encuentra centralizado, ni existe una comunicación bidireccional entre ellos.

Para la evaluación del desempeño frente al efecto Doppler, se ha empleado un deslizador lineal controlado [SC22]. Este consiste en una cinta transportadora de dos metros de largo, que soporta una pequeña plataforma donde se puede montar el emisor o el receptor. Es capaz de alcanzar una velocidad máxima de 2 m/s, con valores máximos de aceleración de  $\pm 3$  m/s<sup>2</sup>. Desde un ordenador pueden configurarse los perfiles de velocidad y aceleración en función de la posición de la plataforma deslizante. Para más detalles sobre su configuración se sugiere ver [PAÁ+11].

En la siguiente sección se desarrollan las pruebas realizadas en cada entorno para el estudio de los esquemas propuestos.

### 4.6.2 Pruebas experimentales en estático

Para esta prueba se utilizó el ALPS instalado a una altura de 3.5 m, en un espacio de 6 m de ancho por 8 m de largo aproximadamente, y se configuró el entorno como se puede observar en la figura 4.20. En la imagen, se ha incorporado una circunferencia en línea punteada de color rojo, indicando el área de 2 m de radio de cobertura que posee el sistema ultrasónico utilizado. El entorno de prueba es un área de 8 m  $\times$  7 m, con aberturas de 1.5 m a los laterales y columnas de concreto.

El receptor se ubicó en catorce puntos de prueba diferentes, a una altura de 55.1 cm por encima del suelo. En cada punto a evaluar, se realizaron 100 medidas por cada esquema de codificación/modulación, considerando las mismas condiciones para todos los casos.

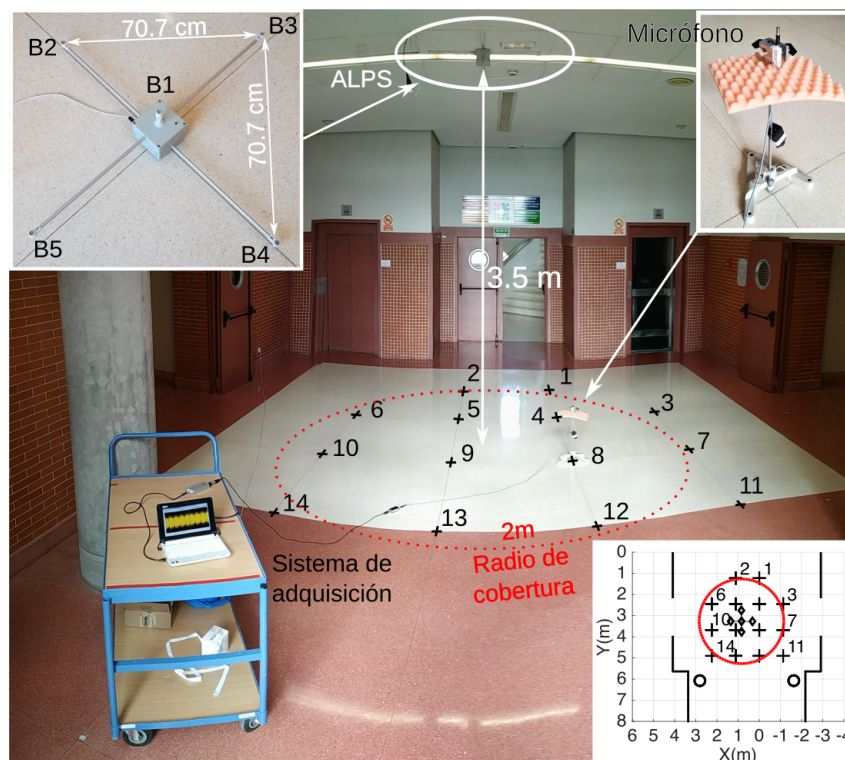


Figura 4.20: Montaje del entorno para la prueba con el receptor en catorce posiciones fijas y el ALPS fijo en el techo a una altura de 3.5 m. En el margen inferior derecho se muestra una representación del entorno, y los 14 puntos de prueba.

Las señales capturadas y almacenadas se procesan de forma *offline*, aplicando a cada una la correlación con las cinco señales correspondientes a cada baliza, y al esquema empleado. Luego, se aplica el algoritmo de detección de picos, descartando aquellas emisiones que no cumplan con los criterios establecidos. A continuación, se calculan las diferencias de distancias a partir de las medidas de TDOF, y finalmente, se aplica el algoritmo de Gauss–Newton Hiperbólico para obtener las posiciones correspondientes.

La tabla 4.2 resume la cantidad de mediciones válidas para cada punto y cada esquema propuesto, indicando al pie de la tabla el total de emisiones válidas y el porcentaje que estas representan de las 1400 posibles medidas.

Tabla 4.2: Porcentaje de emisiones válidas en las pruebas experimentales para cada uno de los 14 puntos de prueba y esquemas evaluados.

Punto de prueba	ZC-QPSK	ZC-SlowFH	Kas-BPSK	ZC-OCDM	ZC-Fast-FH	ZC-OFDM
1	100	100	100	82	0	100
2	100	100	100	100	0	7
3	100	100	100	26	7	100
4	100	100	100	100	100	100
5	100	100	100	100	0	100
6	100	0	100	100	0	100
7	100	100	100	70	37	100
8	100	100	100	100	100	100
9	100	100	100	100	100	100
10	100	100	100	100	0	16
11	100	100	100	93	0	0
12	100	100	100	86	100	0
13	100	100	100	100	100	100
14	100	100	100	100	99	2
$\Sigma$	1400 (100%)	1300 (92.86%)	1400 (100%)	1257 (89.79%)	643 (45.93%)	925 (66.07%)

De la tabla, se puede extraer rápidamente la baja cantidad de emisiones válidas para los esquemas *Fast Frequency Hopping* y OFDM. Mientras que los esquemas con el 100% de medidas válidas son ZC-QPSK y Kas-BPSK, ambos esquemas basados en la modulación en fase.

Una cuantificación del error para los catorce puntos de prueba evaluados se puede observar en la figura 4.21, que representa para cada esquema bajo estudio la CDF de la distancia Euclidiana entre el valor correcto y el valor estimado.

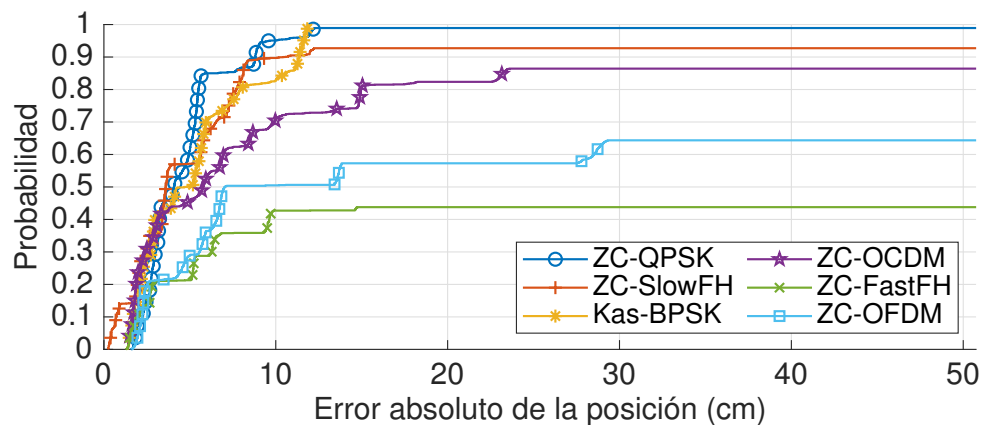


Figura 4.21: CDF de la distancia Euclidiana entre el punto obtenido y el correcto, para los catorce puntos de prueba estudiados. A los *outliers* se les asigna un valor elevado para incorporarlos a la CDF.

La CDF provee información sobre la exactitud y la precisión de las medidas, y además proporciona una rápida comparación visual entre las diferentes estrategias de codificación/modulación estudiadas. Para considerar en la CDF aquellos valores nulos de las emisiones descartadas, se les ha asignado a estos el máximo error de todas las medidas obtenidas (4.3 m), con el objeto de que no se vean beneficiadas.

Los resultados obtenidos en la CDF, refuerzan las observaciones en la tabla, presentando mejores resultados los esquemas ZC-QPSK, ZC-SlowFH y Kas-BPSK, con errores inferiores a 11 cm en el 85 % de las medidas.

Como otra forma de representar los resultados, la figura 4.22 representa un gráfico de barras con el valor medio del error de posición, el porcentaje de medidas válidas y la desviación típica del error para todos los puntos de prueba y cada estrategia de emisión.

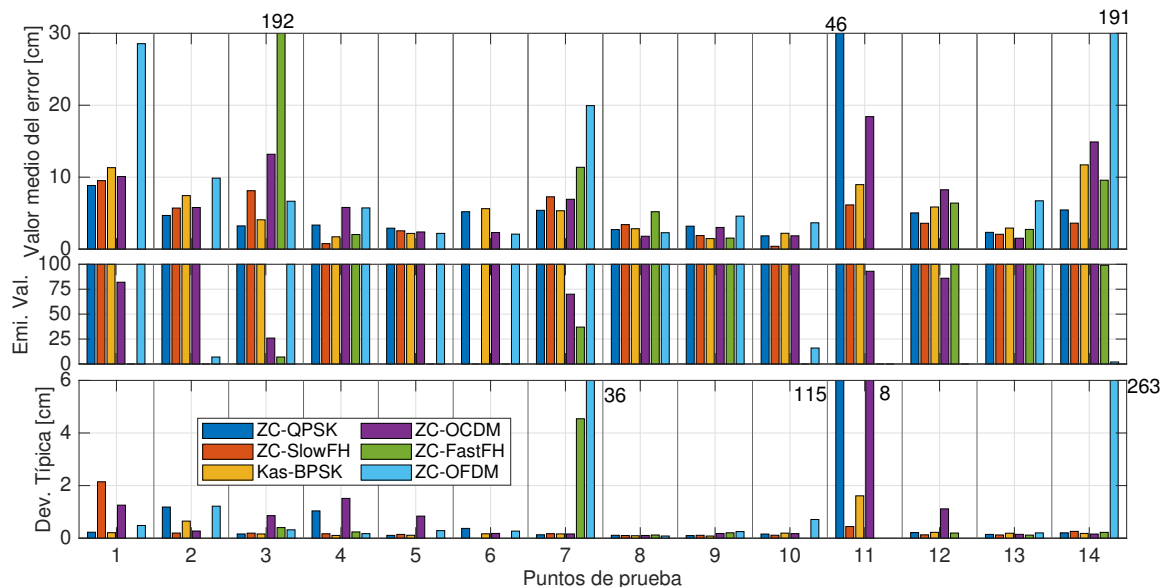


Figura 4.22: Gráfico de barras representando, el porcentaje de medidas válidas (Emi. Val.) y la desviación típica del error de estimación de la posición, para todos los puntos. Aquellos valores que superan los límites de los ejes, tienen a un lado indicado el valor resultante en cm.

Del gráfico de barras y de la tabla 4.2 se pueden observar únicamente cuatro puntos en concreto que poseen emisiones válidas para todos los esquemas, los puntos de prueba 4, 8, 9 y 13. A continuación, se evalúan los resultados extraídos de estos cuatro puntos, considerándolos puntos favorables para todos los esquemas.

Así, la figura 4.23 representa la CDF para estos cuatro puntos. En ella se puede apreciar escalones de pequeñas CDFs para cada esquema, debido a que ningún esquema presenta los menores errores en los 4 puntos a la vez. Se puede extraer además, que todos los esquemas presentan errores inferiores a los 8 cm, y que el esquema ZC-OFDM presenta los peores resultados en al menos tres de los cuatro puntos.

Seguidamente, la figura 4.24 presenta un gráfico de barras con el valor medio y la desviación típica del error en la estimación de la distancia. Se puede confirmar que el esquema OFDM presenta el peor resultado en al menos tres de los cuatro esquemas, y que tienen valores medios por debajo de los 7 cm. Solo el esquema ZC-SlowFH obtuvo un valor medio subcentimétrico, para el punto de prueba 4.

Finalmente, se representan las posiciones obtenidas en el plano del entorno de prueba. La figura 4.25 indica el valor medio y la elipse de error que contiene el 90 % de las medidas para cada esquema en los 14 puntos de prueba, y además se muestra las zonas aumentadas

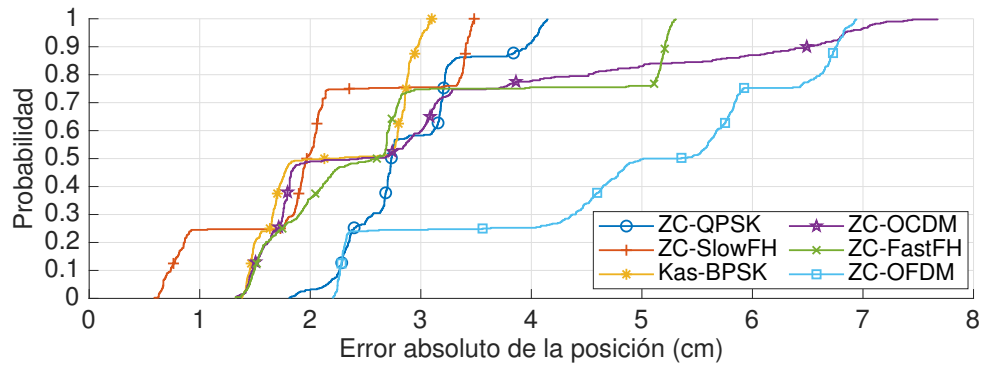


Figura 4.23: CDF de la distancia Euclidiana entre el punto obtenido y el correcto, para los puntos de prueba {4, 8, 9, 13} que poseen el 100% de medidas válidas.

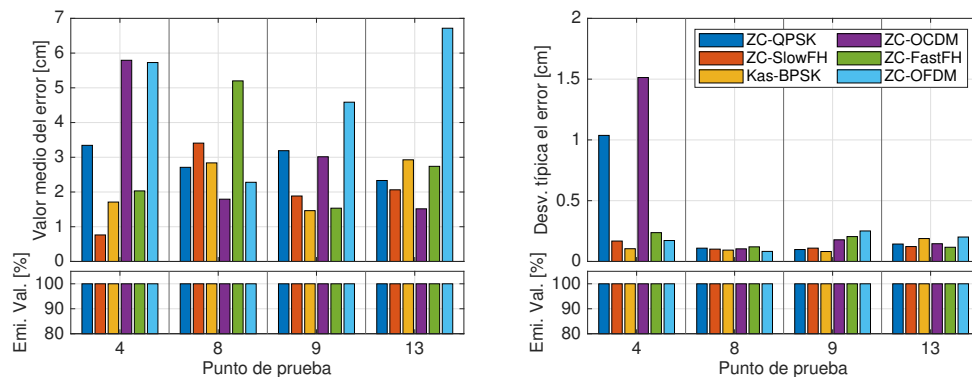


Figura 4.24: Gráfico de barras representando el valor medio y la desviación típica del error de estimación de la posición, para los puntos {4, 8, 9, 13} que poseen el 100% de medidas válidas.

que corresponden a los cuatro puntos favorables: 4, 8, 9 y 13.

En general, los resultados obtenidos en los 14 puntos para las medidas válidas representadas, muestran poca desviación del error, salvo los puntos 11 y 14. Estos se encuentran al límite del área de cobertura, y más cercanos a las columnas, lo que puede introducir réplicas cercanas al pico principal de correlación.

Si bien los resultados son acordes al entorno, en los cuatro puntos favorables se observan incluso mejores resultados que los obtenidos en trabajos previos realizados en un entorno similar [UHG<sup>+</sup>18]. Aunque el error depende de la ubicación del ALPS y la propagación de los caminos dentro del entorno, también existe un error introducido por el propio algoritmo Gauss–Newton Hiperbólico. Los errores podrían disminuir considerablemente considerando un esquema TDMA, y sincronismo para emplear el método de multilateración esférica en lugar del hiperbólico. No obstante, esto implicaría la inclusión de una señal adicional, habitualmente de RF, para la sincronización de emisores y el receptor.

### 4.6.3 Pruebas en movimiento para el estudio del Doppler

Para evaluar los esquemas de codificación y modulación propuestos frente al efecto Doppler, se realizaron dos experimentos en interiores empleando el deslizador descrito

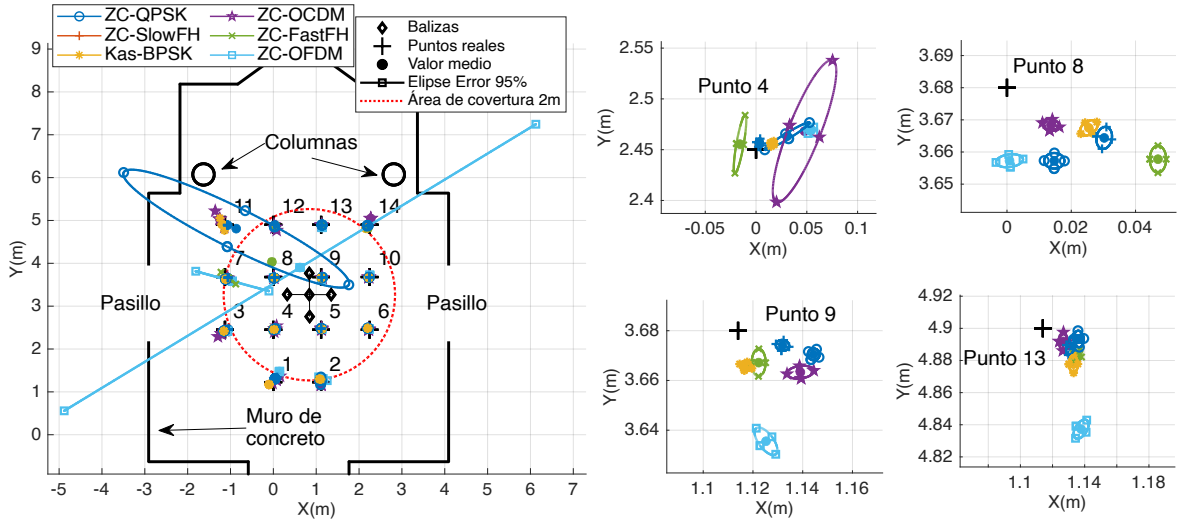


Figura 4.25: Representación de los puntos de prueba, y los resultados obtenidos. Se representa el valor medio de cada esquema en cada punto de prueba, y la elipse que contiene el 95 % de las medidas, utilizando el mismo formato de línea y color indicado en la leyenda. Además se amplían los puntos con los mejores resultados {4, 8, 9, 13}.

previamente, asignando el perfil de velocidad mostrado en la figura 4.26. Al iniciar la prueba, la plataforma se acelera a  $3 \text{ m/s}^2$  durante  $2/3$  de segundo hasta alcanzar una velocidad constante de  $2 \text{ m/s}$ ; allí se mantiene por  $1/3$  de segundo, para luego iniciar la desaceleración a un ritmo de  $-3 \text{ m/s}^2$ . En un primer experimento, se utilizó el ALPS como emisor y el receptor se colocó en la plataforma móvil. En el segundo experimento se utilizó un único emisor, que era el elemento en movimiento, mientras que el receptor permanecía fijo. A continuación se detallan ambos experimentos y se presentan los resultados obtenidos.

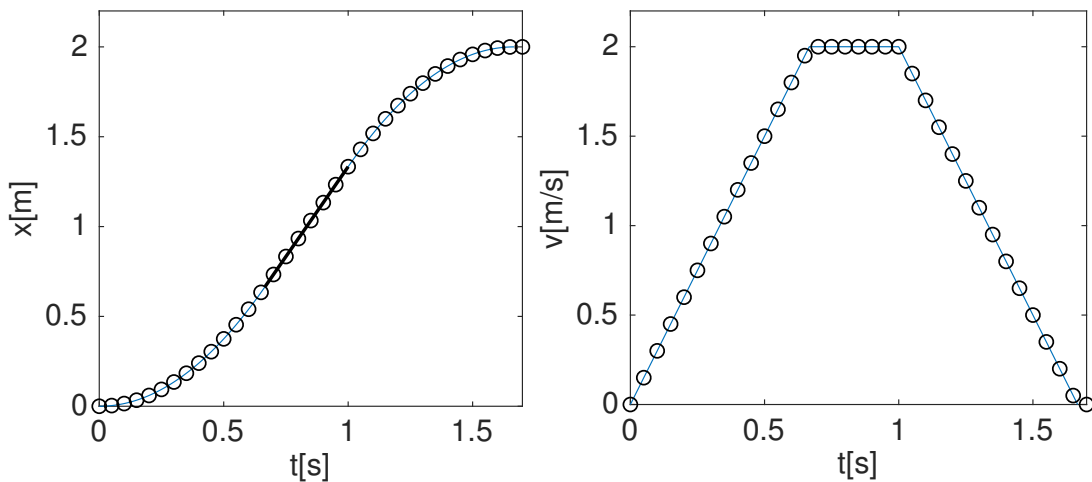


Figura 4.26: Perfil de la posición (izquierda) y velocidad (derecha) versus tiempo, asignado al deslizador para el estudio del efecto Doppler, en el que se alcanza una velocidad constante de  $2 \text{ m/s}$  justo a la mitad del deslizador durante  $1/3$  de segundo.

## 4.6.3.1 Caso 2.1: Estudio del Doppler con ALPS

Como se ha mencionado anteriormente, la expansión o compresión de la señal producida por el efecto Doppler, está relacionada con el movimiento relativo entre emisor y receptor. Según la expresión (4.4) el efecto es mayor cuando el receptor y el emisor se mueven en la misma dirección. Así, el ALPS se ubicó en un plano perpendicular a la recta que forma el riel del deslizador. Luego, el micrófono se montó sobre la plataforma deslizante, alineando su dirección de desplazamiento en la dirección del emisor uno (B1), de forma perpendicular al plano formado por el ALPS. La figura 4.27 (a) es una foto del montaje experimental preparado. La prueba comienza con el receptor frente al emisor y luego se mueve hacia atrás para llegar al final del deslizador, realizando una emisión de la señal cada 30 ms. Por lo tanto, se realizan aproximadamente 56 emisiones desde que comienza el deslizador a moverse, hasta que se detiene por completo.



(a) Caso 2.1: Montaje preparado para la prueba con el ALPS.

(b) Caso 2.2: Montaje preparado para la prueba con un único emisor.

Figura 4.27: Montaje preparado para el estudio del efecto Doppler para los dos casos de estudio, (a) empleando el ALPS y (b) con un único emisor.

Debido a que en las pruebas experimentales realizadas en movimiento no se cuenta con una referencia de la posición del receptor en cada momento, la medida del error de las posiciones contienen una incertidumbre que no se puede cuantificar. Por este motivo, se opta por analizar los resultados desde el punto de vista de la dificultad en la detección del pico de correlación, evaluando las métricas SMR y la amplitud del pico de correlación durante el desplazamiento del receptor. En estas pruebas no se aplica ningún algoritmo de detección de la primera llegada, simplemente se detecta el pico de mayor amplitud en

cada iteración, que se considera como el pico principal.

En las pruebas realizadas no se ha sincronizado el instante de emisión y el inicio de desplazamiento, sino que con el ALPS en funcionamiento se comenzaba a grabar y luego se iniciaba el recorrido del deslizador. Es por ello que, para fijar una referencia del conjunto de grabaciones realizadas, se considera el último pico de correlación con mayor amplitud como el instante antes de que la plataforma comience a desplazarse. El momento en el que el pico comienza a tener nuevamente una amplitud constante, se considera como final del recorrido. Recuérdese que la energía captada por el micrófono va disminuyendo conforme se aleja del emisor.

Teniendo esto en consideración, la figura 4.28 representa el valor medio del SMR para los cinco emisores del ALPS, medido entre el pico de correlación de mayor amplitud en cada una de las 56 iteraciones, y el valor del máximo lóbulo lateral en la misma iteración. Como se trata de la relación entre el lóbulo lateral y el pico principal, se busca que sea lo mas baja posible.

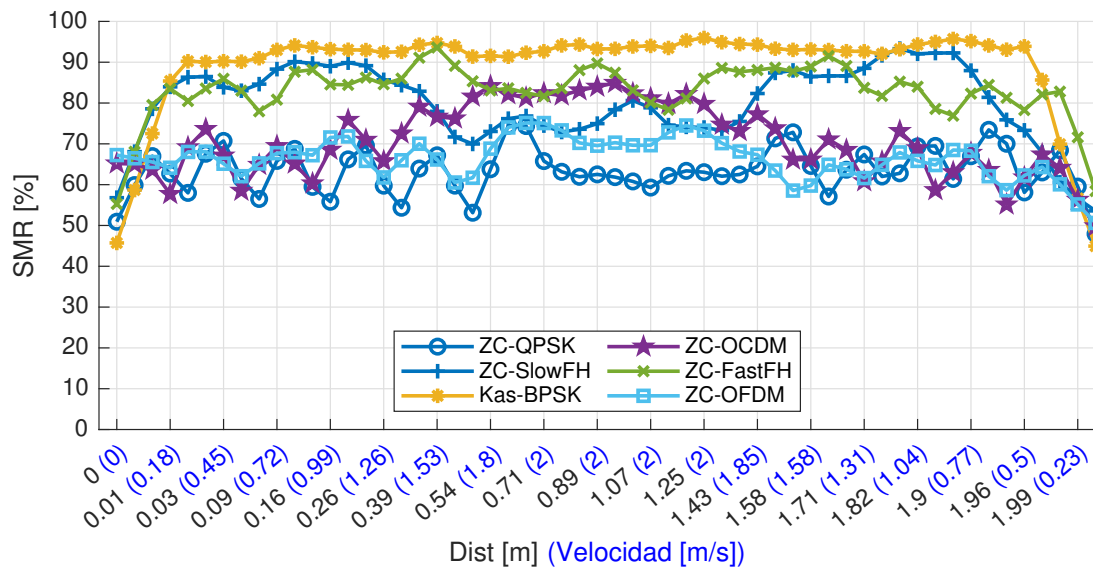


Figura 4.28: Valor medio del SMR durante el trayecto del receptor sobre el deslizador, con un recorrido de 2 m y alcanzando una velocidad máxima de 2 m/s a la mitad del recorrido. El valor medio contempla las recepciones de los 5 emisores del ALPS.

Analizando los resultados, se puede dividir el gráfico en tres partes: la primera y la tercera, mientras el deslizador está acelerando y desacelerando respectivamente; y la sección central en la que la plataforma se mueve a velocidad constante de 2 m/s. Se puede observar que mientras el receptor se acelera o desacelera, los esquemas ZC-QPSK, ZC-OCDM y ZC-OFDM presentan valores de SMR por debajo del 80 %, aunque con una oscilación entre el 50 % y 75 %. Esta oscilación se debe a una variación en la amplitud del pico principal. Luego en la zona central de velocidad constante, el pico se estabiliza, aunque para ZC-OCDM los lóbulos laterales se ven incrementados hasta el 80 % del pico principal, mientras que para los esquemas ZC-QPSK y ZC-OFDM los valores se ubican en torno al 60 % y 70 % respectivamente.



En cuanto a los esquemas SlowFH y FastFH presentan valores de SMR por encima del 80 % en las tres zonas, lo que indica una elevada presencia de lóbulos laterales. Finalmente, el esquema tradicional Kas-BPSK aumenta el valor de SMR por encima del 90 % en las tres zonas, luego de superar los 0.2 m/s aproximadamente.

La siguiente métrica a evaluar es la amplitud del pico principal, que se normaliza a la amplitud del pico en estado de reposo. La figura 4.29 representa el valor medio de la amplitud normalizada para cada uno de los cinco emisores del ALPS, en cada una de las 56 iteraciones durante el recorrido del deslizador.

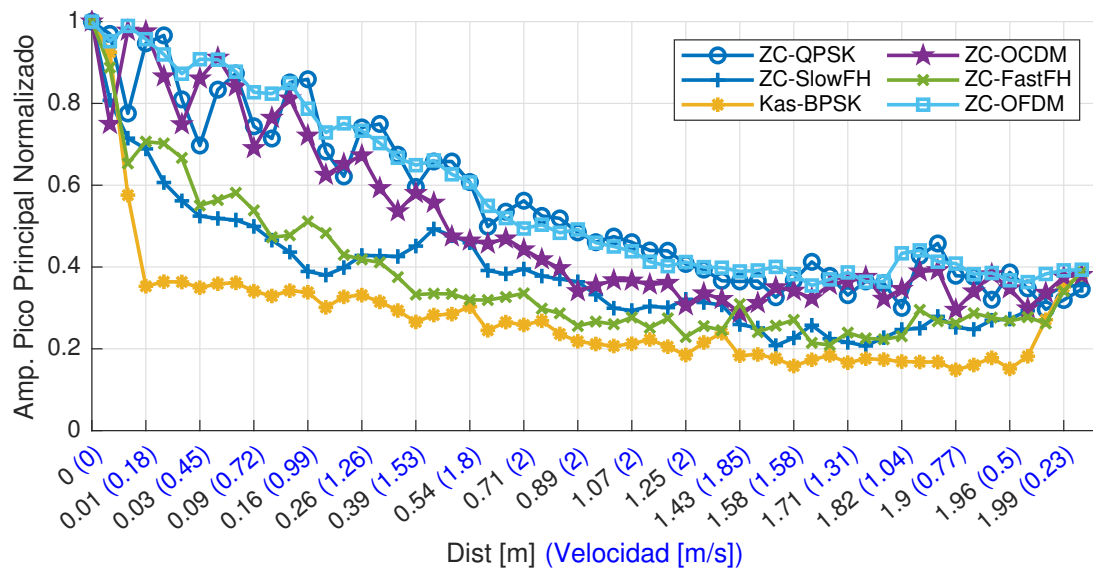


Figura 4.29: Valor medio de la amplitud normalizada del pico máximo durante el trayecto del receptor sobre el deslizador, con un recorrido de 2 m y alcanzando una velocidad máxima de 2 m/s a la mitad del recorrido. El valor medio contempla las recepciones de los 5 emisores del ALPS.

De los resultados obtenidos se puede observar la atenuación con la distancia, propia de la dispersión de la energía en la propagación del sonido, la cual afecta a todos los esquemas. Sin embargo, existe una atenuación más abrupta en los esquemas Kas-BPSK, ZC-FastFH y ZC-SlowFH, volviendo a incrementarse la amplitud del pico de AC cuando el receptor llega al final del recorrido. En los esquemas ZC-QPSK, ZC-OFDM y ZC-OCDM se observa una atenuación más gradual, lo que implica una mayor facilidad en la detección del pico principal, comparado con los otros esquemas.

Las figuras 4.30 (a) a (f) representan la función de ambigüedad para los esquemas propuestos, complementando los resultados de las figuras ya presentadas. Las figuras corresponden a la correlación con la secuencia correspondiente a la baliza B1, por ser la que se encuentra alineada con el receptor durante todo su recorrido.

Al igual que en las figuras anteriores, de las funciones de ambigüedad se puede concluir que los esquemas que destacan por sus propiedades frente al efecto Doppler son: ZC-QPSK, ZC-OFDM y ZC-OCDM. Asimismo, destacar la oscilación en los picos de correlación mencionados anteriormente para estos esquemas.

Tanto en el esquema Kas-BPSK, como en ZC-FastFH, el pico de correlación se atenúa

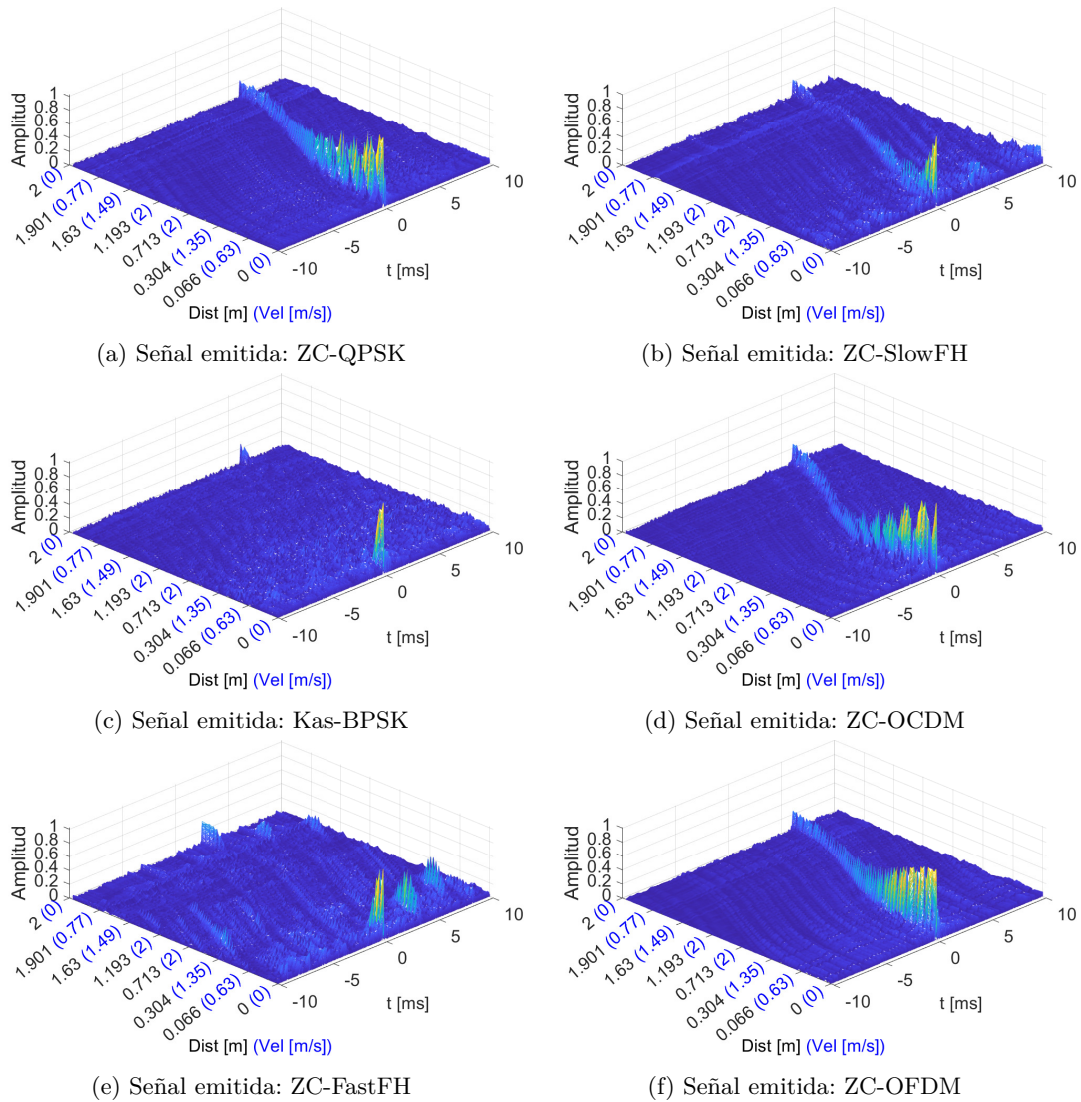


Figura 4.30: Funciones de ambigüedad representando el efecto Doppler sobre las correlaciones para la balise B1. Prueba experimental con el receptor sobre el deslizador y el ALPS como emisor.

rápida para velocidades inferiores a 0.7 m/s. En el caso del esquema ZC-SlowFH, se observa que también se atenúa rápidamente, pero el pico de correlación no desaparece por completo, aunque si dificulta su correcta detección en un entorno ruidoso.

#### 4.6.3.2 Caso 2.2: Estudio del Doppler con un emisor único

En la segunda prueba, se utiliza un único emisor en lugar del ALPS. El transductor ultrasónico se montó sobre el deslizador, e inicia su recorrido de atrás hacia adelante, en dirección al receptor. Para esta prueba puntualmente se emplea un micrófono ultrasónico G.R.A.S. 40BE [GSVA], el cual está fijo y alineado justo frente al emisor (véase la figura 4.27(b)). El software que controla el movimiento de la cinta transportadora, está sincronizado con una tarjeta NI USB-6212 que envía la señal modulada al emisor, y realiza una única captura cuando la plataforma se mueve a una velocidad constante de 2 m/s. La misma tarjeta almacena los datos brutos recibidos para su procesamiento fuera de línea.

Ambos procesos se realizan a una frecuencia de muestreo de 400 kS/s [PAÁ<sup>+</sup>11].

En la etapa de procesamiento, se realiza la correlación aperiódica entre la señal recibida y una réplica del código modulado a evaluar, donde se pretende detectar el pico principal de correlación a pesar del movimiento del emisor. La tabla 4.3 presenta los resultados obtenidos para 20 repeticiones por esquema evaluado, indicando la anchura del pico en milisegundos, el SMR y por último la energía emitida, calculada utilizando la ecuación (4.5), donde se contemplan dos casos posibles: antes y después del efecto del transductor. El ancho del pico, se mide al 75 % de la amplitud del pico máximo de correlación, por lo tanto cuanto más ancho sea, menor será la resolución en la estimación del TOF.

Tabla 4.3: Resultados con un solo emisor, capturando la emisión cuando este pasa a una velocidad de 2 m/s (caso 2.2).

Código / Modulación	Ancho de pico [ms]	Valor medio SMR	Energía antes del Tx	Energía después del Tx.
ZC-QPSK	0.30	45 %	4900	97.31
ZC-SlowFH	0.34	83 %	2303	76.53
Kas-BPSK	17.66	90 %	4866	103.04
ZC-OCDM	0.48	71 %	6062	139.19
ZC-FastFH	0.26	84 %	2303	76.3
ZC-OFDM	0.18	48 %	2642	41.12

De estos resultados, se pueden extraer las siguientes conclusiones: nuevamente destacar los esquemas ZC-QPSK y ZC-OFDM, ambos con el menor SMR, de 45 % y 48 % respectivamente, y con menor anchura de pico. Obsérvese que ZC-OFDM tiene un 30 % menos de ancho respecto de ZC-QPSK. Un aspecto a mejorar en el esquema OFDM es la energía transmitida, intentando reducir el PAPR al máximo para cada señal. En cuanto a los esquemas basados en Frequency Hopping, ambos presentan un SMR en el orden del 80 %, lo que puede dificultar su correcta detección bajo ciertas condiciones, incluso presentan un promedio de ancho de pico cercanos al esquema ZC-QPSK. Finalmente, el esquema ZC-OCDM destaca mayormente en la energía emitida, superior al resto de los esquemas.

## 4.7 Conclusiones

Luego de las simulaciones y las pruebas experimentales realizadas en entornos aéreos, tanto con el receptor en posiciones fijas, como en pruebas en movimiento, se obtienen las siguientes conclusiones:

- El comportamiento de los esquemas ZC-QPSK y Kas-BPSK es muy similar y equivalente en pruebas en estático. Principalmente debido a que la forma de la señal

resultante y la forma del espectro que presentan ambas es similar, ya que se basan en modulaciones en fase.

- Las secuencias Kasami presentan una rápida atenuación del pico de correlación al verse afectadas por el Doppler, incluso en velocidades mayores a 0.35 m/s, lo que las vuelve vulnerables en sistemas en movimiento.
- Los esquemas ZC-QPSK y ZC-OFDM presentan muy buen desempeño en pruebas en movimiento, con baja atenuación del pico de correlación, algo que también se había visto reflejado en las simulaciones.
- Ambos esquemas basados en modulación *Frequency Hopping* presentan un desempeño reducido tanto en pruebas en estático como en movimiento. Estos esquemas presentan lóbulos laterales elevados, que sumados al multicamino degradan considerablemente sus prestaciones, lo que los vuelve vulnerables a casi cualquier entorno.
- El esquema ZC-OCDFM se encuentra en un punto intermedio entre el resto de esquemas. En las pruebas en estático presentó un 75 % de medidas válidas, y con errores menores a 14 cm para el 70 % de medidas. Mientras que en movimiento, el pico de correlación principal presenta un grado de atenuación comparable con aquellos de ZC-QPSK y ZC-OFDM. Sin embargo, en los resultados con un único emisor, ZC-OCDFM expone los valores menos favorables en ancho de pico y valor medio de SMR, comparado con los otros dos esquemas basados en secuencias Zadoff-Chu.

## Capítulo 5

# APLICACIÓN DE SECUENCIAS ZADOFF-CHU EN SISTEMAS DE POSICIONAMIENTO SUBACUÁTICOS

El uso de señales acústicas resulta ser el medio más adecuado para la localización de entidades en entornos subacuáticos. Además, permite alcanzar distancias del orden de los cientos de metros, e incluso de decenas de kilómetros dependiendo de la potencia emitida. Esto se debe a que la velocidad de propagación del sonido en el agua es cuatro veces mayor que en el aire, lo que brinda la posibilidad de transmitir secuencias o códigos más largos. Aunque esta particularidad incorpora un grado de robustez a los sistemas basados en la emisión de señales acústicas, resulta de interés el estudio de los efectos propios del entorno que no se encuentran presentes en los espacios interiores, como la mayor distancia entre emisores y receptores, el comportamiento frente al Doppler, o la variación de la velocidad de propagación del sonido por los cambios de temperatura a diferentes profundidades, y cómo estos afectan en las medidas de los TOF.

En este sentido, es necesario estudiar el comportamiento en entornos subacuáticos de los esquemas de codificación-modulación propuestos. Para el desarrollo de esta tesis se enfocaron los estudios en zonas de aguas poco profundas, dada la complejidad de realizar medidas en mar abierto.

De acuerdo a los resultados obtenidos en entornos aéreos respecto al desempeño de los distintos esquemas propuestos, se ha decidido excluir del estudio el uso de las señales basadas en la modulación *Frequency Hopping* para las pruebas en entorno subacuático. La presencia de lóbulos laterales elevados tanto en banda base y tras la modulación, afectará de la misma manera el desempeño de estos esquemas en entornos aéreos y subacuáticos. Asimismo, su respuesta frente al efecto Doppler es inferior respecto a los

otros esquemas. Por este motivo, para las pruebas que se realizan en adelante, se evaluará el comportamiento de los esquemas ZC-QPSK, ZC-OFDM y ZC-OCDFM, comparando sus resultados con el esquema tradicional Kas-BPSK.

A continuación, se presentan dos casos de análisis, cada uno con su estudio preliminar por simulación e incluyendo la correspondiente validación experimental. Se han realizado pruebas reales en una piscina y en las instalaciones del puerto de la ciudad de Comodoro Rivadavia (Chubut, Argentina). El primer entorno, se encuentra altamente afectado por el multicamino como producto de la rigidez de los muros y del fondo de la piscina, y la proximidad de las paredes y el fondo. A esto se suma además los rebotes en la superficie del agua dada la ausencia de viento en el interior de las instalaciones. En el segundo entorno, se manejan distancias de separación entre emisor y receptor del orden de los 150 m y profundidades de 14 m aproximadamente. Si bien existen rebotes en diferentes obstáculos, las distancias más amplias producen mayor separación temporal de las réplicas recibidas. Para la realización del estudio preliminar en simulación se ha partido de modelos utilizados en trabajos previos [AS13] a los cuales se les ha integrado el modelado del efecto Doppler, y se ha extendido el análisis a un caso de emisión múltiple simultánea. Al igual que para el estudio en aire, se ha desarrollado una herramienta de simulación con un entorno gráfico que facilita el estudio de esquemas de codificación y modulación debajo del agua. Finalmente, cabe mencionar que en este entorno se han realizado únicamente pruebas en estático, dado el equipamiento disponible, y la complejidad de tener un *ground truth* confiable en un receptor en movimiento.

## 5.1 Descripción de un sistema de posicionamiento subacuático

El esquema general del sistema de posicionamiento presentado en la figura 4.1 también es aplicable en entornos subacuáticos, considerando múltiples emisores y un receptor a posicionar. En este caso, el sistema completo estaría compuesto por los elementos que se muestran en la figura 5.1. A diferencia del sistema en espacios interiores, las balizas en este caso se corresponden a boyas en la superficie del mar, posicionadas por GPS, como ocurre en un sistema de línea de base larga (LBL). Otra variante puede ser con los emisores fijos en la superficie del mar, por ejemplo en la estructura de un bote, también provisto de un GPS para un sistema de menor alcance, como es el de línea de base corta (SBL).

En este tipo de sistemas de posicionamiento, la señal recibida se ve más afectada por el efecto cerca-lejos que en los sistemas aéreos, ya que el receptor tiene mayor libertad de movimiento en las 3 dimensiones. Además, la separación entre los emisores suele ser mayor, con lo que aumenta la posibilidad de que el receptor esté más cercano a un emisor y alejado del resto. Por otra parte, en el caso de emisiones en aguas profundas, y dadas las grandes distancias que recorre la señal acústica debajo del agua, esta es propensa a rebotar múltiples veces tanto en el fondo como en la superficie del mar, lo que puede

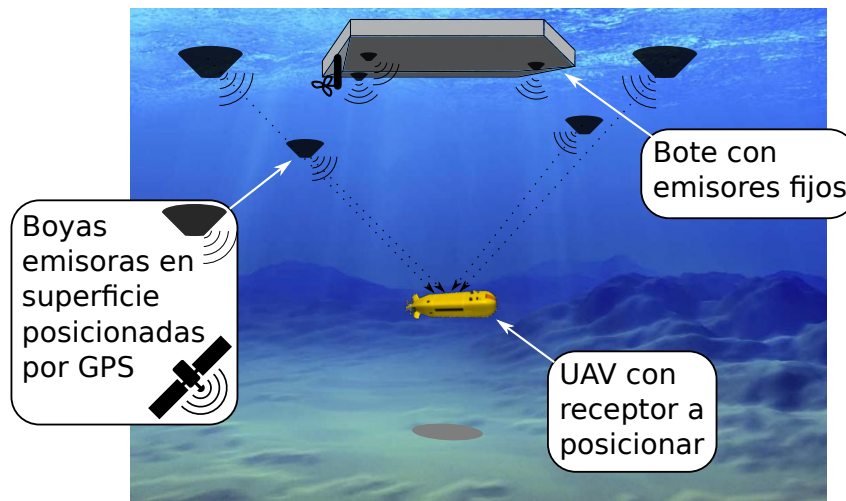


Figura 5.1: Esquema completo de un sistema de posicionamiento en entornos subacuáticos.

implicar la recepción de mayor cantidad de réplicas de la señal emitida, aunque con mayor separación entre ellas.

Dada la dificultad y los costos asociados a la realización de pruebas en el mar abierto, se han utilizado en primera instancia las instalaciones de una piscina. Una vez validado el sistema a utilizar, se procedió a realizar pruebas desde el muelle del puerto de la ciudad de Comodoro Rivadavia (Chubut), en las costas de la Patagonia Argentina, como se describe en la siguiente sección.

## 5.2 Estructura desarrollada para las pruebas experimentales

El sistema utilizado para las pruebas experimentales está constituido por los elementos que se presentan en la figura 5.2. El sistema emisor está compuesto por un transductor ultrasónico subacuático RESON TC1026 [RES20a], conectado a un generador de señales aleatorias Siglent SDG1010 [Sig10], el cual tiene pre-grabadas las señales a emitir. Luego, el sistema receptor incluye un hidrófono RESON TC4034 [RES20b] conectado a un dispositivo de adquisición de datos Avisoft-UltraSoundGate 116Hm [Bio19], el cual envía los datos a un ordenador donde son almacenados para su posterior procesamiento.

Finalmente, ambos sistemas se encuentran vinculados por un módulo GPS GY-NEO6MV2 [UB20] conectado a una placa Arduino Uno®. Este módulo genera una señal de sincronismo cada segundo, a partir de la señal denominada PPS (*Pulse Per Second*) obtenida del reloj de alta precisión de los sistemas GNSS. Haciendo uso de esta señal, la placa Arduino® envía una señal de disparo al generador de señales aleatorias que inicia la transmisión de la señal almacenada. Mientras tanto, el módulo instalado en el sistema receptor, inicia de forma sincronizada la adquisición de los datos, posibilitando medir los tiempos de vuelo de las señales. Empleando este sistema de sincronismo y un único emisor, es posible emular tanto un esquema de acceso al medio por división de código (CDMA)

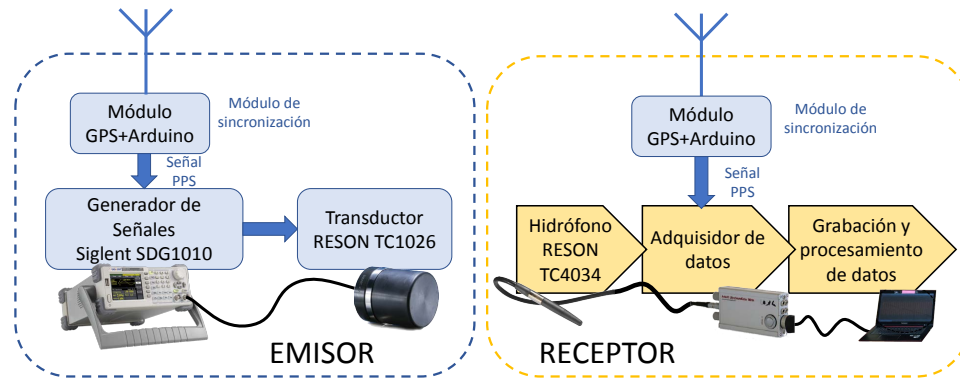


Figura 5.2: Diagrama de bloques que presenta el sistema emisor y receptor utilizado para las pruebas experimentales.

como por división de tiempo (TDMA). En el primero las señales capturadas se suman directamente según se van recibiendo, alineadas con la misma marca de sincronismo. Mientras en el esquema TDMA, antes de realizar la suma se introduce un retardo de separación al comienzo de las emisiones, emulando el orden secuencial en que transmitiría cada emisor.

### 5.3 Modelado del sistema

Como paso previo a la ejecución de las pruebas experimentales, se han realizado simulaciones empleando un modelo de propagación de señales acústicas en el canal subacuático, que considera la fenomenología habitual del entorno. Se ha tomado como punto de partida el modelado en dos dimensiones implementado en MATLAB en trabajos previos [AJÁ<sup>+</sup>15], el cual contempla efectos como: el perfil de velocidad del sonido en función de los cambios de temperatura a diferentes profundidades, las pérdidas de transmisión (energía perdida por la señal en su propagación por el medio), las pérdidas de energía provocadas por cada rebote de la onda acústica tanto en la superficie como en el fondo del mar, considerando la densidad del agua y del fondo marino, entre otros parámetros. Adicionalmente, se considera el ruido del ambiente (AWGN), a partir de un valor de SNR introducido como parámetro de entrada, e incorpora el ensanchamiento Doppler introducido por el movimiento en la superficie cuando la velocidad del viento es distinta a cero.

El entorno desempeña un papel decisivo en la propagación submarina de las ondas acústicas, ya que estas señales serán reflejadas en la superficie y el fondo del mar, y refractadas por los diferentes valores de velocidad del sonido que se encuentran a través de la columna de agua. Por lo tanto, debe definirse la información batimétrica entre cada emisor y el receptor, para tener en cuenta las variaciones de profundidad con la distancia a lo largo del plano vertical que los conecta a ambos, ya que afecta al ángulo con el que las ondas se reflejan en el fondo marino. También debe configurarse un perfil de temperatura



en función de la profundidad. Esta magnitud, junto con la salinidad y la presión, definen la velocidad del sonido en el agua [KFCS00] y, por lo tanto, la refracción de las ondas a medida que viajan por la masa de agua.

Las reflexiones de la superficie del mar se ven afectadas por la velocidad del viento. En su ausencia, el modelo considera que la superficie del mar es perfectamente lisa y la reflexión ideal, lo que implica que no habrá pérdida de energía, y existirá un desplazamiento de fase de  $\pi$  rad para las ondas reflejadas. Para valores de viento distintos de cero, las señales reflejadas se ven afectadas por la dispersión Doppler introducida por el movimiento de la superficie del mar causado por las ondas generadas por el viento [Sto03].

La reflexión y refracción de las ondas acústicas se pueden modelar mediante un enfoque de trazado de rayos [Ett18]. Obsérvese, que la energía acústica está confinada en diferentes trayectorias, o rayos, como se muestra en la figura 5.3. Esta técnica proporciona una solución al problema de la propagación acústica que se interpreta fácilmente de forma visual, considerando límites a partir de perfiles batimétricos.

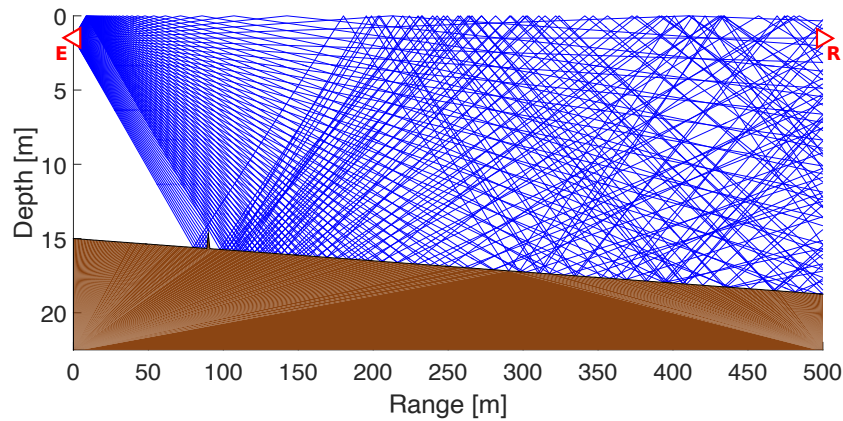


Figura 5.3: Ejemplo de la salida del trazado de rayos de [AS13] para 500 m, y 100 rayos para una mejor apreciación. En rojo, se puede observar el emisor (E) a la izquierda, y el receptor (R) a la derecha.

Para obtener la familia de curvas con una determinada geometría (rayos) y amplitud, el modelo implementa un enfoque geométrico: la columna de agua se corta en capas de profundidad constante (escalones), cada una de ellas caracterizada por un valor de velocidad del sonido. Cuando un rayo se propaga de una capa a la siguiente con un determinado ángulo  $\theta_i$ , el ángulo  $\theta_{i+1}$  en la nueva capa se obtiene por la ley de refracción de Snell:

$$\frac{\sin \theta_{i+1}}{\sin \theta_i} = \frac{c_{i+1}}{c_i} \quad (5.1)$$

Dicho modelo [AJÁ<sup>+</sup>15, AS13] se ha ampliado para incorporar el efecto Doppler producido por el movimiento relativo entre emisor y receptor. Este efecto se ha modelado a partir de una frecuencia de muestreo virtual, de la misma manera que se aplicó en aire; además se ha incluido la posibilidad de multiemisión desde distintos puntos del entorno subacuático. Por otra parte, se ha implementado el modelo completo en una interfaz gráfica desarrollada en el *App Designer* de MATLAB, facilitando su uso para el estudio

de distintos esquemas de codificación y modulación, que pueden ser generados usando la propia plataforma [DVR22].

Además, el sistema contempla la utilización de varios modelos de transductor tanto en emisión como en recepción, adaptados a partir de un filtro FIR lineal, diseñado para seguir la respuesta en frecuencia de estos, según se comentó en la sección 4.2.1.

## 5.4 Caracterización de un transductor

Como parte de las pruebas en simulación y experimentales realizadas, se ha llevado a cabo la calibración y caracterización del transductor emisor a emplear, con el fin de conocer su comportamiento a frecuencias mayores a las declaradas por el fabricante.

El equipo RESON TC 1026 utilizado es un transductor piezoeléctrico acústico subacuático omnidireccional que, de acuerdo al fabricante, está diseñado para operar entre 34 y 38 kHz, con lo cual, el ancho de banda disponible se encuentra acotado a unos 4 kHz. De esta manera, resulta conveniente el estudio del transductor a mayores frecuencias del rango proporcionado por el fabricante, con objeto de verificar si existe otro rango de operación que proporcione un mayor ancho de banda. Disponer de un amplio ancho de banda es conveniente cuando se emplean técnicas basadas en espectro ensanchado, ya que la señal emitida no se ve menos afectada por la ISI [GPÁ<sup>+</sup>15].

Para ello, se realizó un análisis de la impedancia del transductor a diferentes frecuencias, así como el estudio de su respuesta en frecuencia. Los resultados obtenidos se presentan a continuación.

### 5.4.1 Análisis de impedancia

El análisis se llevó a cabo en condiciones de laboratorio, para ello se empleó un analizador de impedancias HP 4192A LF [Col02], realizando un barrido en frecuencia en un rango desde 20 a 200 kHz.

Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 5.4, donde se pudo verificar que las curvas del módulo de la impedancia, resistencia y reactancia coinciden con las especificadas por el fabricante en el rango de 20 a 50 kHz [RES20a]. En esta figura se observa que el valor de la impedancia disminuye con la frecuencia, siendo el comportamiento del transductor de tipo capacitivo (debido al valor negativo de la reactancia). La impedancia alcanza un valor mínimo de 50  $\Omega$  para 120 kHz. Sin embargo, entre los 125 kHz y los 135 kHz el transductor presenta un comportamiento particular, cambiando su reactancia de una característica capacitiva a una inductiva, y aumentando considerablemente su valor resistivo. A partir de los 150 kHz las curvas muestran que el transductor vuelve a comportarse capacitivamente, con su impedancia disminuyendo con menor pendiente que en otros intervalos de frecuencia.

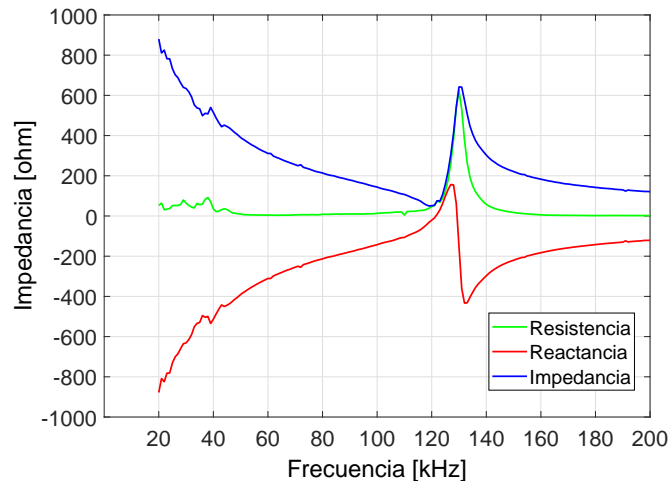


Figura 5.4: Impedancia del transductor RESON TC 1026 medida con un analizador de impedancia HP 4192A LF.

#### 5.4.2 Caracterización en frecuencia

Las mediciones necesarias para la caracterización de la respuesta en frecuencia, se llevaron a cabo en una piscina de 20 m x 10 m, y profundidades que varían entre los 0.9 m en la parte más baja, hasta los 3 m en la más profunda. Para las mediciones se empleó el equipamiento mencionado en la sección 5.2, utilizando como hidrófono patrón el RESON TC4034, el cual presenta una respuesta en frecuencia plana hasta los 250 kHz, conectado al dispositivo de adquisición UltraSoundGate 116Hm de Avisoft. El transductor a caracterizar se conectó al generador de señales aleatorias SIGLENT SDG1010, el cual realiza el barrido de frecuencia. Las pruebas se realizaron en la zona más profunda de la piscina a 1.5 m por debajo de la superficie del agua, con el transductor y el hidrófono alineados entre sí con una separación de 1 m, tal como se observa en la Fig. 5.5.

Se efectuó un barrido en frecuencia entre 20 kHz y 200 kHz emitiendo portadoras sinusoidales con una amplitud de 1 V y a intervalos de 1 kHz. Las señales capturadas fueron posteriormente procesadas mediante la utilización de la Transformada Rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*), combinando todas ellas hasta obtener la Fig. 5.6. De los resultados se evidencia un incremento sustancial de la energía emitida conforme la frecuencia aumenta por encima de 60 kHz. Además, se puede apreciar una variación abrupta de la energía de unos 7 dB aproximadamente en torno a los 120 kHz. Se observa también que la mejor respuesta se obtiene entre 90 y 110 kHz, y que la energía decrece considerablemente para frecuencias mayores a 140 kHz.

### 5.5 Desarrollo de entorno gráfico para simulaciones

Al igual que para el entorno aéreo, los trabajos realizados en esta tesis han servido de base para el desarrollo de una herramienta de simulación y procesamiento con entorno

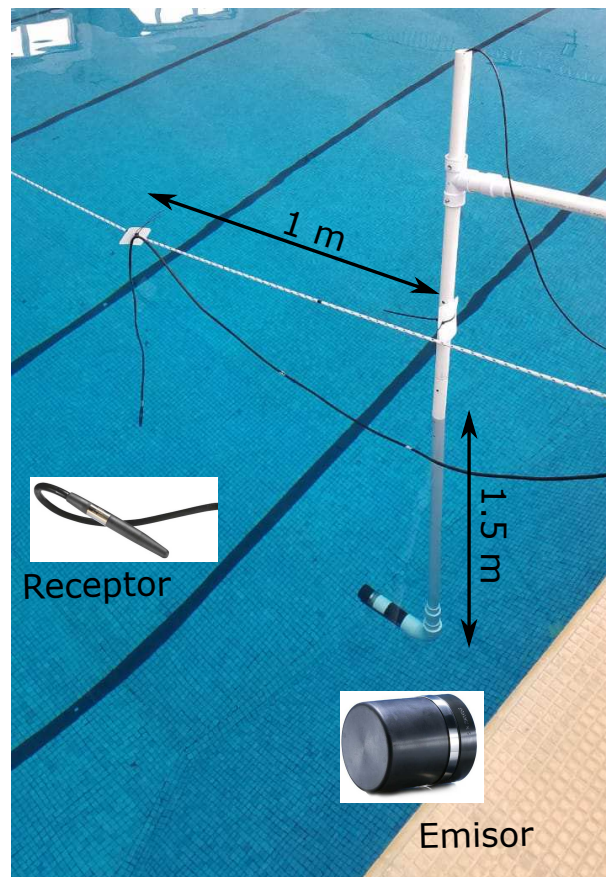


Figura 5.5: Foto del montaje en la piscina para las pruebas experimentales, con una separación de 1 m entre emisor y receptor, ambos sumergidos a 1.5 m.

gráfico basado en el *App Designer* de MATLAB [DVR22]. Su interfaz intuitiva y simple permite evaluar un conjunto de códigos y esquemas de modulación para el estudio de un sistema de posicionamiento en estos ambientes. Este desarrollo también se ha realizado en el contexto del proyecto CODEUS (Ref. CM/JIN/2019-043).

La herramienta considera un conjunto de parámetros de entrada para la configuración del emisor, el receptor y las características del canal. En la figura 5.7 se presenta un diagrama de bloques que resume las características principales.

A través de una serie de pantallas de configuración, la herramienta permite seleccionar y definir los parámetros de entrada y funcionamiento del simulador. Comienza con la etapa de generación de los códigos a utilizar, y la configuración del esquema de modulación. Luego, se definen la cantidad de emisores y su ubicación, así como el modelo de transductor ultrasónico a utilizar, y el esquema de acceso al medio (CDMA o TDMA). Posteriormente, se configura el entorno a estudiar, donde se puede definir el desnivel del fondo marino cargando un perfil de batimetría, además de un perfil de temperatura (utilizado para el cálculo de la velocidad de propagación del sonido). Adicionalmente, se definen las variables del entorno mencionadas en la sección anterior (pH, salinidad, densidad del agua y del fondo, etc.), que configuran la fenomenología típica, así como las características y ubicación del receptor.

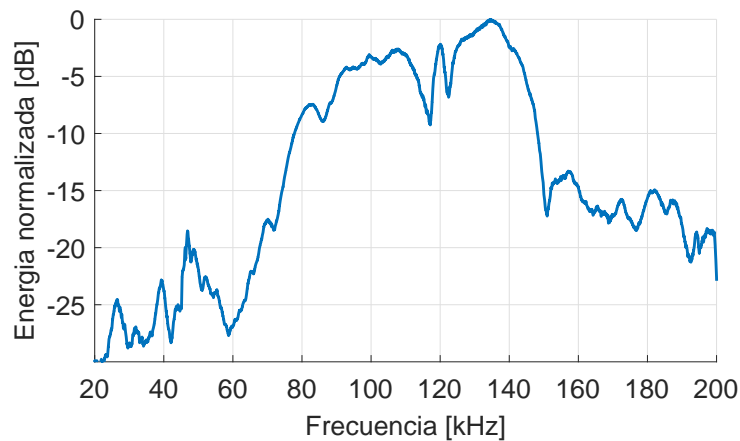


Figura 5.6: Respuesta en frecuencia del transductor RESON TC 1026, obtenida experimentalmente.

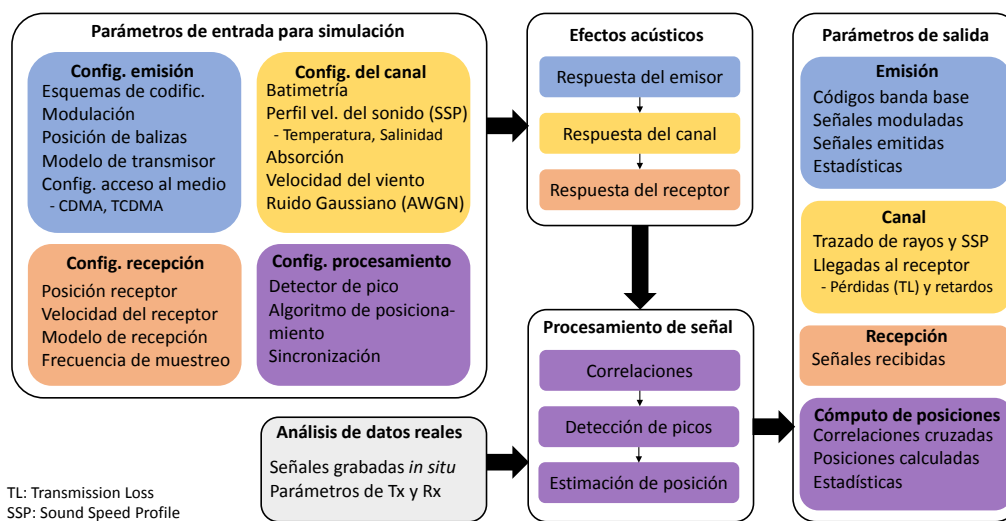


Figura 5.7: Diagrama de bloques de la herramienta de simulación para entornos subacuáticos.

Finalmente, la plataforma realiza el procesamiento de la señal y presenta los resultados en distintas etapas durante el proceso de simulación (desde banda base hasta la estimación de la posición del receptor). Los resultados se presentan tanto de forma gráfica como con los datos estadísticos más relevantes. Los detalles acerca de la configuración de cada pantalla y resultados ofrecidos pueden consultarse en [DVRPRA<sup>+</sup>21, tPRA<sup>+</sup>22].

## 5.6 Análisis del TOF en entorno reducido afectado por multicamino

Dada la dificultad de realizar pruebas en mar abierto, se realizaron en primer lugar pruebas experimentales en un entorno reducido (una piscina), para tener un mayor control de las variables del entorno. Por tanto, se ha abordado también su modelado como paso previo a la realización de pruebas experimentales.

Dada la geometría de este tipo de estructuras, el material de gran densidad de los muros y la ausencia de oleaje, convierten este escenario en una fuente de múltiples réplicas de las señales emitidas, y con baja pérdida de energía, resultando en un entorno “agresivo” para este tipo de sistemas de localización basados en codificación. Con lo cual, se debe considerar reducir la potencia emitida y utilizar señales de baja duración, para minimizar el efecto que producen las réplicas que alcancen al receptor. Como se verá en los resultados obtenidos, la presencia de este multicamino aumenta el efecto de interferencias constructivas, produciendo picos de correlación en algunos casos con mayor amplitud que aquel recibido por el camino directo.

La realización de pruebas experimentales en este entorno, se ha llevado a cabo en una piscina de 20 m x 10 m, y profundidades que van desde los 0.9 m en la parte más baja, hasta los 3 m en la más profunda. En la figura 5.8 se pueden observar dos imágenes de la piscina y un esquema con las medidas de la misma.

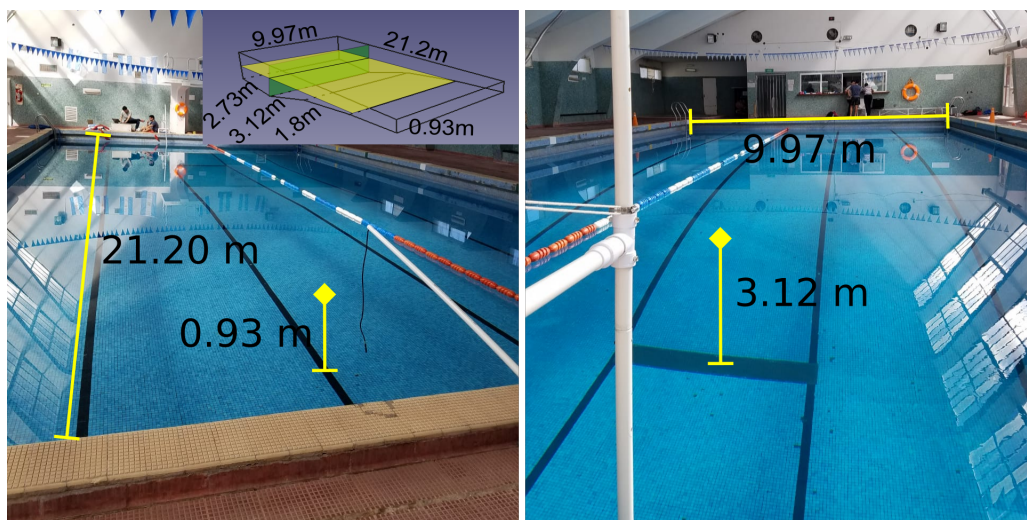


Figura 5.8: Piscina empleada para la realización de las pruebas experimentales.

A continuación se presenta el estudio en este espacio de reducidas dimensiones, realizado en la misma piscina empleada para la caracterización del transductor. Este se divide en dos partes, la primera presenta resultados de simulación, donde se emplea el modelo y la herramienta presentados en secciones previas. La segunda parte aborda las pruebas experimentales realizadas en la piscina, comparando los esquemas propuestos frente a un predominante efecto multicamino.

### 5.6.1 Resultados de simulación

Para la realización de las simulaciones, se define un entorno de prueba equivalente a la piscina donde se han realizado las pruebas experimentales. Dado que el modelo de simulación es bidimensional y está diseñado para espacios abiertos, no contempla parte de la información del entorno, como los obstáculos detrás del emisor y receptor, ni tampoco de los laterales. En función de la geometría regular de las piscinas, es posible considerar

el efecto de algunos de los rebotes en los muros realizando dos simulaciones. La primera, considera el plano de propagación vertical habitual y almacena la señal recibida. A continuación, se considera en la simulación una rotación de  $90^\circ$  de este plano para obtener el cálculo de la propagación acústica en el plano horizontal, como puede verse en la figura 5.9. Para esta última simulación, se ajustan las dimensiones de la piscina, así como las pérdidas por rebote, ya que ahora tanto la superficie como el fondo son de hormigón. Seguidamente se almacena la señal recibida, pero se resta la trayectoria directa, ya que es la misma que en la simulación anterior. Finalmente, ambos resultados son sumados y evaluados. Este mismo procedimiento se repite con cada emisor para luego realizar la suma final, teniendo en cuenta un esquema CDMA de acceso al medio.

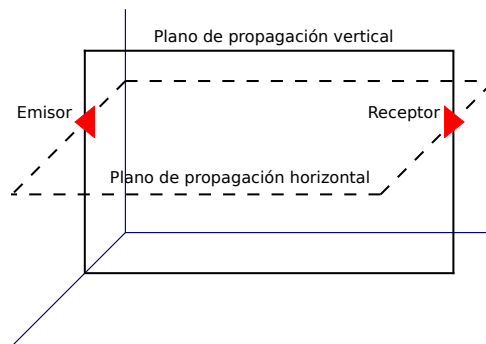


Figura 5.9: Esquema de los perfiles vertical y horizontal que se tiene en cuenta para las simulaciones.

Para este estudio se ha considerado la emisión de 4 transmisores ubicados en la pared opuesta a la del receptor. Emitiendo en la zona profunda de la piscina, se consideran 4 planos verticales para la batimetría del fondo, cada uno con la inclinación que corresponde según el plano que se forma entre el receptor y cada emisor. La tabla 5.1 presenta las coordenadas donde se ubicaron el receptor y los emisores, y en la figura 5.10 se muestra una vista de su colocación en la piscina.

Tabla 5.1: Ubicación del receptor y las coordenadas en metros de los cinco puntos donde se colocó el receptor.

	X (m)	Y (m)	Z (m)
R	3.859	-1.0	0.7
E1	3.927	-0.905	9.431
E2	1.534	-1.275	9.446
E3	1.584	-0.445	9.416
E4	6.925	-0.440	9.436
E5	6.969	-1.285	9.436

Para las simulaciones, se ha configurado la herramienta con los parámetros descritos en la tabla 5.2. La temperatura, el pH y la salinidad fueron medidos en la piscina donde luego se han realizado las pruebas experimentales.

Para el perfil horizontal, se utiliza como densidad del agua el mismo valor que para el fondo, para simular el efecto de las paredes laterales, y además, se disminuye el nivel de SNR ya que la señal resultante será luego sumada al resultado con el perfil vertical.

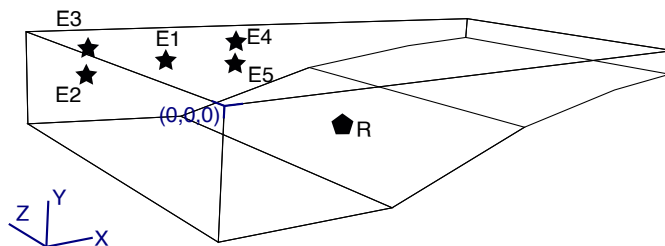


Figura 5.10: Ubicación de los emisores y el receptor en las simulaciones realizadas en la piscina.

Tabla 5.2: Parámetros de configuración del modelo de la piscina, adaptados del trabajo [AJÁ<sup>+</sup>15].

Temperatura del agua	21 °C
Salinidad	3.2 ppm
pH	7.2
Densidad del agua	1000 kg/m <sup>3</sup> (2300 Perfil Horiz.)
Densidad del fondo	2300 kg/m <sup>3</sup>
Velocidad del sonido en el fondo	3600 m/s
Velocidad del viento	0 m/s
Frecuencia de Muestreo	500 kHz
SNR	20 dB (60 dB Perfil Horiz.)
Cantidad de rayos	500

Para estas pruebas se ha considerado un esquema CDMA, por lo que a cada emisor se le ha asignado una secuencia diferente, de una duración aproximada de 18 ms para disminuir la propagación de réplicas en el entorno. Los parámetros resultantes para el diseño de las señales son los expresados en la tabla 5.3.

Tabla 5.3: Parámetros de las señales utilizadas en las simulaciones, para la evaluación del desempeño de los esquemas propuestos frente a un entorno con elevada presencia de multicamino.

ZC-QPSK	Kas-BPSK
$L_{ZC} = 509$	$L = 255$
$N_{simb} = 4$	$N_{simb} = 8$
$O_f = 5$	$O_f = 5$
$q = \{1, 254, 170, 127, 102\}$	
$T_d = 18.32 \text{ ms}$	$T_d = 18.36 \text{ ms}$
ZC-OCDM	ZC-OFDM
$L_{ZC} = 47$	$L_{ZC} = 733$
$f_1 = 90 \text{ kHz}$ y $f_h = 130 \text{ kHz}$	$f_1 = 90 \text{ kHz}$ y $f_h = 130 \text{ kHz}$
$T_c = 200 \text{ muestras}$	
$q = \{1, 23, 16, 12, 8\}$	$q = \{1, 2, 3, 4, 5\}$
$T_d = 18.8 \text{ ms}$	$T_d = 18.3 \text{ ms}$

Tras haber configurado la herramienta de simulación, se han realizado 500 iteraciones por cada esquema a evaluar, resultando un trazado de rayos como el que presenta la figura 5.11.

Para el procesamiento de la simulación, se procedió a realizar la suma de las señales obtenidas para emular un sistema CDMA. Luego, se ha realizado la correlación entre la suma resultante y la señal emitida correspondiente a cada emisor. A la función de correlación se le aplica el algoritmo de detección de picos, que detecta la primera llegada,



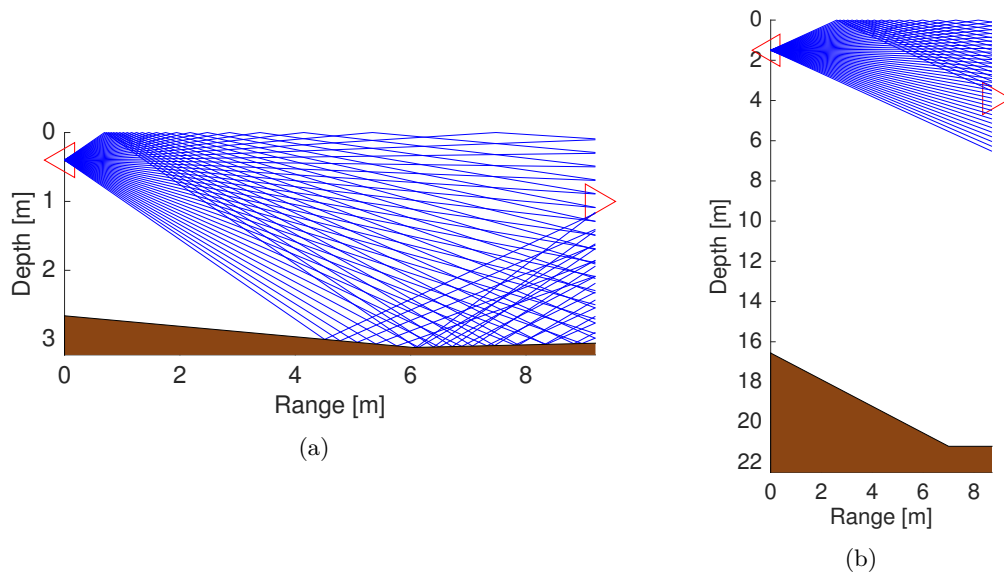


Figura 5.11: Perfiles de batimetría para las simulaciones en la piscina entre (a) Emisor 4 y receptor con un perfil vertical y (b) Emisor 2 y receptor con el perfil horizontal. Donde el triángulo rojo de la izquierda representa el emisor, y a la derecha el receptor.

obteniendo el TOF ( $t_k$ ) asociado al  $k$ -ésimo emisor. A partir de esta medida, se puede obtener la distancia entre el receptor y el  $k$ -ésimo emisor, según la expresión:

$$D_k = t_k \cdot c \quad (5.2)$$

donde  $c$  corresponde a la velocidad del sonido en el agua, considerada  $c = 1489$  m/s según los parámetros de configuración.

Para la representación de los resultados, se calculó el error absoluto entre el instante de tiempo en que se detecta la primera llegada y el tiempo real esperado. Los resultados del error absoluto se representan en la CDF de la figura 5.12, donde se pueden comparar los esquemas propuestos. Si bien el entorno incorpora una gran cantidad de rebotes producto de los muros de la piscina, en los esquemas evaluados en la simulación los errores de tiempo se encuentran por debajo de los  $4 \mu s$ , equivalentes a una distancia inferior a los 6 mm de error, y sin grandes diferencias entre los esquemas. A una  $f_s = 500$  kHz la resolución mínima de una muestra es de  $20 \mu s$ , por lo que para obtener una mejor resolución en las medidas, se ha sobremuestreado la correlación a 2.5 MHz.

Sin embargo, los lóbulos laterales que aparecen con cada esquema sí presentan diferencias, como se puede observar en la figura 5.13, que muestra el valor de la relación SMR en la correlación. Aquí se puede observar que, si bien para todos los esquemas y emisores el SMR se encuentra por debajo del 40%, el cual es un valor adecuado para la correcta detección de los picos de correlación, en los tres esquemas propuestos basados en secuencias Zadoff-Chu, el valor de SMR se encuentra siempre por debajo del esquema clásico basado en secuencias Kasami. Este valor de SMR menos favorable en el esquema tradicional está asociado a un mayor ancho del pico de correlación y al aumento de los

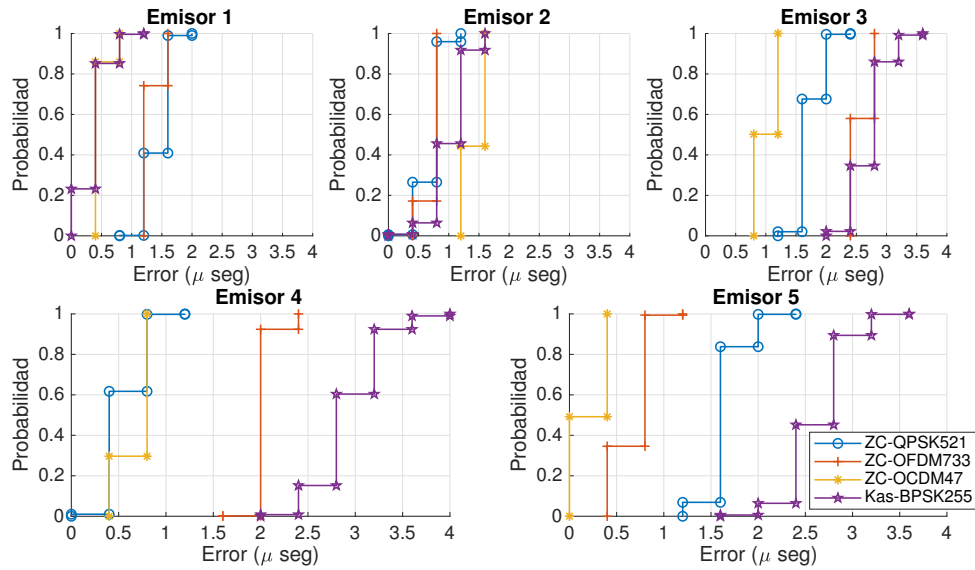


Figura 5.12: CDF del error absoluto en la medida del tiempo de vuelo, obtenido como la diferencia entre el valor real y el estimado, representado para cada uno de los 5 emisores y 4 esquemas evaluados en la piscina. Correlación sobremuestreada a 2 MHz para aumentar la resolución de la CDF.

lóbulos laterales cercanos a este.

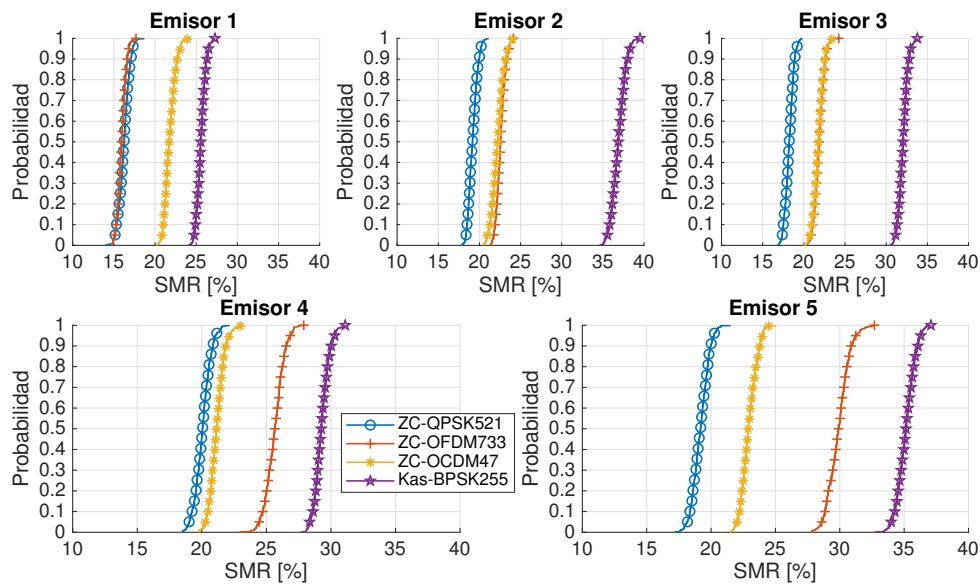


Figura 5.13: CDF del valor de SMR en la correlación de los 5 emisores y 4 esquemas evaluados en la piscina.

Finalmente se presentan las correlaciones superpuestas para cada emisor, donde se pueden observar los picos producidos por el multicamino y la atenuación de la señal resultante. Se puede destacar el mayor ancho del pico de correlación del esquema Kas-BPSK frente a los demás. Otra cuestión a destacar, es la reducción en la amplitud de los picos de AC presentada por el esquema ZC-OFDM, por lo cual, para el mismo nivel de ruido, se verá más afectado que los demás esquemas. En el estudio realizado en esta simulación, la SNR contempla el nivel de energía de la señal transmitida, por lo que el nivel de ruido introducido en cada esquema es diferente, para asegurar la misma SNR.

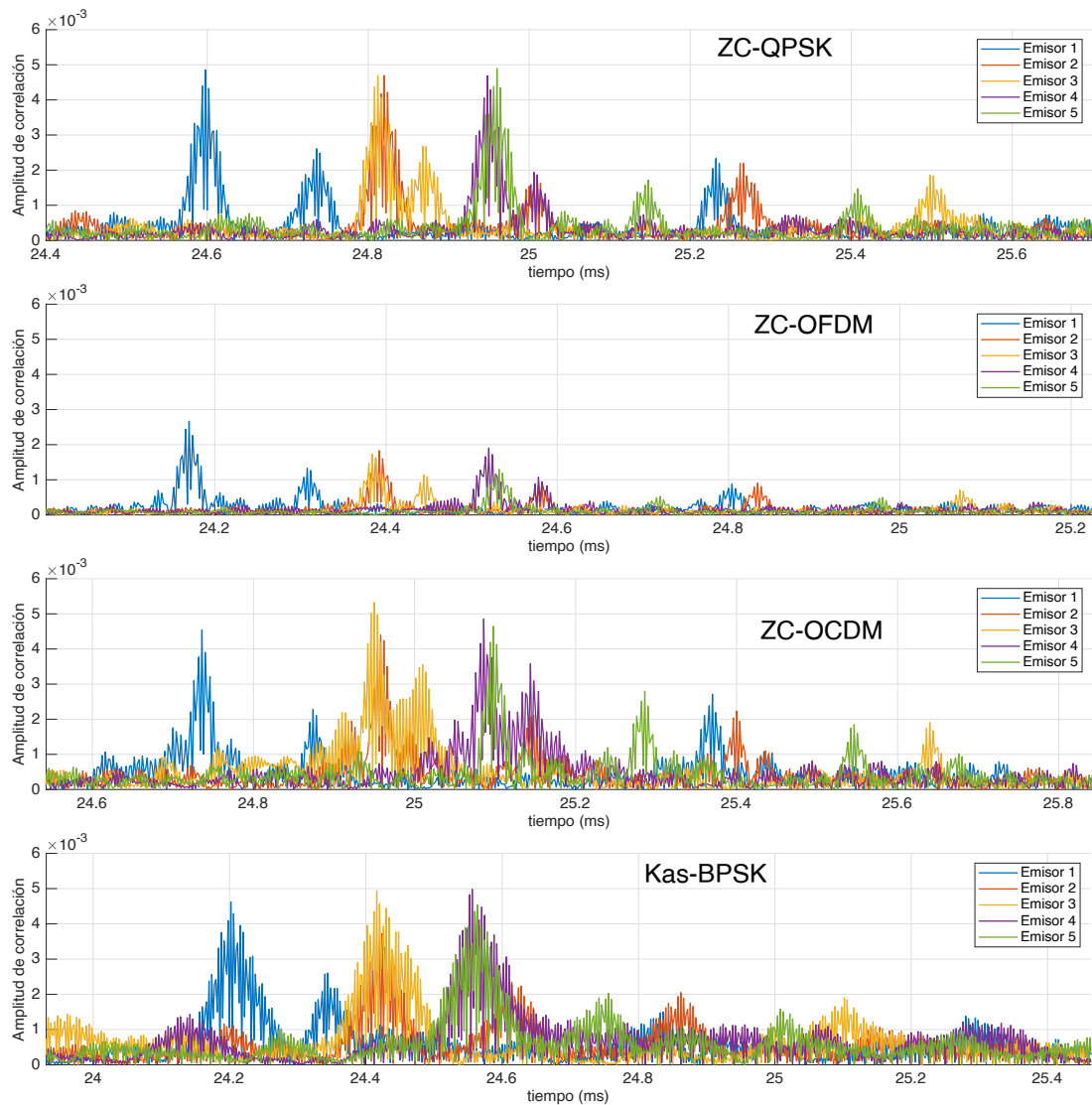


Figura 5.14: Correlación de los 5 emisores para la misma ventana de tiempo. La señal recibida es la suma que contempla los rebotes en los perfiles vertical y horizontal.

### 5.6.2 Pruebas experimentales

Las pruebas experimentales se llevaron a cabo en la piscina presentada en la figura 5.8, y consistieron en la estimación de la distancia entre emisor y receptor a partir de las medidas de los TOF.

Para tener un sincronismo entre emisor y receptor, se conectó la salida de disparo del generador de señales a la entrada de disparo del adquisidor de datos Avisoft, lo que permitió medir el TOF de la señal emitida. La figura 5.5 muestra como fue dispuesto el equipamiento en la piscina. Para medir la distancia de separación entre emisor y receptor, se utilizó un medidor de distancias láser desde la superficie.

Las señales a transmitir se diseñaron considerando un tiempo de emisión similar entre los esquemas a evaluar, con una duración cercana a los 10 ms, en función de la disponibilidad de longitud de secuencias. De este modo, se obtuvieron las señales generadas

a partir de los parámetros presentados en la tabla 5.4, que a diferencia de las simulaciones, se ha centrado el espectro de la señal en 100 kHz, con un ancho de banda en torno a los 20 kHz aproximadamente.

Tabla 5.4: Parámetros de las señales utilizadas en las pruebas experimentales, para la evaluación del desempeño de los esquemas propuestos frente a un entorno con elevada presencia de multicamino.

ZC-QPSK	Kas-BPSK
$L_{ZC} = 251$	$L = 255$
$N_{simb} = 4$	$N_{simb} = 4$
$O_f = 5$	$O_f = 5$
$q = \{1, 125, 84, 63, 50\}$	
$T_d = 10.04 \text{ ms}$	$T_d = 10.2 \text{ ms}$
ZC-OCDM	ZC-OFDM
$L_{ZC} = 67$	$L_{ZC} = 191$
$f_1 = 92 \text{ kHz}$ y $f_h = 108 \text{ kHz}$	$f_1 = 92 \text{ kHz}$ y $f_h = 108 \text{ kHz}$
$T_c = 220 \text{ muestras}$	
$q = \{1, 23, 16, 12, 8\}$	$q = \{1, 2, 3, 4, 5\}$
$T_d = 9.25 \text{ ms}$	$T_d = 9.55 \text{ ms}$

La Fig. 5.15 muestra una comparativa de las auto-correlaciones de las señales a emitir, así como el espectro en frecuencia que ocupa cada una de ellas. Se ha considerado como rango de operación del transductor entre 90 y 110 kHz.

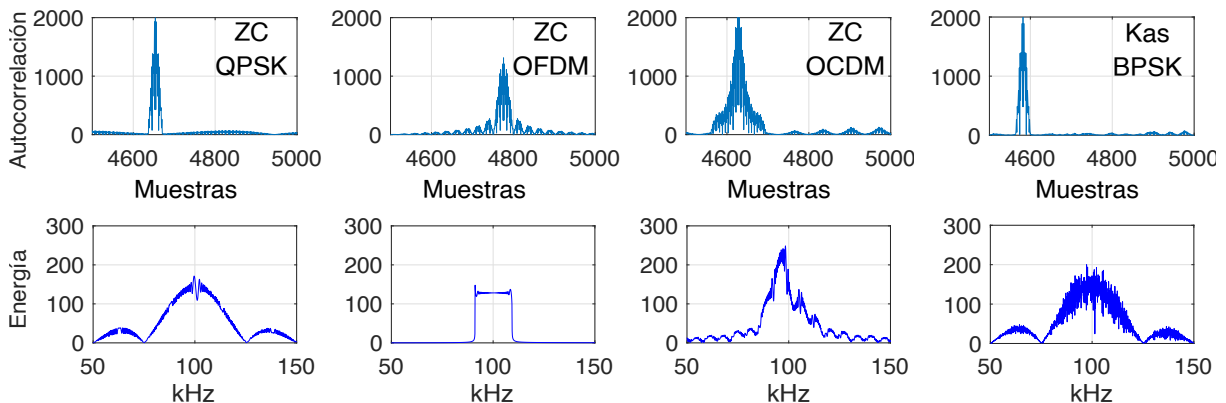


Figura 5.15: Comparativa de las funciones de autocorrelación (arriba) y el espectro ocupado por las señales a transmitir (abajo).

Para la detección de la primera llegada, se aplica el algoritmo de detección de picos presentado en la sección 4.6.2, contemplando el cruce de diferentes umbrales para el descarte de emisiones. La figura 5.16 compara las señales recibidas y la correlación para una captura de los esquemas ZC-QPSK y Kas-BPSK en la distancia de 6 m de separación, donde se puede observar el conjunto de réplicas que afecta a cada uno, y una vista aumentada (*Zoom*) del intervalo de tiempo donde se encuentra el primer pico de correlación.

A continuación se presentan los resultados obtenidos de estas pruebas experimentales, para ello, se ha emitido cada código a intervalos de 30 ms de forma repetitiva, hasta capturar 100 medidas por cada uno de ellos. Se han considerado además 3 distancias a

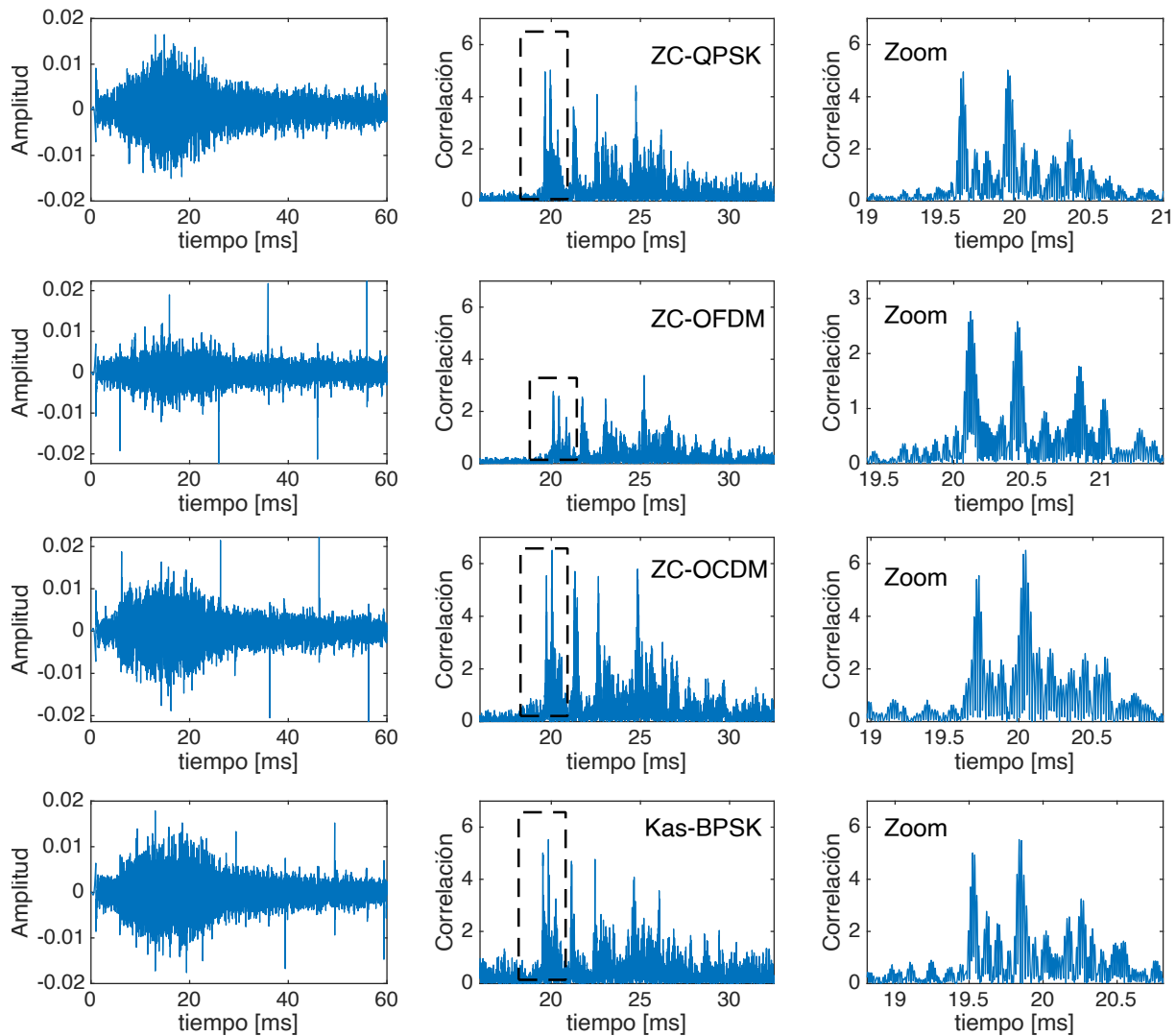


Figura 5.16: (izquierda) Ventana procesada de la señal recibida a una separación de 6 m, (centro) la correlación con cada esquema y (derecha) la vista aumentada de la zona recuadrada en línea punteada.

evaluar: 1 m, 3 m y 6 m de separación entre emisor y receptor. Se ha logrado el 100% de medidas válidas para cada esquema y distancia.

La figura 5.17 muestra la CDF del error absoluto, obtenido como la diferencia en centímetros entre la distancia medida y la real. Puede observarse que en la distancia más corta de separación, los esquemas propuestos presentan un error similar, y aunque para las siguientes se dispersen un poco más, el error sigue siendo menor a  $4 \mu\text{s}$  en todos los casos, equivalentes a unos 6 mm de error aproximadamente. A una  $f_s = 500 \text{ kHz}$  la resolución mínima de una muestra es de  $20 \mu\text{s}$ , por lo que para obtener una mejor resolución en las medidas, se ha sobremuestreado la correlación a 2 MHz, con lo cual la CDF se suaviza y elimina el efecto de escalones.

Como complemento de la CDF presentada, la Tabla 5.5 resume los valores medios y la desviación típica del error absoluto en microsegundos para las tres distancias evaluadas.

Finalmente se presentan en la figura 5.18 los valores de SMR para las pruebas

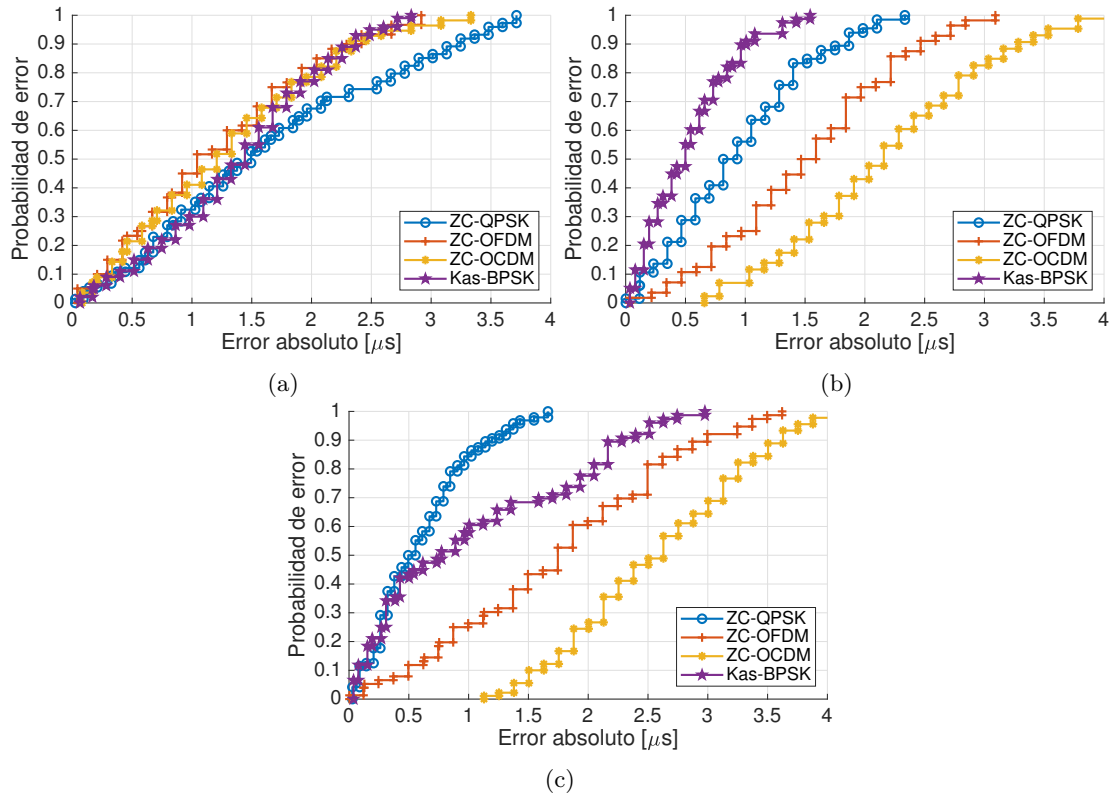


Figura 5.17: CDF del error absoluto entre la distancia real y la estimada, para separaciones de a) 1 m, b) 3 m y c) 6 m.

Tabla 5.5: Valores medio ( $\mu$ ) y desviación típica ( $\sigma$ ) en microsegundos del error absoluto en las 3 medidas de distancia.

	1 m		3 m		6 m	
	$\mu$ [ $\mu\text{s}$ ]	$\sigma$ [ $\mu\text{s}$ ]	$\mu$ [ $\mu\text{s}$ ]	$\sigma$ [ $\mu\text{s}$ ]	$\mu$ [ $\mu\text{s}$ ]	$\sigma$ [ $\mu\text{s}$ ]
ZC-QPSK	1.636	1.036	0.935	0.580	<b>0.590</b>	0.405
ZC-OFDM	<b>1.213</b>	0.783	1.512	0.732	1.739	0.923
Kas-BPSK	1.397	0.703	<b>0.524</b>	0.369	1.030	0.875
ZC-OCDM	1.286	0.815	2.164	0.828	2.579	0.742

realizadas, donde se aprecia que para el esquema ZC-OCDM la amplitud de los lóbulos laterales se encuentra en el orden del 30 %; mientras que los otros tres esquemas presentan lóbulos con valores por debajo al 20 % de la amplitud del pico principal.

De los resultados presentados, no es trivial obtener una respuesta directa y concreta sobre cual es el esquema que mejor desempeño tiene en este entorno. Los cuatro esquemas propuestos presentan resultados similares para las medidas a 1 m de separación, con errores medios cercanos a 1.3  $\mu\text{s}$ . Luego, a la distancia de 3 m, los esquemas Kas-BPSK y ZC-QPSK disminuyen sus valores medios de error a 0.52  $\mu\text{s}$  y 0.93  $\mu\text{s}$  respectivamente. En las posiciones a 3 m y 6 m, ambos esquemas ZC-OFDM y ZC-OCDM disminuyen su desempeño presentando los errores medios más elevados, con valores de 1.7  $\mu\text{s}$  y 2.5  $\mu\text{s}$  respectivamente, equivalentes a 2.5 mm y 3.6 mm de error cada uno. Estas diferencias que se presentan, se deben al aporte de las réplicas captadas en las emisiones, sin embargo,

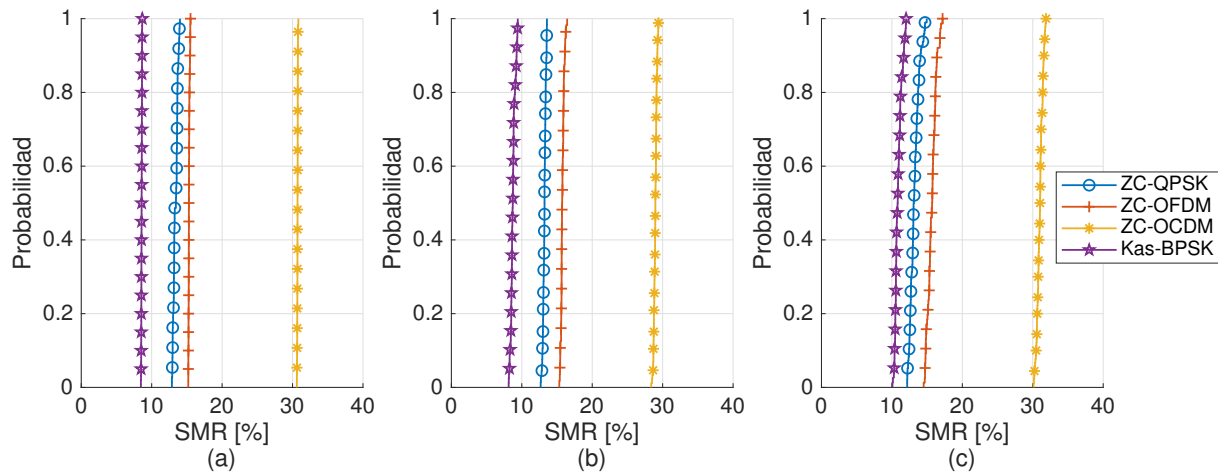


Figura 5.18: CDF de la relación entre el máximo lóbulo lateral y el pico principal (SMR), para los esquemas a separaciones de a) 1 m, b) 3 m y c) 6 m.

al tratarse de distancias cortas para la medida de tiempos de vuelo, el error es aceptable comparado a errores introducidos por otros factores, como la propia medida de distancias, la estimación en la velocidad de propagación del sonido, o posibles diferencias en las frecuencias de emisión y recepción.

Tanto de las simulaciones como de las pruebas experimentales que se han realizado en un entorno reducido, afectado mayormente por la presencia de multicamino, se ha podido observar un desempeño favorable de los esquemas propuestos en condiciones controladas, en la emisión aperiódica de señales acústicas codificadas para las medidas de tiempos de vuelo, con errores subcentimétricos tanto en las simulaciones como en las pruebas experimentales reales.

## 5.7 Análisis del TOF en entorno abierto en aguas poco profundas

Habiendo evaluado el comportamiento de los esquemas propuestos en entornos afectados por el multicamino, a continuación se evaluará el desempeño en entornos menos agresivos, con mayores distancias entre emisor y receptor, donde la principal pérdida se debe a la dispersión de la señal en la propagación por el medio.

El entorno para realizar las pruebas experimentales en este caso, consiste en las instalaciones del puerto de la ciudad de Comodoro Rivadavia, que puede observarse en la imagen satelital de la figura 5.19. El puerto cuenta con un muelle de amarre de embarcaciones, de unos 280 m de largo aproximadamente, con una profundidad entre 12 y 18 metros, y en ocasiones aún mayor debido al nivel del mar.

El efecto Doppler producido por el movimiento relativo entre emisor y receptor en este entorno, se ha evaluado empleando la herramienta de simulación considerando los parámetros de configuración del puerto. Su estudio mediante pruebas experimentales



Figura 5.19: Vista aérea del puerto de Comodoro Rivadavia. Chubut, Argentina. Imágen obtenida de Google Maps ©

reales, requieren de un *ground truth* confiable, difícil de obtener con los medios hardware disponibles para el desarrollo de la tesis. Así, las pruebas reales únicamente consideran medidas en estático, mientras que las simuladas también incorporan el efecto del movimiento relativo entre emisores y receptor.

### 5.7.1 Pruebas de simulación empleando el modelo del entorno

El entorno de simulación considerado está basado en las costas de aguas poco profundas del Golfo San Jorge, en la Patagonia Argentina. Esta zona se encuentra sobre una plataforma de 500 Km y suave pendiente, que se extiende desde la costa hasta los 200 m de profundidad, aproximadamente.

Los parámetros utilizados para configurar la herramienta de simulación se presentan en la tabla 5.6, mientras que la figura 5.20 presenta una captura de la pantalla correspondiente a la herramienta de simulación.

Tabla 5.6: Parámetros de configuración del modelo de canal [AJÁ<sup>+</sup>12].

Temperatura del agua	15 °C
Salinidad	33.24 ppm
pH	7
Densidad del agua	1024 kg/m <sup>3</sup>
Densidad del fondo	1941 kg/m <sup>3</sup>
Velocidad del viento	3 m/s (10.8 km/h)
Frecuencia de Muestreo	500 kHz
SNR	3 dB
Cantidad de rayos	500



**Reception**  
Receiver position x (m)  y (m)  z (m)  Select receiver AvisoftTC4034 Display receiver model

**Environment configuration**  
Emitter E1  
Bathymetry (...) Select file  
Temperature  Array  .txt  
Depth (m)  Temperature (°C)     
Show temperature profile  
 Include Doppler effect  
Relative speed (m/s)   
Dist. xy (m)   
 Advanced configuration

SNR  dB      Speed of wind  m/s

**Advanced configuration**  
Salinity  ppt      pH       Seafloor density  kg/m³  
Water density  kg/m³      Speed of sound on seafloor  m/s      Latitude  °

Figura 5.20: Ventana de configuración de las características del entorno de prueba, de la herramienta de simulación utilizada.

El valor de SNR se ha estimado de forma experimental, a partir de calcular la potencia de ruido recibida en grabaciones en las que no se emitía señal, y luego la potencia de la señal emitida combinada con la del ruido. La potencia se puede estimar como la suma de las magnitudes de la señal al cuadrado sobre la duración de la señal, según se indica en la expresión 5.3. Luego, la SNR se puede definir según la expresión 5.4:

$$P = \frac{\sum_{i=1}^L x_i^2}{L} \quad (5.3)$$

$$SNR = \frac{P_S}{P_N} = \frac{P_{S+N} - P_N}{P_N} \quad (5.4)$$

donde  $P_S$  es la potencia de la señal emitida,  $P_N$  la potencia de ruido y  $P_{S+N}$  la potencia de señal mezclada con ruido. De aquí se obtuvo un valor aproximado de  $SNR = 2$  dB, a una distancia de 100 m de separación entre emisor y receptor. Dado que el modelo de simulación contempla la atenuación de la señal conforme aumenta la distancia, este valor de SNR irá disminuyendo de la misma manera con la distancia.

En el modelo de simulación se ha considerado para la emisión y recepción el transductor RESON TC1026 y el hidrófono TC4034 respectivamente. En este estudio se evalúa el error en la medida de tiempos de vuelo considerando un esquema CDMA, con la emisión simultánea desde distintas posiciones, y la superposición de ellas en el receptor. Se enfoca el estudio principalmente en la medida de los TOF y no en la estimación de las posiciones, ya que en la posición pueden influir otros factores, externos a las propiedades de las secuencias, como el algoritmo utilizado para el cálculo de las posiciones, o la distribución

de los emisores.

Tal como se describió anteriormente, la expansión o contracción que produce el efecto Doppler en la señal recibida, está vinculada a la velocidad relativa  $v$  entre emisor y receptor, y a la velocidad de propagación del sonido  $c$  en el canal, según la expresión (4.4). Considerando que la dirección del movimiento del receptor es directamente hacia el emisor, la expresión se simplifica resultando en:

$$f'_s = f_s \left[ 1 - \frac{\vec{v}_r}{c} \right] \quad (5.5)$$

Por lo tanto, comparando un vehículo a posicionar en aire, con uno debajo del agua y considerando la misma  $v$ , supone un incremento de variación en frecuencia menor en agua que en aire, dada la diferencia de velocidades de propagación del sonido en cada entorno. La tabla 5.7 presenta una comparativa de los parámetros empleados tanto en entornos aéreos como subacuáticos. El entorno subacuático 1 se basa en el uso de un transductor con una frecuencia similar a la empleada en aire, y el modelo 2 empleando un transductor a una frecuencia mayor.

Tabla 5.7: Comparativa de la variación en frecuencia introducida por el efecto Doppler en entornos aéreos y subacuáticos.

	Aire	Subacuático 1	Subacuático 2
$f_s$	500 kHz	500 kHz	500 kHz
$f_c$	41.66 kHz	41.66 kHz	110 kHz
$v$	2 m/s	2 m/s	2 m/s
$c$	340 m/s	1500 m/s	1500 m/s
$\Delta f =  f_s - f'_s $	2941 Hz	666 Hz	666 Hz

Como se puede observar en la tabla, para una misma velocidad relativa  $v = 2 \text{ m/s}$  se introduce una variación en frecuencia,  $\Delta f$ , cuatro veces mayor en entornos aéreos que en subacuáticos. Esto implica que debajo del agua, el efecto Doppler es menos evidente o perjudicial que en aire.

#### 5.7.1.1 Simulación del efecto de diferentes distancias

Empleando la herramienta de simulación, se ha estudiado el comportamiento de tres emisores ubicados en distancias de 104 m, 171 m y 260 m respecto del receptor (Rx), en las posiciones E1, E2 y E3 de la figura 5.21. Se ha considerado un perfil de batimetría con un fondo irregular que aumenta la profundidad conforme se aleja de la costa, tal como se presenta en la figuras 5.22 (a) y (b) para los emisores 1 y 3 respectivamente. En cada posición, se han realizado 500 iteraciones con una separación de 50 ms para cada esquema propuesto, asignándoles una secuencia diferente a cada uno de los emisores siguiendo un esquema CDMA. La herramienta de simulación se ha configurado con los parámetros de la tabla 5.6 presentada anteriormente, resultando en una velocidad de propagación del

sonido de 1505 m/s para esos parámetros.

En el modelo se han considerado como señales a transmitir aquellas de 18 ms de duración, utilizadas en las simulaciones en la piscina y presentadas en la tabla 5.3.

La frecuencia de muestreo tanto del emisor como del receptor se ha configurado en 500 kHz, coincidiendo con la frecuencia de adquisición del dispositivo Avisoft. Dado que la frecuencia de portadora es del orden de los 110 kHz, el factor de sobremuestreo  $O_f$  obtenido por la relación  $O_f = f_s/f_c \approx 4.5$ , con lo cual se cumple el criterio de Nyquist.

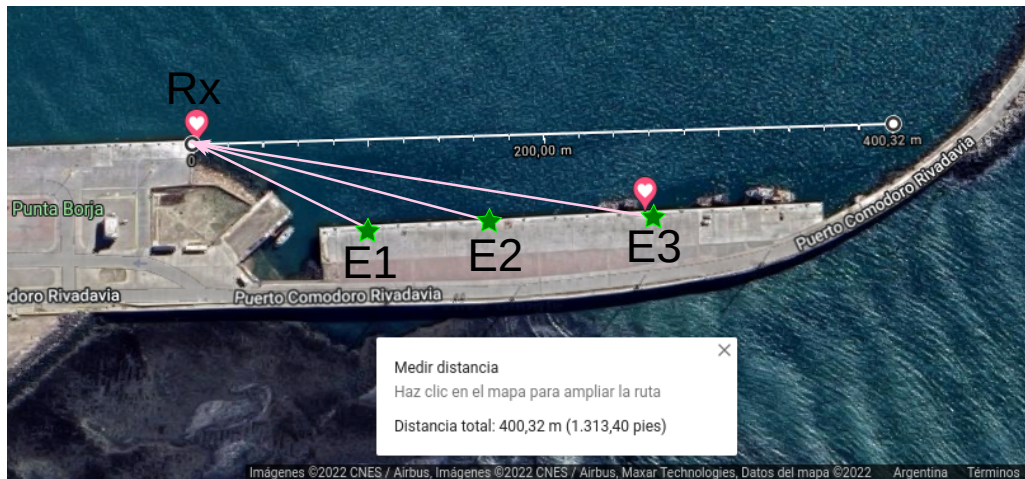


Figura 5.21: Vista aérea de la distribución del receptor y emisor en el muelle del puerto. Extraída de Google Maps ©. Las distancias entre los emisores y el receptor corresponden a 104 m, 171 m y 260 m respectivamente.

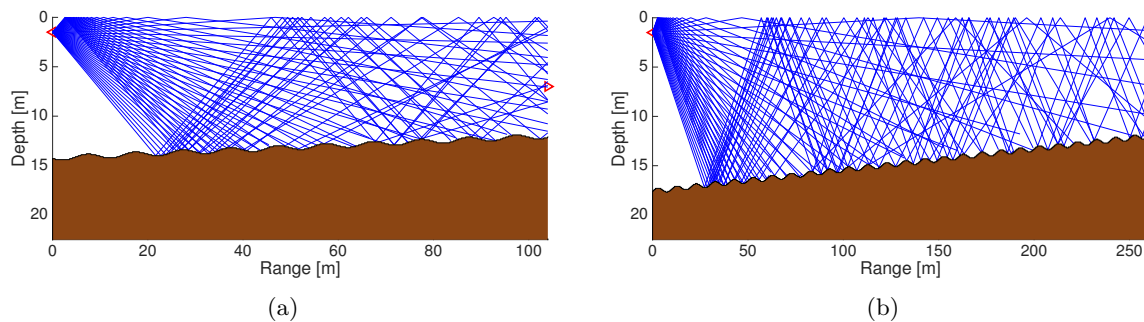


Figura 5.22: Perfiles de batimetría considerados para los emisores (a) E1 y (b) E3, para las pruebas a diferentes distancias. El triángulo rojo a la izquierda representa el emisor, y el receptor a la derecha en la zona menos profunda del puerto. Se han trazado únicamente 50 rayos para una clara visualización del rebote en el terreno.

Para la representación de los resultados, se ha aplicado el algoritmo de detección de picos, y se ha calculado el error absoluto entre el instante donde se ha detectado y su ubicación real, obtenida en función de la distancia conocida. El algoritmo contempla una ventana de búsqueda de 10 ms en la cercanía del primer pico de correlación, para descartar emisiones muy afectadas por el multicamino.

Estos resultados se representan con la CDF de la figura 5.23, donde se pueden comparar los esquemas propuestos, y el error introducido en la estimación del TOF. En ella se ha

observado que el error entre esquemas es similar para las dos primeras ubicaciones, por lo que los picos son detectados correctamente con errores por debajo de los  $100 \mu\text{s}$ . Sin embargo, en la ubicación correspondiente al tercer emisor, los errores se incrementan considerablemente debido al efecto cerca-lejos y al ruido introducido por la correlación cruzada, con errores por debajo de 5 ms en el 50 % de las medidas y de 10 ms para el 90 %. Considerando una velocidad de propagación del sonido de 1505 m/s, los 5 ms y 10 ms equivalen a 7.5 m y 15 m respectivamente de error en la estimación de distancias.

Fácilmente se deduce que a esta distancia, y en las condiciones dadas, las medidas de TOF no se corresponden con las de la primera llegada, como se puede apreciar en las siguientes figuras.

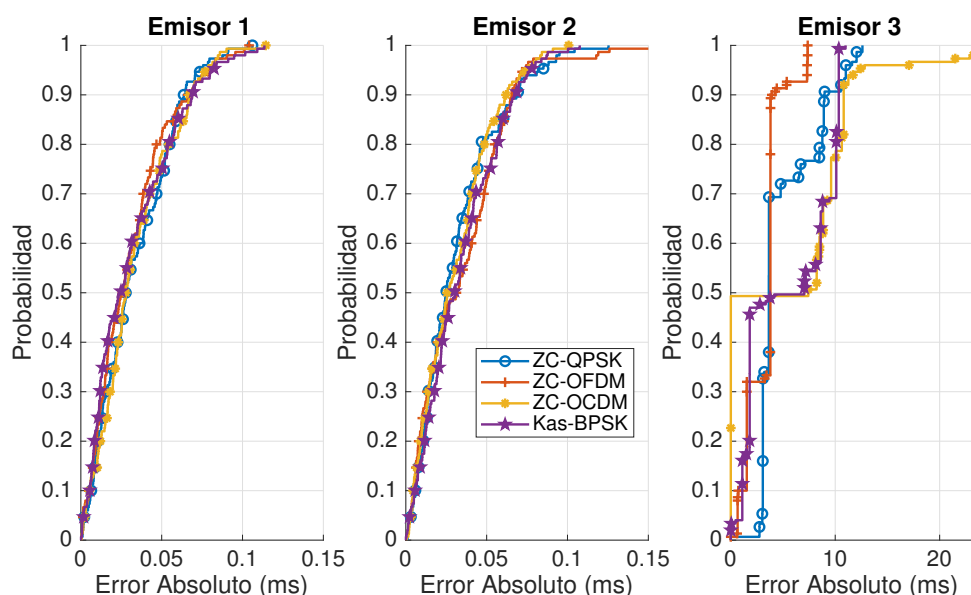


Figura 5.23: CDF del error absoluto en la detección del pico de correlación, para los esquemas propuestos considerando 3 emisores a diferentes distancias: Emisor 1 a 104 m, Emisor 2 a 171 m y Emisor 3 a 260 m.

Como complemento al error absoluto, la figura 5.24 presenta la relación porcentual entre el lóbulo lateral de mayor energía y el pico detectado (SMR). Los lóbulos considerados son aquellos que se encuentren a la izquierda del pico principal, para evitar confundirlos con las réplicas demoradas que llegan con posterioridad al primero. En este caso es posible evidenciar el incremento de los lóbulos laterales conforme aumenta la distancia entre emisor y receptor, con valores de SMR menores al 20 % para la ubicación del Emisor 1 y entre el 20 y 35 % para el Emisor 2, mientras que para el tercero se obtienen valores por encima del 100 %. Esto indica que existen picos mayores al esperado, que han quedado fuera de la ventana de búsqueda de primeras llegadas, pero sí han sido considerados como lóbulos laterales.

La degradación de la recepción del tercer emisor se puede observar claramente en la figura 5.25, que presenta las correlaciones superpuestas de los tres emisores, considerando la misma ventana de tiempo de la señal recibida. En ella se puede observar la atenuación

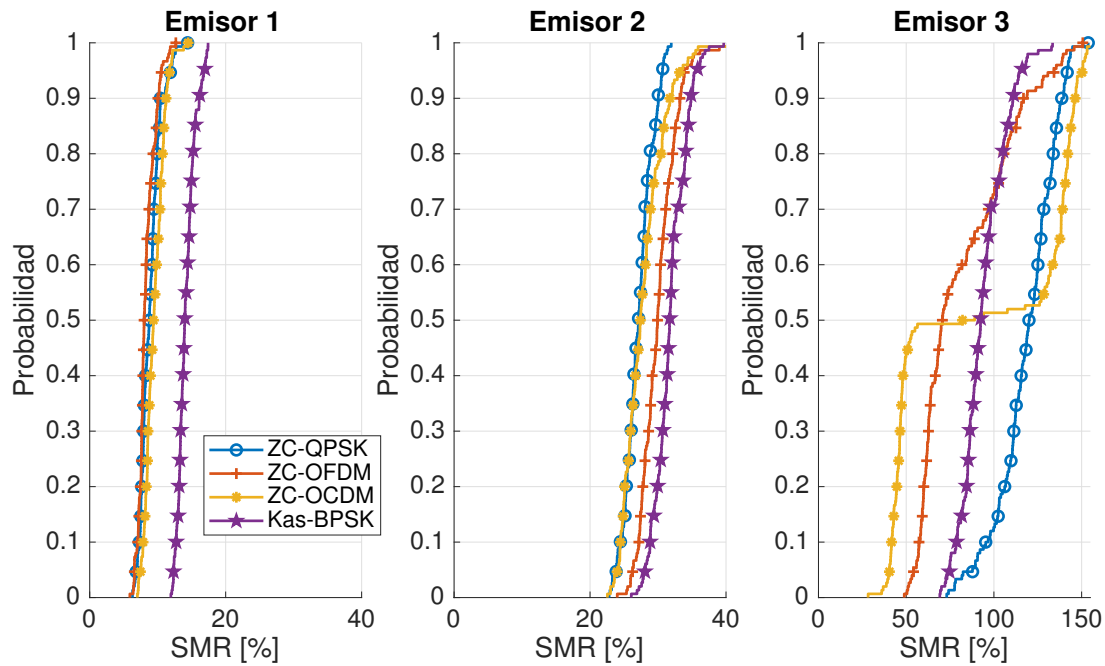


Figura 5.24: CDF del valor SMR para los esquemas propuestos considerando 3 emisores a diferentes distancias. Emisor 1 a 104 m, Emisor 2 a 171 m y Emisor 3 a 260 m.

en las correlaciones conforme aumenta la distancia de separación, por lo que las secuencias comienzan a ser afectadas no solo por el ruido propio del canal, sino también por el efecto de la correlación cruzada entre las otras secuencias. Esta atenuación, puede provocar que una replica con mayor amplitud sea malinterpretada como el pico de la primera llegada, debido al nivel de ruido presente.

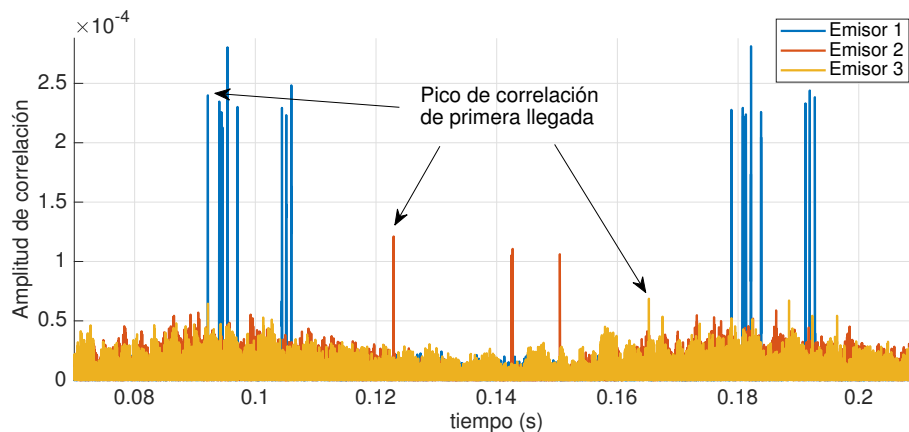


Figura 5.25: Superposición de las correlaciones de los tres emisores en la misma ventana de tiempo. Esquema ZC-QPSK con longitud de secuencia  $L = 1021$ .

De la simulación realizada y los resultados obtenidos, se ha observado que existe una clara limitación en la distancia a la que pueden ubicarse los emisores, ya que la aparición del efecto cerca-lejos, sumado al multicamino, puede impactar considerablemente en la detección de los picos de correlación en emisiones simultáneas. Respecto al desempeño de los esquemas, si bien no hay variaciones significativas en el error en la detección de la primer llegada entre los esquemas, sí se ha observado que el esquema Kas-BPSK presenta

un leve incremento del SMR respecto a los otros tres esquemas, en las tres posiciones evaluadas.

Sería de interés obtener una aproximación del límite cuantitativo de la distancia del sistema propuesto, quedando como trabajo a futuro la realización de las simulaciones y mediciones necesarias que permitan su obtención.

### 5.7.1.2 Efecto Doppler en entornos abiertos

Para evaluar el efecto Doppler en este entorno, se ha realizado un conjunto de simulaciones incorporando una velocidad relativa que varía de 0 a 5 m/s. Para reducir el efecto de los rebotes en el fondo y en la superficie del mar, se han acercado el emisor y receptor a una distancia de 50 m, y se ha simplificado el perfil de batimetría, como muestra el trazado de rayos de la figura 5.26. Se ha considerado el uso de 4 emisores, cada uno de ellos con el mismo valor de velocidad relativa y ubicados en la misma posición, para que se vean afectados por el mismo multicamino y atenuación, y poder analizar cómo se desempeña el conjunto de diferentes señales de cada esquema. Cabe aclarar que, en un caso real donde el receptor se encuentra en movimiento, lo que importa es la componente vectorial de la velocidad del receptor en la dirección del emisor. Es por ello que, finalmente, la velocidad considerada para el efecto Doppler será mucho menor que si el receptor fuese a esa misma velocidad pero en dirección al emisor.

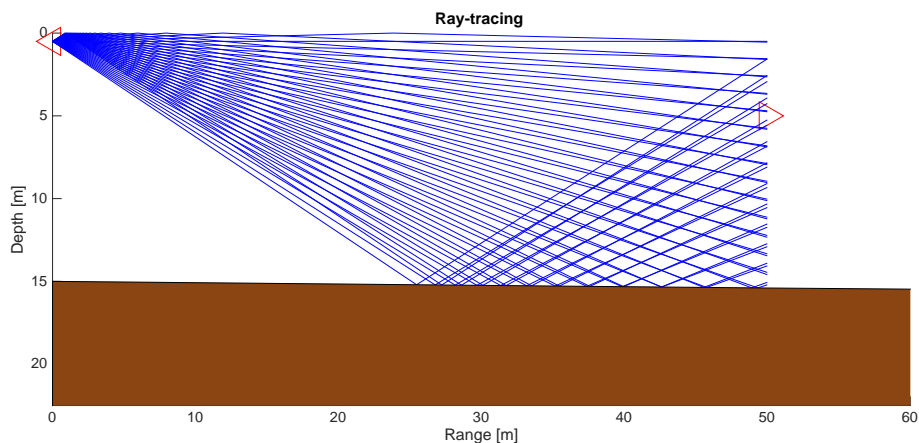


Figura 5.26: Trazado de 50 rayos y batimetría considerada para las simulaciones. Extraída de la herramienta de simulación.

Se han generado dos señales por cada esquema a evaluar, una de duración 18 ms y otra de 35 ms aproximadamente, y se han realizado 500 repeticiones de la simulación. Con ello se pretende observar cómo afecta el Doppler en función de la longitud de la señal emitida.

Las señales utilizadas se describen en la tabla 5.8, mientras que la herramienta de simulación se ha configurado con los parámetros de la tabla 5.6 presentada anteriormente. Dado que no existe multicamino en la simulación realizada, la detección del pico de correlación se ha realizado directamente detectando el pico de mayor amplitud.

Tabla 5.8: Parámetros de las señales utilizadas en las simulaciones, para la evaluación del desempeño de los esquemas frente al efecto Doppler en entornos amplios.

ZC-QPSK		Kas-BPSK	
$L_{ZC} = 521$	$L_{ZC} = 1021$	$L = 255$	$L = 1023$
$N_{simb} = 4$	$N_{simb} = 4$	$N_{simb} = 8$	$N_{simb} = 4$
$O_f = 4.5$	$O_f = 4.5$	$O_f = 4.5$	$O_f = 4.5$
$q = \{1, 260, 174, 130\}$	$q = \{1, 510, 340, 255\}$		
$T_d = 18.75 \text{ ms}$	$T_d = 36.75 \text{ ms}$	$T_d = 18.36 \text{ ms}$	$T_d = 36.82 \text{ ms}$
ZC-OCDM		ZC-OFDM	
$L_{ZC} = 47$	$L_{ZC} = 89$	$L_{ZC} = 733$	$L_{ZC} = 1423$
$T_c = 200 \text{ muestras}$	$T_c = 200 \text{ muestras}$		
	$f_1 = 90 \text{ kHz}$ y $f_1 = 130 \text{ kHz}$		$f_1 = 90 \text{ kHz}$ y $f_1 = 130 \text{ kHz}$
$q = \{1, 23, 16, 12\}$	$q = \{1, 44, 30, 22\}$		$q = \{1, 2, 3, 4\}$
$T_d = 18.8 \text{ ms}$	$T_d = 35.6 \text{ ms}$	$T_d = 18.3 \text{ ms}$	$T_d = 35.5 \text{ ms}$

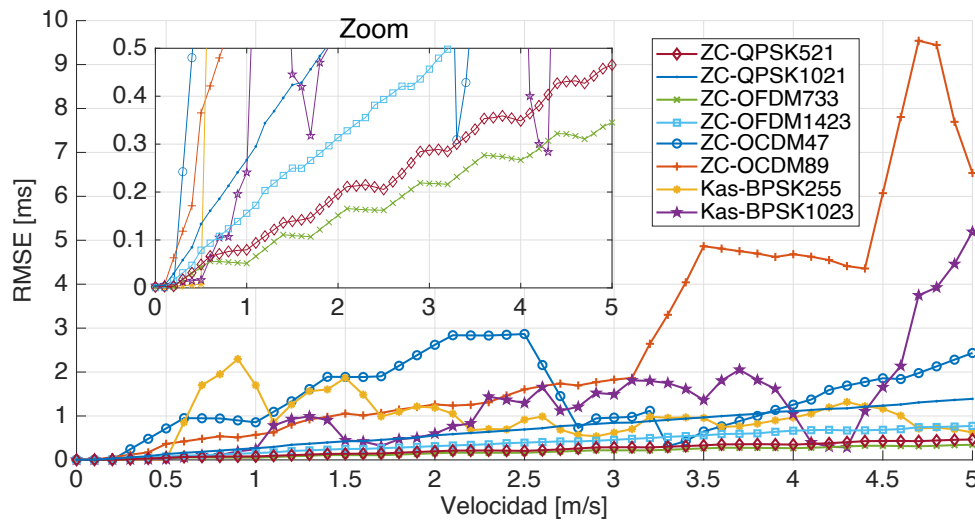


Figura 5.27: Valor RMSE del error en la detección del pico de correlación, como función de la velocidad relativa entre emisor y receptor aplicando efecto Doppler. La ventana pequeña muestra una vista ampliada de los resultados entre 0 y 0.5 ms de RMSE, y para todo el rango de velocidad.

La figura 5.27 representa el valor RMSE del error en la detección del TOF en milisegundos, para las diferentes velocidades y esquemas evaluados en las 500 repeticiones, y para los 4 emisores. Esta figura muestra una vista general de los resultados obtenidos, y una ventana de *zoom* ampliada para valores de RMSE menores a 0.5 ms, con objeto de visualizar el comportamiento de los esquemas menos dispersos. Como se puede observar, ZC-QPSK y ZC-OFDM son los esquemas que presentan menor error, y más aún las versiones de longitud 521 y 733 respectivamente. Si bien desde esta figura parece observarse que las secuencias Kasami presentan un mejor desempeño que el esquema OCDM, esto se debe a que el pico detectado corresponde al ruido de la propia correlación, ya que el pico principal se ha desvanecido por completo, como se podrá confirmar en las próximas figuras. Respecto a ambos esquemas ZC-OCDM, son los que presentan valores de RMSE más desfavorables, debido a la aparición de lóbulos laterales que crecen conforme aumenta la velocidad.

Para complementar estos resultados, la figura 5.28 muestra el valor de SMR porcentual, donde claramente se puede observar que el esquema ZC-OCDM presenta rápidamente valores de SMR mayores a los demás, debido a la aparición de picos secundarios que crecen conforme aumenta la velocidad del receptor, tal como se puede observar en la función de ambigüedad de la figura 5.30 (a) y (b). Un efecto similar aparece también en los esquemas ZC-QPSK y ZC-OFDM de mayor longitud. Puede apreciarse también la gran robustez del esquema ZC-OFDM de menor duración, mientras que el esquema ZC-QPSK aumenta el valor de SMR para luego mantener una tendencia prácticamente constante en torno al 80 %.

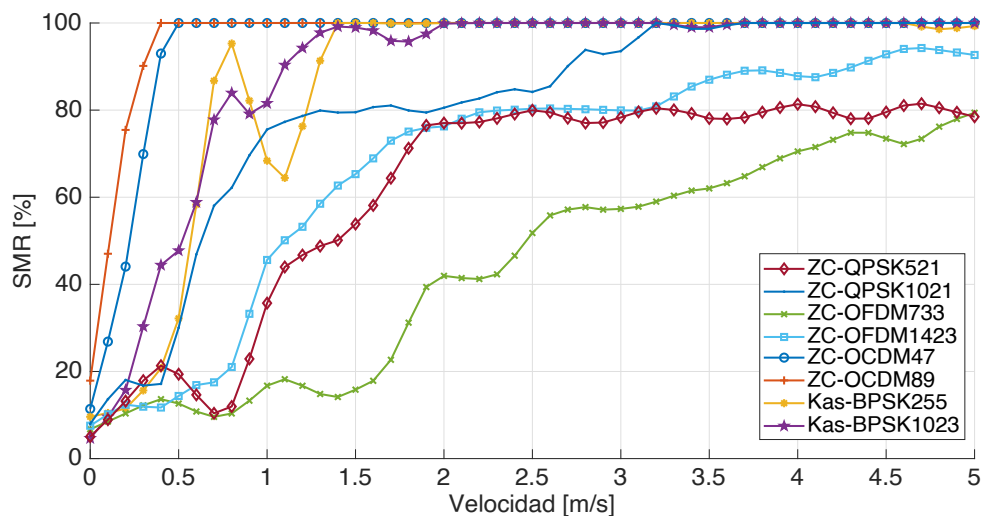


Figura 5.28: Valor del SMR como función de la velocidad relativa entre emisor y receptor aplicando efecto Doppler.

Si bien los esquemas basados en secuencias Kasami parecen presentar bajos niveles de SMR para algunas velocidades concretas, esto se debe a la presencia del ruido de correlación, ya que como se observa en la figura 5.29, la amplitud del pico máximo de correlación se atenúa rápidamente conforme aumenta la velocidad, tal como sucedía en entornos aéreos. También puede observarse que la amplitud del pico en los esquemas ZC-QPSK y ZC-OFDM de menor longitud, solo cae por debajo del 60 % del pico sin Doppler, para velocidades superiores a 3.8 m/s aproximadamente.

Finalmente, la figura 5.30 presenta las funciones de ambigüedad de las correlaciones en función de la velocidad del receptor. En este caso se representan las del primer emisor para cada uno de los esquemas, complementando los resultados de las figuras anteriores y afirmando las conclusiones obtenidas.

En ambos esquemas ZC-OCDM se puede observar la aparición de picos secundarios, obteniendo una forma de cresta que durante instantes de tiempo tiene la misma amplitud que el pico principal. En los esquemas Kasami, se presenta también una robustez mayor con el esquema de menor duración, aunque ambos pierden por completo su pico principal para velocidades superiores a 1.5 m/s.

En los esquemas ZC-OFDM se puede observar la mínima desviación que presenta el



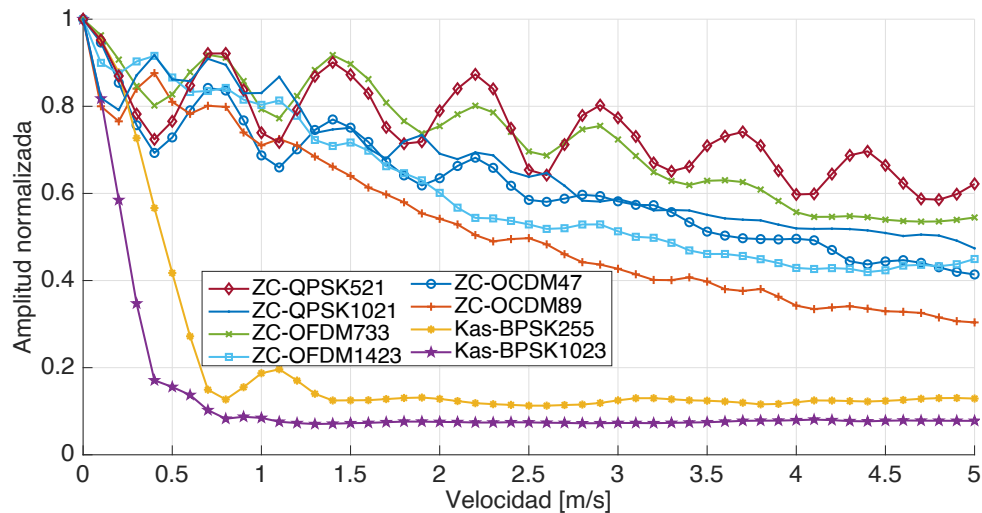


Figura 5.29: Amplitud normalizada del pico principal como función de la velocidad del receptor. Se normaliza a la amplitud del pico sin efecto Doppler.

pico de correlación principal, y la muy baja atenuación que presenta. Mientras que los esquemas ZC-QPSK, aunque tampoco se desvíen demasiado en el tiempo, si presentan una amplitud del pico principal variable, con valores más bajos para ciertas velocidades, y al igual que con OCDM, comienza a crecer un lóbulo lateral secundario, muy cercano al pico principal.

Respecto del desempeño de estos esquemas frente al Doppler, se ha concluido que las secuencias de menor duración presentan mayor robustez al efecto, destacando particularmente el esquema ZC-OFDM, seguido de ZC-QPSK. Aquellos que se han modulado con símbolos chirp ortogonales (OCDM), si bien el pico de correlación no se atenúa en gran proporción, este sufre un desplazamiento temporal elevado, y la aparición de una cresta de picos que dificulta la correcta detección de un único pico, y su posible corrección. Finalmente, respecto al esquema tradicional basado en secuencias Kasami, presenta la misma atenuación que se ha detectado en el entorno aéreo.

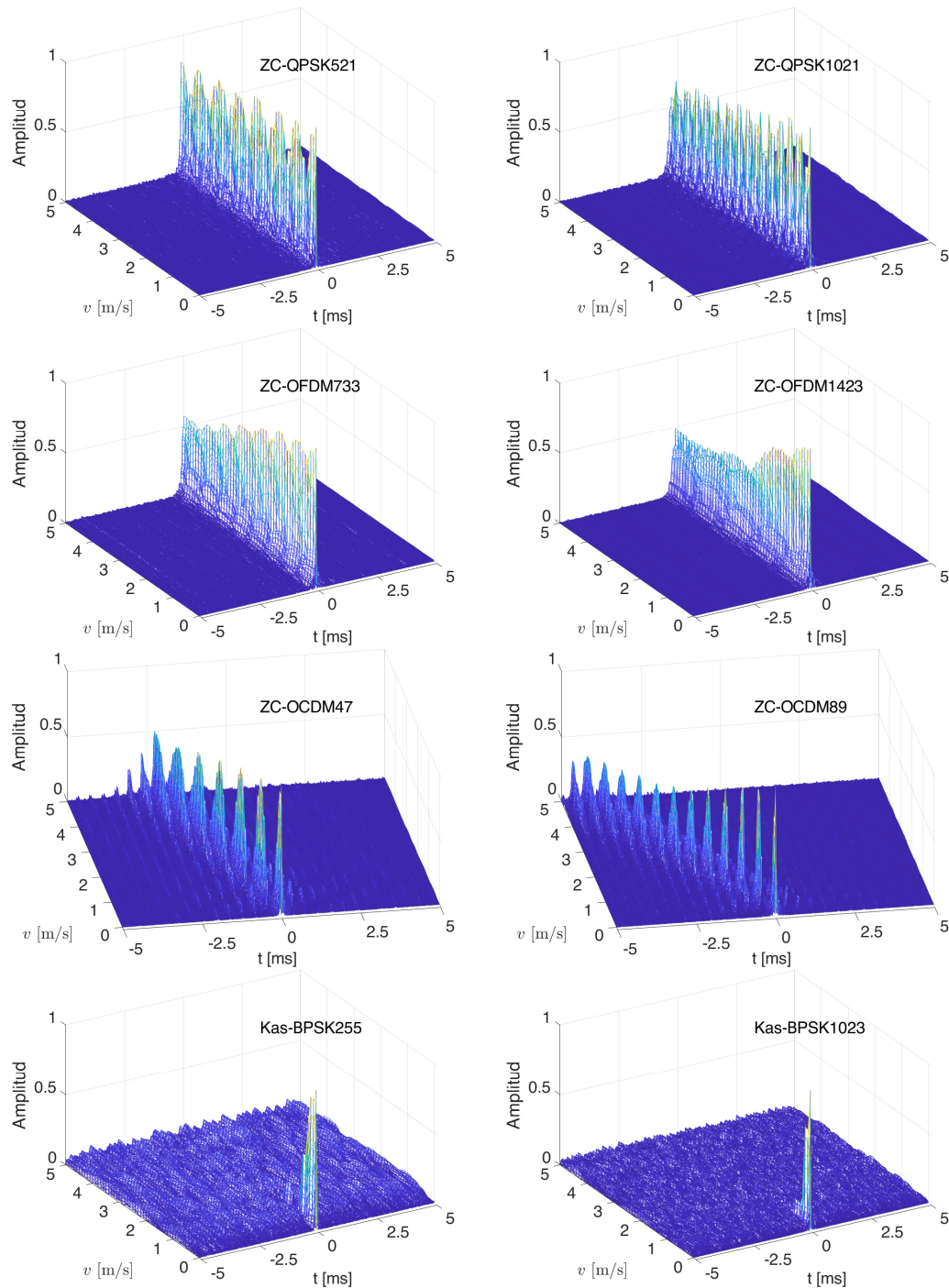


Figura 5.30: Funciones de ambigüedad de la correlación entre la señal recibida y el primer emisor de cada esquema a evaluar. Donde  $t = 0$  es el instante de detección del pico sin Doppler, evaluando en un rango de velocidad entre 0 y 5 m/s.

### 5.7.2 Pruebas experimentales en el muelle del puerto

El desarrollo de las pruebas experimentales, se ha llevado a cabo en el muelle del puerto mencionado anteriormente, el cual tiene una longitud total de casi 280 m, como se puede observar en la vista satelital de la figura 5.19. Para el estudio se tuvieron en cuenta dos configuraciones en las instalaciones del puerto: la primera de ellas para validar el efecto

de la longitud de la secuencia elegida, para ello, se emitieron dos señales con duraciones de 18 ms y 35 ms aproximadamente, empleando cada uno de los esquemas propuestos a una longitud de 100 m entre emisor y receptor. La segunda prueba, empleando las señales de mayor duración, donde se ha evaluado el desempeño de los esquemas emitidos a diferentes distancias, entre 100 m y 260 m, analizando la dificultad en la detección del pico de correlación. Tal como se mencionó anteriormente, las pruebas han sido realizadas considerando posiciones fijas de ambos transductores, por lo que no se ven afectadas por Doppler.

Durante las pruebas, se ha ubicado el receptor (R) por debajo de una estructura elevada, que lo aislaba de los muros y pilares del muelle, con la intención de minimizar los rebotes en ellos. Este se sumergió a aproximadamente 4 m, medidos desde el fondo hacia la superficie del mar, mientras que el emisor se ha ubicado en las posiciones E1, E2 y E3 a distancias de 104, 171 y 260 m respectivamente del receptor. El emisor se montó sobre una estructura rígida de 3 m de largo, lo que permitió orientarlo en la dirección del receptor, y sumergirlo a 1.5 m de la superficie. La figura 5.31 muestra el montaje previo al inicio de la emisión, con el equipamiento introducido en la sección 5.2, donde se puede observar el generador de señales y el bloque de sincronismo, conectados al transductor RESON presentados.

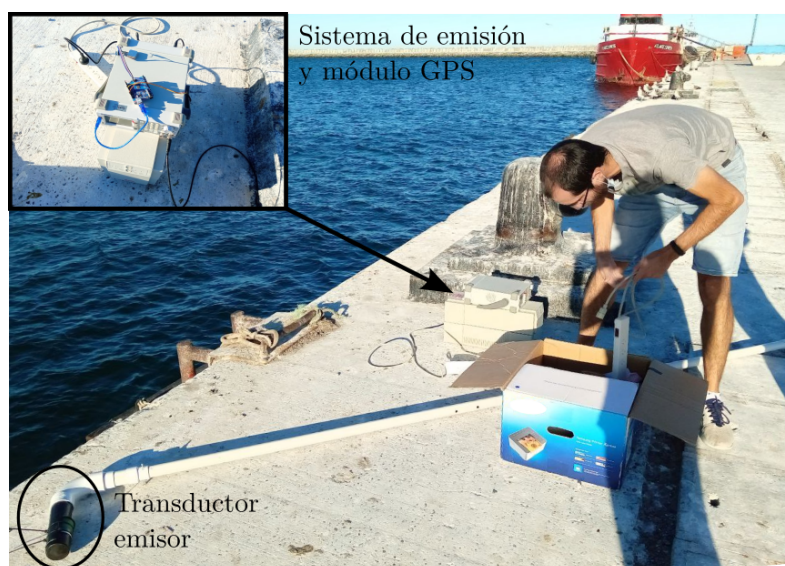


Figura 5.31: Foto del montaje del emisor en las instalaciones del puerto.

Para la realización de las pruebas se aprovechó la hora previa y posterior a la pleamar, ya que permiten tener un mayor nivel de agua en el mar y con menor variación. Por otra parte, si bien al momento de realizar las pruebas se encontraban algunas embarcaciones amarradas al muelle, dado el nivel de agua en ese momento, éstas no generaban interrupciones en la recepción, aunque sí ecos de la señal emitida. El día en el que se realizaron las pruebas, la velocidad del viento se consideró de 5 km/h ( $\sim 1.4$  m/s), una temperatura ambiente de 27 °C, y del mar a 15 °C. Los datos de viento y temperatura

ambiente fueron extraídos del pronóstico local en ese momento. Las medidas de separación entre emisor y receptor, se obtuvieron directamente de la imagen satelital, por lo que son valores aproximados.

#### 5.7.2.1 Efecto de la longitud de las secuencias

Tal como se ha visto en entornos aéreos y en simulaciones previas, la longitud de las secuencias repercute directamente en la ganancia de proceso final, por lo que a mayor longitud de señal emitida, mayor amplitud tendrá el pico de correlación, mejorando la robustez frente al ruido. Por lo tanto, se realizó la prueba emitiendo por cada esquema dos señales, una de duración 18 ms y otra de 36 ms aproximadamente, para lo cual se han utilizado las mismas señales configuradas con los parámetros de la tabla 5.8. Por cada señal de prueba, se capturaron 200 emisiones consecutivas, espaciando cada emisión en ventanas de 50 ms, para no afectar las emisiones adyacentes.

En la figura 5.32 se presentan las capturas de la señal recibida indicando la ventana de tiempo donde se realiza la correlación, la propia correlación y el espectro en frecuencia del esquema evaluado. Las líneas negras verticales de la señal recibida indican la ventana de tiempo donde se ha realizado la correlación. En todas las capturas se puede observar la presencia de un nivel de ruido elevado, aunque de baja frecuencia, como se puede apreciar en las FFT representadas a la derecha.

El ruido detectado se encuentra en las frecuencias cercanas a los 30 kHz y otro a 50 kHz, repetidos periódicamente cada 60 ms y 320 ms respectivamente, tal como se presenta en la figura 5.33. Sin embargo, como las señales emitidas se encuentran en una banda de frecuencia superior, la propia correlación filtra el ruido, por lo que no afecta a la señal a detectar, como se pudo observar en las correlaciones de la figura 5.32.

Finalmente, de las medidas adquiridas, se realizó la detección del pico de correlación empleando el mismo algoritmo usado para las simulaciones. Utilizando la señal de sincronismo, y el período de repetición de las emisiones cada 50 ms, se ha determinado el error absoluto entre la ubicación esperada del pico de correlación y la detectada. Al momento de realizar la búsqueda de picos candidatos en la correlación, surgen varios errores sistemáticos que alteran el valor real, tales como la estimación de distancia de separación obtenida por las imágenes satelitales, diferencia en las frecuencias de muestreo de los dispositivos emisores y el receptor, variación en la temperatura del agua y la estimación de la velocidad de propagación del sonido, entre otros. Todo ello hace que en la estimación del error surja un error sistemático el cual se ha restado del valor absoluto, para alcanzar la variación concreta en las detecciones de los picos de correlación. Teniendo en consideración lo expresado, a continuación se exponen los resultados y las conclusiones parciales recabadas. Cabe destacar, que de las emisiones procesadas, se obtuvo el 100 % de medidas válidas.

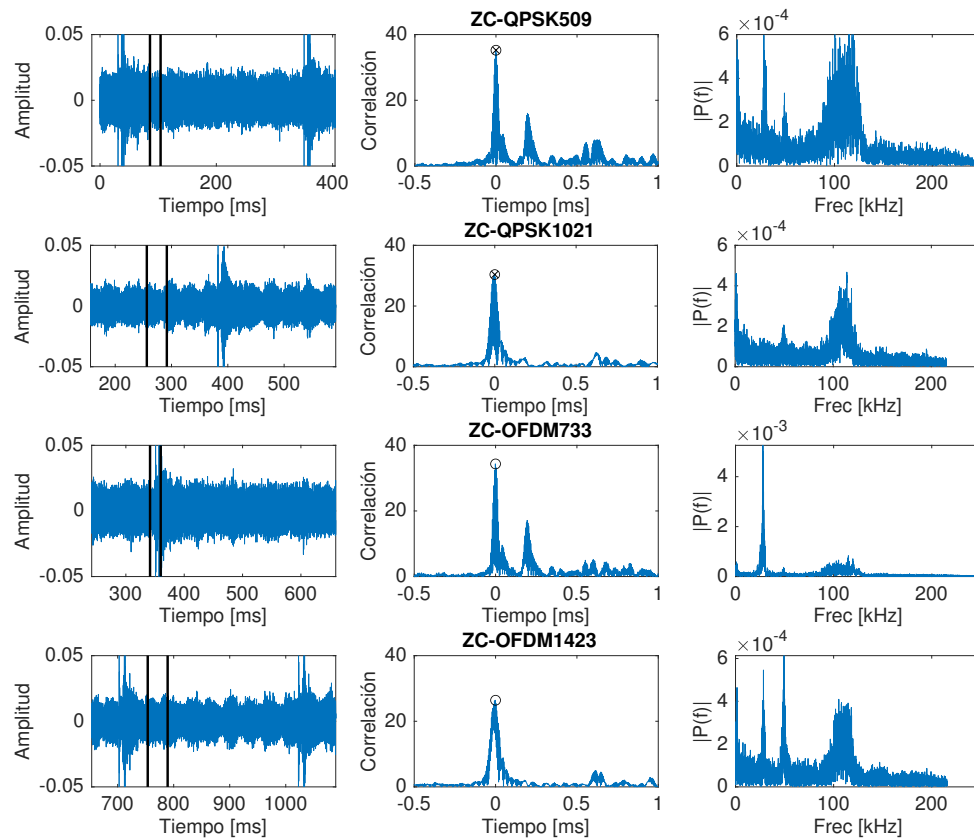


Figura 5.32: (izquierda) señal grabada indicando la ventana de tiempo correspondiente a la correlación mostrada con cada esquema, (centro) correlación con el esquema correspondiente y (derecha) espectro en frecuencia de la señal recibida.

La figura 5.34 presenta la CDF del error absoluto en la detección del tiempo de vuelo, de la cual se puede destacar que los esquemas evaluados presentan errores menores a  $125 \mu\text{s}$  para el 90 % de las medidas, presentando una leve diferencia los esquemas ZC-OCDFM, ZC-OFDM y Kas-BPSK en sus versiones de señal más corta, mientras que ambos esquemas ZC-QPSK presentan errores por debajo de los  $50 \mu\text{s}$  para el 90 % de las medidas.

En lo que respecta a la amplitud de los lóbulos laterales, la figura 5.35 presenta los valores de SMR para las correlaciones detectadas. Aquí se puede observar que ambos esquemas ZC-QPSK en sus dos variantes y la codificada en Kasami con su variante de 1023, presentan lóbulos laterales que no superan del 10 % del pico principal para el 90 % de las medidas. El resto de esquemas van incrementando su valor, hasta llegar a ZC-OCDFM47 que presenta un SMR inferior al 47 % para el 90 % de las medidas, aunque para el nivel de ruido manejado aún siguen siendo valores aceptables, que permiten detectar correctamente los picos de correlación. Esto se traduce en valores bajos de error absoluto.

Finalmente, la tabla 5.9 muestra los valores medios y desviaciones típicas para los errores obtenidos en la detección del tiempo de vuelo. Nuevamente se ha de destacar que los esquemas ZC-QPSK en sus dos variantes junto con Kas-BPSK1023, son los esquemas que menores errores presentan.

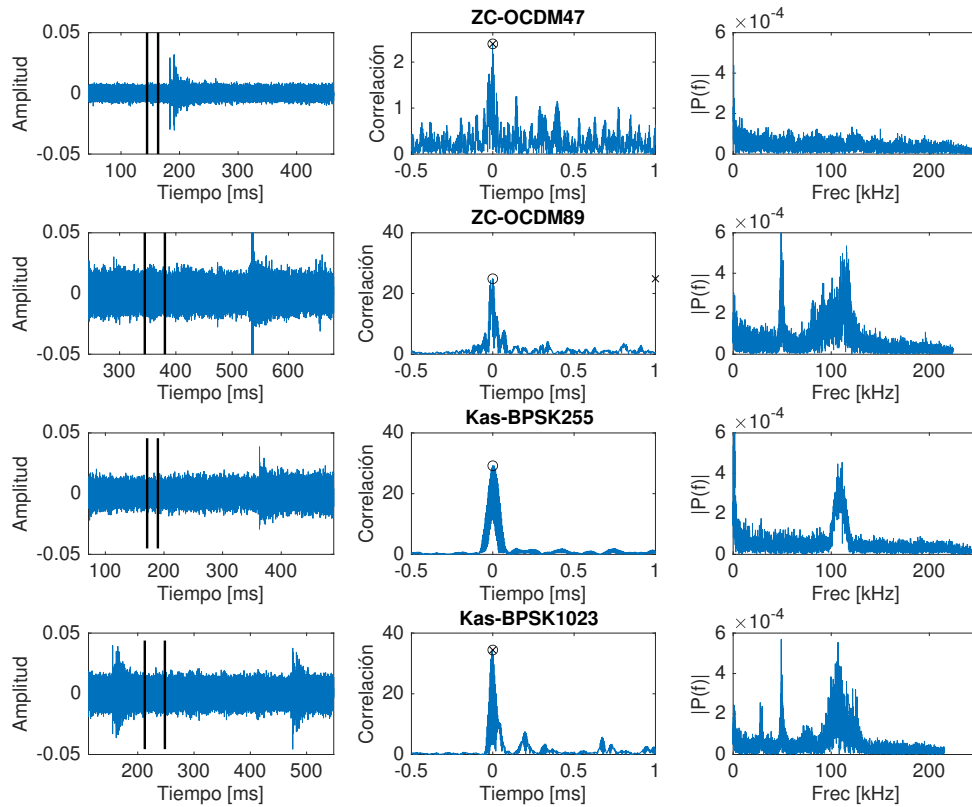


Figura 5.32: Continuación.

Tabla 5.9: Valores medio ( $\mu$ ) y desviación típica ( $\sigma$ ) en microsegundos del error absoluto en las medidas del tiempo de vuelo.

	ZC-OCDM		Kas-BPSK		ZC-OFDM		ZC-QPSK	
	$L = 47$	$L = 89$	$L = 255$	$L = 1023$	$L = 733$	$L = 1423$	$L = 521$	$L = 1021$
$\mu$ [ $\mu\text{s}$ ]	49.8	28.66	34.39	20.03	24.67	28.81	19.46	20.06
$\sigma$ [ $\mu\text{s}$ ]	49.00	42.80	32.38	16.47	18.97	23.10	16.89	16.93

### 5.7.2.2 Medida del tiempo de vuelo a diferentes distancias

Para estas pruebas se utilizaron las señales de mayor duración, ya que permiten aumentar la ganancia de proceso, y se le ha asignado una secuencia diferente a cada emisor. Las pruebas se realizaron bajo las mismas condiciones que las anteriores, realizando 200 grabaciones por cada esquema en cada distancia, esta vez emitiendo desde las posiciones E1, E2 y E3, a distancias de 104 m, 171 m y 260 m respectivamente, como se ha presentado en la figura 5.21. Al momento de realizar las capturas de señal, también se encontraban presentes ambos ruidos a 30 kHz y 50 kHz. Por otra parte, es evidente que al alejar el emisor, y con una fuente de ruido presente, la SNR en cada una de estas medidas se ve disminuida considerablemente. Sin embargo, aún en estas condiciones, ha sido posible detectar los picos de correlación.

Para la detección de los picos de correlación, se ha aplicado el algoritmo de detección desarrollado, el cual permite descartar medidas que no cumplan con los criterios establecidos por los umbrales.

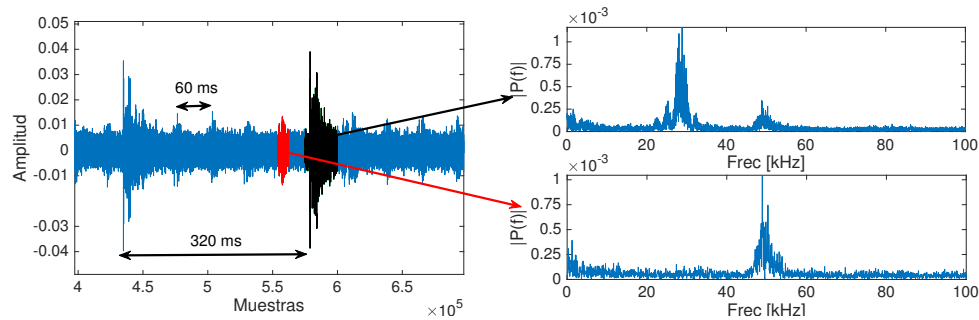


Figura 5.33: Ruido captado en la recepción de la señal y el espectro en frecuencia que ocupa cada uno de ellos.

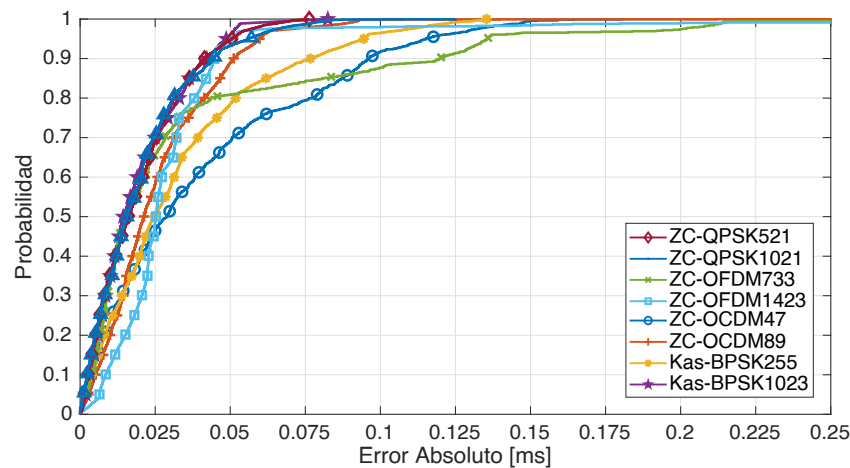


Figura 5.34: CDF del error absoluto en la detección del pico de correlación, comparando diferentes longitudes de señales.

La figura 5.36 presenta la CDF del error absoluto en la detección del TOF, para cada esquema a evaluar y en las tres posiciones del emisor, donde puede observarse para la primera distancia, que los resultados para cada esquema son muy próximos, y con errores por debajo de los  $65 \mu\text{s}$  en el 90 % de las medidas.

En la segunda distancia donde se encuentra el Emisor 2, solo el esquema ZC-OCDM sufre un incremento del error absoluto más significativo que el resto de esquemas, con errores por debajo de  $90 \mu\text{s}$  en el 90 % de las medidas. Finalmente en la tercer distancia a 260 m de separación, todos los esquemas han sido más afectados. El que ofrece resultados menos favorables ha sido el esquema ZC-OFDM alcanzando valores cercanos a los  $150 \mu\text{s}$  en el 90 % de las medidas (equivalente a unos 22 cm a una velocidad de propagación del sonido de 1505 m/s). Luego sigue el esquema ZC-OCDM, que posee un incremento más acelerado en el error de las medidas, aunque junto a los dos esquemas restantes, tienen errores menores a  $90 \mu\text{s}$  en el 90 % de las medidas.

Respecto al nivel de los lóbulos laterales, la figura 5.37 muestra los valores de SMR de las correlaciones obtenidas. En los resultados se sigue observando la presencia de lóbulos laterales con mayor amplitud en el esquema ZC-OCDM, aunque en ningún momento superan la mitad de la amplitud del pico principal. En el resto de los esquemas, el nivel

de SMR es más que favorable, con valores por debajo del 10 % para el Emisor 2, y por debajo del 35 % para el Emisor 3, para el 90 % de las medidas.

En el caso de la posición del Emisor 1, que ha presentado valores superiores de SMR en algún esquema con respecto a la posición del Emisor 2, se ha asumido que este incremento se debía a la cercanía del Emisor 1 a una estructura rectangular. La misma se encontraba justo a mitad de camino entre el emisor y el receptor, lo que pudo haber producido algún eco particular que ha incrementado los lóbulos laterales en algunas medidas.

En la tabla 5.10 se presentan los valores medios, desviación típica y cantidad de medidas válidas de las 500 repeticiones en las pruebas realizadas a diferentes distancias. Los resultados se corresponden con las conclusiones obtenidas de las CDFs del error absoluto y el SMR. En el primer punto de prueba con el Emisor 1, se han obtenido valores medios de error en el orden de los 24  $\mu\text{s}$  para los esquemas, a excepción del esquema ZC-QPSK, con un valor medio de 20.6  $\mu\text{s}$ . En la posición del Emisor 2, ya se observa un incremento del error medio para el esquema ZC-OCDM, cercano a 45  $\mu\text{s}$ , mientras que el esquema Kas-BPSK pareciera disminuir levemente la media del error a 21  $\mu\text{s}$ . Finalmente, en la tercer distancia, se aprecia un error considerable en los esquemas ZC-OCDM y ZC-OFDM, alcanzando una media de errores en torno a 60  $\mu\text{s}$  y 84  $\mu\text{s}$  respectivamente, equivalentes a errores de 9 cm y 12 cm aproximadamente.

En este tercer escenario de prueba, además de la atenuación propia de la propagación del sonido en una distancia mayor, aumenta también el efecto multicamino debido a las réplicas tanto en el fondo como en la superficie del mar y posibles obstáculos que se encuentren en el suelo submarino. Tal como se mencionó anteriormente, la presencia de embarcaciones en el muelle del puerto, puede haber incorporado otras réplicas cercanas a la del camino directo que incrementen la presencia de lóbulos laterales, o de picos cercanos al principal que afecten a su amplitud.

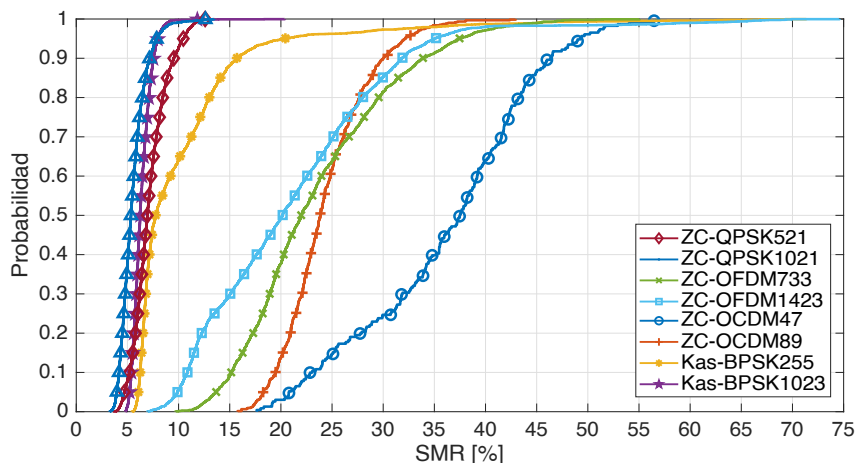


Figura 5.35: CDF de la relación entre el máximo lóbulo lateral y el pico principal (SMR), para los esquemas de diferente duración.



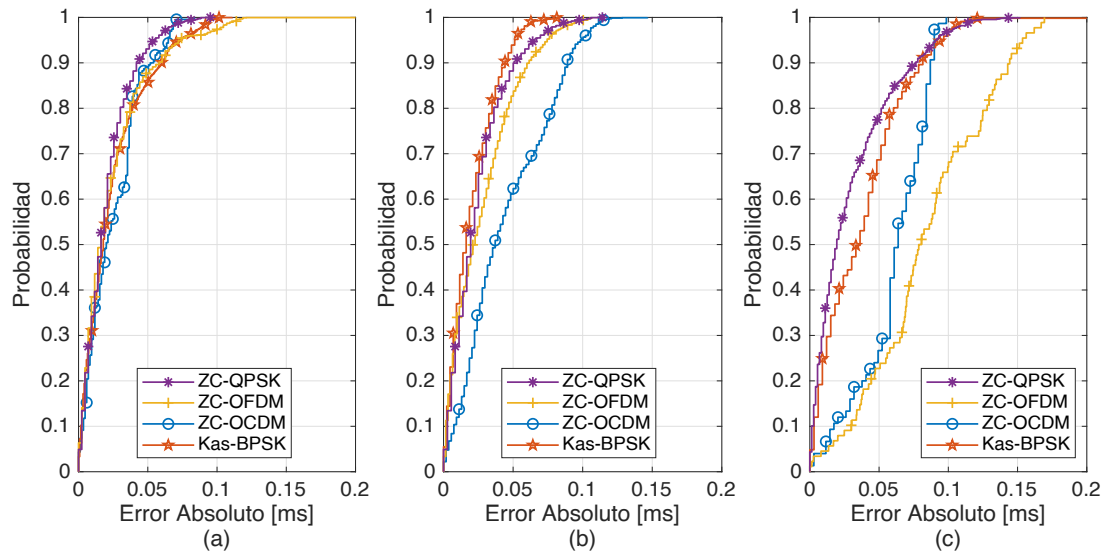


Figura 5.36: CDF del error absoluto en la detección del pico de correlación, comparando los esquemas de mayor duración a diferentes distancias de separación entre emisor y receptor (a) Emisor 1 a 104 m, (b) Emisor 2 a 171 m y (c) Emisor 3 a 260 m.

## 5.8 Conclusiones

En este capítulo se ha evaluado el desempeño de los esquemas propuestos basados en el uso de secuencias Zadoff-Chu, y moduladas con diferentes esquemas, en sistemas de posicionamiento subacuáticos basados en la medida de tiempos de vuelo. Los esquemas de modulación empleados son: por modulación en fase (QPSK), por frecuencias ortogonales (OFDM), y con símbolos chirp ortogonales (OCDM), y han sido contrastados con el esquema tradicional basado en secuencias Kasami y moduladas en fase (BPSK).

El estudio ha contemplado pruebas empleando un modelo de simulación del entorno, considerando la fenomenología típica del ambiente subacuático; y también pruebas experimentales en dos escenarios posibles: una piscina y el muelle de un puerto. De las pruebas realizadas y el análisis de los resultados obtenidos, se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- De las simulaciones en estático realizadas en la piscina, no se ha observado una marcada diferencia en el desempeño de los esquemas evaluados, donde los errores máximos obtenidos en la medida de los tiempos de vuelo eran del orden de  $20 \mu\text{s}$ , equivalentes a 3 cm aproximadamente. Se ha podido comprobar la robustez que presentan frente a la elevada presencia del multicamino. Para estas pruebas se ha contemplado un perfil de batimetría vertical y uno adicional con el perfil horizontal, para considerar el rebote en las paredes de la piscina.
- Con las pruebas experimentales en la piscina se han validado los resultados obtenidos en las simulaciones. En ambas pruebas se ha observado un valor elevado en la presencia de lóbulos laterales en el esquema ZC-OCDM, principalmente en las cercanías del pico de correlación.

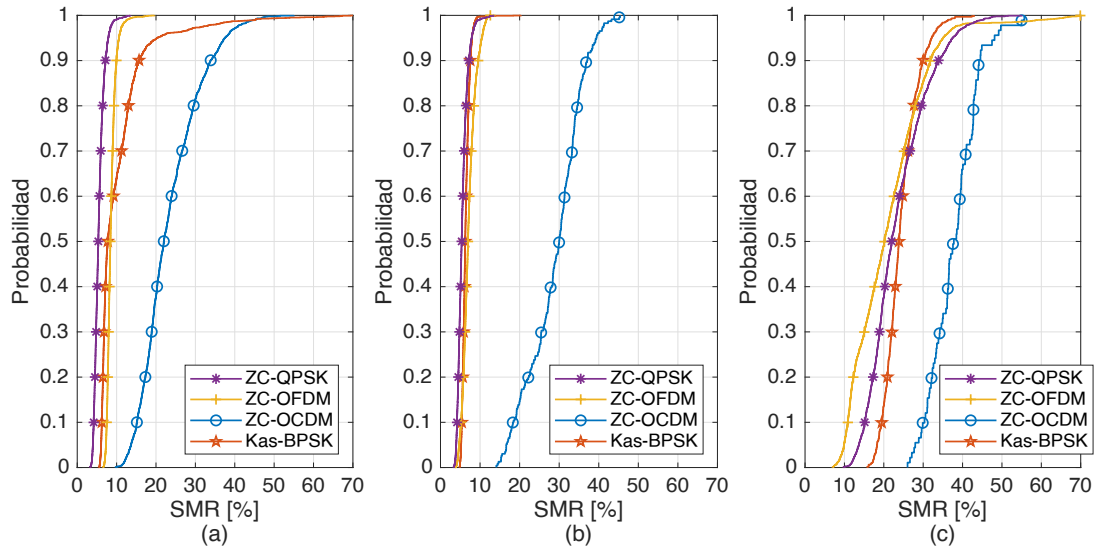


Figura 5.37: CDF de la relación entre el máximo lóbulo lateral y el pico principal (SMR), para los esquemas evaluados a diferentes distancias de separación entre emisor y receptor (a) Emisor 1 a 104 m, (b) Emisor 2 a 171 m y (c) Emisor 3 a 260 m.

- De las simulaciones contemplando el muelle del puerto, se ha evaluado el desempeño a diferentes distancias de los esquemas propuestos. Para ello se han considerado 3 emisiones a 104 m, 171 m y 260 m de separación entre los emisores y el receptor, empleando un esquema CDMA de emisión simultánea. Para los dos primeros emisores, los errores en el cómputo de los tiempos de vuelo han sido menores a  $100 \mu\text{s}$  en el 90 % de las medidas y para los cuatro esquemas propuestos. En el último emisor, los resultados se han visto drásticamente afectados por el efecto cerca-lejos y el ruido introducido por la correlación cruzada. Se ha advertido además un incremento considerable en los valores de SMR, indicando un elevado aumento en la amplitud de los lóbulos laterales cercanos al pico principal de correlación.
- Se ha evaluado por medio de simulación el efecto Doppler introducido por el movimiento relativo entre emisor y receptor, considerando un espacio abierto con una separación de 50 m entre estos. En este estudio se han analizado los cuatro esquemas propuestos en una variante de corta duración y otra de larga duración. Los resultados han confirmado la robustez de los esquemas codificados con secuencias Zadoff-Chu, principalmente con las modulaciones QPSK y OFDM, conservando en gran medida el pico de correlación con gran amplitud, y una desviación temporal inferior al resto de esquemas. También se ha cotejado la gran atenuación que sufren las secuencias Kasami frente a este entorno. Del estudio ha surgido también que las señales de menor duración tienen una mayor robustez frente a este efecto, sufriendo menos impacto en el pico de correlación.
- Las pruebas experimentales en estático en el puerto, han permitido comprobar que las señales de mayor duración presentan los mejores resultados, debido a la ganancia de proceso que aportan a la correlación. Con lo cual se manifiesta una relación

Tabla 5.10: Valores medio ( $\mu$ ) y desviación típica ( $\sigma$ ) en microsegundos del error absoluto en las medidas del tiempo de vuelo. Se indica además el porcentaje de medidas válidas (MV) para cada esquema.

	ZC-OCDM	Kas-BPSK	ZC-OFDM	ZC-QPSK
Emisor 1 (104 m)				
$\mu$ [ $\mu$ s]	24.67	23.95	24.44	20.06
$\sigma$ [ $\mu$ s]	18.96	22.66	51.43	16.93
MV [%]	100	100	100	100
Emisor 2 (171 m)				
$\mu$ [ $\mu$ s]	44.78	21.13	27.25	23.37
$\sigma$ [ $\mu$ s]	30.97	16.46	23.65	20.32
MV [%]	100	100	100	100
Emisor 3 (260 m)				
$\mu$ [ $\mu$ s]	60.31	37.45	84.11	39.84
$\sigma$ [ $\mu$ s]	25.07	30.03	42.61	39.20
MV [%]	92	100	97.5	100

de compromiso en la elección de la duración de las señales, entre las pruebas en estático y las simulaciones en movimiento. Los esquemas ZC-QPSK y Kas-BPSK han demostrado un mejor desempeño, seguido de ZC-OFDM.

- En las pruebas experimentales, se han obtenido resultados comparables con las simulaciones realizadas, con errores cercanos a los 50  $\mu$ s en las distancias de 104 m y 171 m, mientras que para las distancias mayores se han visto perjudicados los esquemas ZC-OFDM y ZC-OCDM, con errores por debajo de los 150  $\mu$ s y 90  $\mu$ s respectivamente en el 90 % de las medidas.
- Las conclusiones resultantes se correlacionan con las obtenidas en aire, principalmente en lo referido al efecto Doppler y al efecto cerca-lejos. Los esquemas propuestos han ofrecido un mejor desempeño en la mayoría de las pruebas. El esquema ZC-QPSK principalmente en estático, y también con ZC-OFDM en entornos en movimiento afectados por Doppler.



## Capítulo 6

# CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El presente capítulo tiene por objeto recopilar las principales conclusiones y aportaciones que se derivan del estudio realizado en esta tesis. También se expondrán los trabajos y líneas de investigación que pueden ser abordados en el futuro, como consecuencia de las aportaciones realizadas. Finalmente, se incluyen los trabajos publicados durante la elaboración de la tesis relacionados con los diversos aspectos tratados en la misma.

### 6.1 Conclusiones

Durante el desarrollo de esta tesis, se han enfocado los esfuerzos en el diseño de un esquema de codificación y modulación robusto frente al efecto Doppler, para ser utilizado en sistemas de posicionamiento de entidades móviles a partir de la medida de tiempos de vuelo, tanto en espacios interiores en aire, como en entornos subacuáticos.

Con esta premisa, se analizaron distintos esquemas de codificación, incluyendo las propuestas más prometedoras para este tipo de aplicaciones: códigos Kasami, Gold, LS o Huffman, entre otros. Tras la comparativa realizada, se enfocó la propuesta de la tesis al análisis del desempeño en entornos aperiódicos de secuencias polifásicas Zadoff-Chu (ZC) dado su buen desempeño ante el efecto Doppler. Se han evaluado distintos esquemas de modulación para ofrecer una localización ultrasónica de precisión tanto en entornos interiores, como en subacuáticos. La metodología de análisis incluye modelado y simulación, así como el contraste y validación con pruebas reales.

Para la obtención del esquema de codificación y modulación necesario, se han planteado una serie de objetivos parciales, los cuales han sido desarrollados en cada uno de los capítulos de esta tesis. A continuación, serán presentadas las conclusiones extraídas en cada uno de estos.

- El Capítulo 2 destaca la importancia en la correcta elección de códigos o secuencias en los sistemas de posicionamiento basados en la medida de tiempos de vuelo, ya que requieren de familias de códigos con buenas propiedades de autocorrelación y correlación cruzada. En este sentido, se revisan y analizan comparativamente los códigos más utilizados en la literatura para este tipo de aplicaciones, así como también diferentes esquemas de modulación, enfocando su uso en sistemas de medida basados en la medida de tiempos de vuelo. Adicionalmente, se estudian y comparan diferentes modelos de simulación, que permiten evaluar los esquemas propuestos previo a la realización de pruebas experimentales.

De este estudio destacan las ventajas de las secuencias Zadoff-Chu frente al desplazamiento en frecuencia debido al efecto Doppler, con mejores resultados comparados con los códigos Kasami o LS tradicionales, típicamente utilizados en los sistemas de posicionamiento. Por otro lado, se propone como novedad un esquema que combina el uso de secuencias ZC moduladas con símbolos chirp ortogonales.

Del estudio realizado en este capítulo, se concluye en la elección de los esquemas de codificación/modulación para su evaluación en los capítulos posteriores. Estos son: esquemas de modulación en fase (QPSK), por saltos de frecuencia (Slow-FH y Fast-FH), por frecuencias ortogonales (OFDM), y como aportación novedosa de la tesis, empleando símbolos chirp ortogonales (OCDM).

- El Capítulo 3 analizó el uso de los códigos ZC en entornos aperiódicos, tanto en banda base, como modulados empleando los esquemas propuestos. A raíz de este estudio, se ha elaborado un método de elección de secuencias dentro de la familia ZC, a partir de un conjunto de semillas de generación, denominadas favoritas, que resultan en secuencias con las mínimas cotas de autocorrelación (AC) y correlación cruzada (CC). El uso de estas semillas favoritas, mejora las cotas sin afectar otras características de las secuencias. Obsérvese que este tipo de códigos se han usado habitualmente en emisión periódica, con lo que su extensión a emisión aperiódica y la selección de semillas favoritas puede resultar muy útil para este tipo de aplicaciones en las que predominan emisiones espaciadas en modo ráfaga.

De entre las distintas propuestas, destacan la modulación en fase QPSK y OFDM sobre las demás, tanto por las cotas de AC y CC como en sus métricas generales. A su vez, se puede observar un desempeño inferior por parte de ambos esquemas basados en el salto de frecuencias (Slow-FH y Fast-FH), debido a la presencia de lóbulos laterales elevados en las autocorrelaciones.

- El Capítulo 4 ha presentado el análisis de los esquemas propuestos aplicados a sistemas de posicionamiento local aéreos, donde se evaluó su desempeño por medio de modelos de simulación y pruebas experimentales.

El sistema de posicionamiento considerado, contempló cinco emisores ultrasónicos, donde a cada emisor acústico se le asignó una secuencia diferente de una misma

familia de códigos. Este esquema permitió evaluar su desempeño en la medida de tiempos de vuelo y/o estimación de la posición del receptor.

Para el estudio de los esquemas propuestos, se han modelado efectos del entorno que suelen afectar a este tipo de sistemas, como: ruido ambiente, el efecto del transductor, multicamino, cerca-lejos y Doppler (debido al movimiento relativo entre emisor y receptor). Se ha estudiado su impacto en el desempeño de los esquemas propuestos, comparando estos resultados con el esquema tradicional basado en secuencias Kasami moduladas en fase (BPSK). Estos efectos han sido la base para la elaboración de una herramienta de simulación con una interfaz gráfica, en la cual se ha colaborado en su desarrollo.

Tanto en las simulaciones como en las pruebas experimentales en estático, se ha observado un desempeño equivalente entre el esquema ZC-QPSK y el basado en secuencias Kasami, presentando ambos las mejores métricas entre los esquemas evaluados. Sin embargo, al incorporar el efecto Doppler debido a la velocidad relativa entre emisor y receptor, las secuencias Kasami se ven fuertemente atenuadas, mientras que los esquemas ZC-QPSK y ZC-OFDM destacan por la baja atenuación presentada, aunque con una desviación temporal proporcional a dicha velocidad.

Nuevamente, se ha evidenciado el bajo desempeño de los esquemas basados en saltos de frecuencia (Slow-FH y Fast-FH), principalmente frente al efecto cerca-lejos y al Doppler, a causa de los elevados lóbulos laterales. La baja longitud de las secuencias ZC utilizadas para generar estas secuencias, no aporta la robustez necesaria para entornos agresivos.

Adicionalmente, se ha colaborado en el desarrollo de una aplicación de simulación que contempla los efectos empleados en el modelo del entorno aéreo, aportando una herramienta educativa y para investigadores que se inicien en la temática.

Para la mejora en la detección del pico de correlación, se ha desarrollado un algoritmo de búsqueda que mejora la detección del primer pico en entornos con presencia de multicamino. Además, permite descartar medidas cuando la presencia de ruido es elevada, o si una baliza se ve atenuada por el efecto cerca-lejos, y su correlación se encuentra muy por debajo de la baliza más cercana al receptor. Su utilización mejora los resultados de los algoritmos de posicionamiento, eliminando previamente *outliers*.

- El Capítulo 5 ha presentado los resultados análogos al anterior, pero en entornos subacuáticos. En este caso se realizaron simulaciones y pruebas experimentales en una piscina, siendo este un entorno con elevado multicamino; y en el muelle de un puerto, como entorno abierto y a mayores distancias entre emisor y receptor. Las pruebas experimentales se realizaron en estático, es decir, contemplando el emisor y receptor en posiciones fijas. Mientras que en las simulaciones, se incorporó el movimiento del receptor para la evaluación del efecto Doppler.

De los resultados en estático, tanto en simulación como en las pruebas experimentales,

se pudo concluir que el esquema ZC-QPSK presenta la robustez y las características necesarias para la correcta detección de los picos de correlación. Además, presentó resultados similares a los ofrecidos por las secuencias Kasami, cubriendo grandes rangos de distancia, e incluso en presencia de excesivo multicamino.

Respecto al efecto Doppler, se observó resultados de simulación equivalentes a los obtenidos en espacios aéreos. Sin embargo, estos no pudieron ser validados con pruebas experimentales, por falta de infraestructura para la obtención de un *ground truth*. No obstante, en este entorno la velocidad produce un menor efecto destructivo de las secuencias Kasami que en espacios aéreos, dada la diferencia que existe en la elevada velocidad de propagación del sonido en el agua.

## 6.2 Aportes novedosos

El principal aporte de esta tesis es la propuesta de un esquema de codificación y modulación para la emisión de señales acústicas, con la robustez frente a las interferencias típicas en los sistemas de posicionamiento: ruido, efecto multicamino, cerca-lejos y a los cambios en frecuencia por efecto Doppler; todo ello considerando aspectos habituales de trabajo con señales reales, como acceso múltiple o emisiones aperiódicas. El sistema emplea secuencias Zadoff-Chu moduladas en fase (QPSK), para su utilización en sistemas de posicionamiento basados en la medida de tiempos de vuelo, y afectados principalmente por Doppler. En la búsqueda de cumplir con el objetivo principal, surgieron los aportes listados a continuación:

- ✓ Desarrollo de un método novedoso para la elección de semillas de generación de secuencias Zadoff-Chu. Este método permite asegurar las mínimas cotas de autocorrelación y correlación cruzada en emisiones aperiódicas, en función de la longitud deseada.
- ✓ Aplicación de una familia de señales codificadas con secuencias Zadoff-Chu y moduladas con un esquema QPSK, en sistemas de posicionamiento aperiódicos en entornos aéreos y subacuáticos. El conjunto de señales utilizado presenta, en comparación con el esquema tradicional: excelentes propiedades de correlación, mayor flexibilidad en la elección de longitudes de secuencia, y mayor robustez frente al efecto Doppler o a los cambios de frecuencia de la señal emitida. Si bien el desempeño de este esquema en emisiones estáticas es equivalente al esquema clásico basado en secuencias Kasami, presentan una mejora sustancial en las medidas de tiempos de vuelo con el receptor en movimiento.
- ✓ Propuesta de dos esquemas de modulación adicionales para las secuencias Zadoff-Chu basados en el uso de frecuencias ortogonales (OFDM) o símbolos chirp ortogonales (OCDM). Estos aportan una mayor flexibilidad en la asignación del ancho de



banda, con un espectro más estrecho y acotado en comparación con la modulación QPSK. Aunque el esquema OCDM presenta lóbulos laterales mayores a los otros dos esquemas, su desempeño frente al efecto Doppler es mejor en comparación al esquema basado en secuencias Kasami.

- ✓ Desarrollo de un algoritmo de búsqueda de picos candidatos en la correlación, que permite minimizar el error en entornos afectados por multicamino. Este algoritmo se basa en la detección del pico de correlación de la primera llegada, y en el descarte de medidas inválidas en función de una serie de umbrales personalizables. Además, la decisión de descarte contempla los resultados de la recepción de los emisores restantes.
- ✓ Incorporación del modelado del efecto Doppler, y su validación mediante pruebas experimentales en entornos aéreos. Su uso permitió obtener una aproximación del comportamiento de los esquemas propuestos en entornos subacuáticos, dada la limitación en infraestructura para la realización de las pruebas experimentales correspondientes.
- ✓ Colaboración en el diseño y desarrollo de dos aplicaciones basadas en Matlab®, con interfaz gráfica que implementa los modelos de simulación, uno en espacios interiores aéreos, y otro en entornos subacuáticos. Ambas herramientas facilitan el estudio de esquemas de codificación y modulación, así como también la toma de decisiones teniendo en cuenta parámetros prácticos y del canal (despliegue de emisores/receptores, tipo de transductores, efectos del canal, algoritmia de más alto nivel), siendo de gran utilidad para actividades académicas y para la introducción de investigadores afines a la temática.
- ✓ Caracterización de impedancia y frecuencia del transductor Reson TC 1026, para su utilización a frecuencias en el orden de los 100 kHz, donde se detecta un mayor ancho de banda disponible.

### 6.3 Trabajos futuros

Teniendo en cuenta los objetivos planteados y los resultados obtenidos, se detallan a continuación posibles líneas de trabajo que pueden derivar de esta tesis:

- El sistema actual para la medida de tiempos de vuelo en entornos subacuáticos, debe almacenar los datos en bruto para su posterior procesamiento *offline*. Esto implica contar con un ordenador portátil para la comunicación con el dispositivo adquirente de datos, y espacio de almacenamiento disponible suficiente. La implementación de correladores, ya sea en dispositivos de lógica programable o en circuitos dedicados (ASICs), permitiría procesar las correlaciones en tiempo real, para obtener los tiempos de vuelo necesarios para el sistema de posicionamiento. Este tipo de

desarrollos, se considera de fundamental importancia para la realización de pruebas experimentales en el mar, con el objeto de dotar de autonomía al vehículo a localizar.

- Para el posicionamiento en espacios interiores, se dispone de un demostrador ALPS de fácil despliegue y calibración fruto del trabajo del grupo Geintra US&RF; sin embargo, en entornos subacuáticos, aún no se dispone de uno para la realización de pruebas reales. Por ello sería de gran interés la implementación en *hardware* de la etapa de generación y adaptación de señal para el transductor, que contemple la sincronización entre los demás emisores para lograr una emisión simultánea, y la independencia de un generador de señales. Adicionalmente, sería esencial conocer el límite de distancia de un sistema de posicionamiento de este tipo, en función de la longitud de la secuencia utilizada, el efecto cerca-lejos y la distribución de emisores.
- Los esquemas resultantes con secuencias Zadoff-Chu, presentan una desviación temporal producida por el cambio de frecuencia introducido por el efecto Doppler. Esta variación temporal, que aumenta linealmente con la velocidad relativa entre emisor y receptor, podría ser estimada conociendo la velocidad. Por ello, sería también conveniente combinar las medidas de velocidad (a obtenerse de forma externa) con el tiempo de vuelo obtenido, para minimizar el error en las estimaciones de distancia. En este sentido, habría que desarrollar los algoritmos que permitan corregir la desviación del pico de correlación en función de la velocidad, para la compensación del efecto Doppler.
- La incorporación de otros dispositivos, tales como giróscopos y acelerómetros, permitirían realizar una fusión de datos con los resultados obtenidos por la medida de tiempos de vuelo, que en conjunto minimizarían el error en la estimación de la posición, y aumentarían la tasa de medidas válidas. También sería conveniente la incorporación del posicionamiento basado en la medida de ángulos de llegada, aunque este método requiere incorporar receptores adicionales al vehículo a localizar.

## 6.4 Publicaciones derivadas de la tesis

### 6.4.1 Revistas internacionales

- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, David Gualda Gómez, Fernando Javier Álvarez, Teodoro Aguilera y Carlos De Marziani. Evaluation of Zadoff-Chu, Kasami, and chirp-based encoding schemes for acoustic local positioning systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 69 No. 8, pp. 5356–5368, 2019.
- María del Carmen Pérez Rubio, Álvaro Hernández, David Gualda Gómez, **Santiago Murano**, Jorge De Vicente Ranera, Francisco Ciudad Fernández, José Manuel

Villadangos y Rubén Nieto. Simulation Tool and Online Demonstrator for CDMA-Based Ultrasonic Indoor Localization Systems. *Sensors*, Vol. 22 No. 3, pp. 1038, 2022.

- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Joaquín Aparicio, David Gualda Gómez, Jorge De Vicente Ranera y Álvaro Hernández. Design of a complete simulator for underwater acoustic localization systems based on spread-spectrum signals. *Applied Acoustics*, Vol. s/n, 2022. Aceptada, 7 de julio de 2022. En producción 12 de septiembre 2022. Referencia: APAC\_109030.

#### 6.4.2 Congresos internacionales

- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, David Gómez, José Manuel Villadangos, Jesus Ureña, Carlos De Marziani y Álvaro Hernández. Doppler Effect Analysis on Zadoff-Chu and Kasami Sequences for an Ultrasonic LPS. En *Proceedings of the 8th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN2017*, página 212, 2017.
- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Jesus Ureña, Chris Bleakley y Carlos De Marziani. Comparison of Zadoff-Chu Encoded Modulation Schemes in an Ultrasonic Local Positioning System. En *2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, páginas 206–212, Sep. 2018.
- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Joaquín Aparicio y Carlos De Marziani. Doppler resilience evaluation of different encoding techniques for underwater acoustic ranging systems. En *2019 24th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, páginas 1627–1630. IEEE, 2019.

#### 6.4.3 Congresos nacionales y seminarios

- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Carlos De Marziani, Joaquín Aparicio y Ana Jiménez. Emisión de señales acústicas codificadas en un enlace subacuático, empleando técnicas CDMA y multiportadora. En *Sextas Jornadas de Jóvenes Investigadores de la Universidad de Alcalá*, páginas 287–298, 2017.
- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio y Carlos De Marziani. Modulaciones multiportadora para cómputo de distancias en redes de sensores subacuáticas. En *Libro de actas del XXIV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'17)*, 2017.
- Francisco Nombela, Enrique García, Álvaro Hernández, Pablo Poudereux y **Santiago Murano**. Estudio comparativo del uso de prefijo cíclico en Wavelet OFDM para

comunicaciones PLC. En *Libro de actas del XXIV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'17)*, 2017.

- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez, Chris Bleakley, Jesús Ureña y Carlos De Marziani. Diseño de esquemas de modulación para un sistema de posicionamiento local ultrasónico codificado con secuencias Zadoff-Chu. *Actas de las XXXIX Jornadas de Automática, Badajoz, 5-7 de Septiembre de 2018*, Vol. 39, 2018.
- **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Jorge Pires, Mariano Latosinski, Ivan Moyano Hassan y Darío Roldos. Caracterización de transductor y evaluación de esquemas de codificación y modulación en entornos subacuáticos. En *Libro de actas del XXVI Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'19)*, 2019.
- Jorge De Vicente Ranera, Carmen Pérez Rubio, Joaquín Aparicio, **Santiago Murano**, David Gualda Gómez, Álvaro Hernández y Alejandro García-Requejo. Diseño de un simulador para sistemas de localización acústicos subacuáticos basados en secuencias de espectro ensanchado. En *Libro de actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'21)*, 2021.
- Jorge De Vicente Ranera, Carmen Pérez Rubio, David Gualda Gómez, **Santiago Murano**, Álvaro Hernández y Alejandro García-Requejo. Herramienta de simulación para la evaluación de secuencias de espectro ensanchado en sistemas de posicionamiento ultrasónicos. En *Libro de actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'21)*, 2021.

# Bibliografía

- [AAF<sup>+</sup>10] Fernando J Alvarez, Teodoro Aguilera, Juan A Fernández, José A Moreno y Antonio Gordillo. Analysis of the performance of an ultrasonic local positioning system based on the emission of kasami codes. En *2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, páginas 1–5. IEEE, 2010.
- [AÁG<sup>+</sup>18] Teodoro Aguilera, Fernando J Álvarez, David Gualda, José Manuel Villadangos, Álvaro Hernández y Jesús Ureña. Multipath compensation algorithm for tdma-based ultrasonic local positioning systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 67 No. 5, pp. 984–991, 2018.
- [ÁALV17] F. J. Álvarez, T. Aguilera y R. López-Valcarce. CDMA-based acoustic local positioning system for portable devices with multipath cancellation. *Digital Signal Processing*, Vol. 62, pp. 38–51, 2017.
- [AAÁ20] Joaquín Aparicio, Teodoro Aguilera y Fernando J. Álvarez. Robust airborne ultrasonic positioning of moving targets in weak signal coverage areas. *IEEE Sensors Journal*, Vol. 20 No. 21, pp. 13119–13130, 2020.
- [AB79] Jont B Allen y David A Berkley. Image method for efficiently simulating small-room acoustics. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 65 No. 4, pp. 943–950, 1979.
- [ACH<sup>+</sup>01] Mike Addlesee, Rupert Curwen, Steve Hodges, Joe Newman, Pete Steggles, Andy Ward y Andy Hopper. Implementing a sentient computing system. *Computer*, Vol. 34 No. 8, pp. 50–56, 2001.
- [AFM14] AFMG. Página del simulador EASE: Enhanced Acoustic Simulator for Engineers, 2014. <https://ease.afmg.eu/> [Último acceso Marzo 2022].
- [ÁHM<sup>+</sup>13] Fernando J Álvarez, Álvaro Hernández, José A Moreno, M Carmen Pérez, Jesús Ureña y Carlos De Marziani. Doppler-tolerant receiver for an ultrasonic lps based on kasami sequences. *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 189, pp. 238–253, 2013.

- [AJÁ<sup>+</sup>12] Joaquin Aparicio, Ana Jiménez, Fernando Álvarez, Jesús Ureña, Carlos De Marziani y Cristina Diego. Comparative analysis of an underwater acoustic relative positioning system using coded signals. En *Proceedings of Meetings on Acoustics ECUA2012*, volumen 17, página 070064. Acoustical Society of America, 2012.
- [AJÁ<sup>+</sup>15] Joaquín Aparicio, Ana Jiménez, Fernando J. Álvarez, Jesús Ureña, Carlos De Marziani, Daniel de Diego, Nuno Cruz y Helder Campos. Accurate detection of spread-spectrum modulated signals in reverberant underwater environments. *Applied Acoustics*, Vol. 88, pp. 57–65, 2015.
- [AL13] S.D. Arnott y P.A. Lindsay. Case study analysis of defense experimentation to support network enabled capability development. *The Journal of Defense Modeling and Simulation*, Vol. 10 No. 2, pp. 91–104, 2013.
- [ALU13] Nicolas Amiot, Mohamed Laaraiedh y Bernard Uguen. Pylayers: An open source dynamic simulator for indoor propagation and localization. En *2013 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, páginas 84–88. IEEE, 2013.
- [AO05] Omar AM Aly y AS Omar. Spread spectrum ultrasonic positioning system. En *Proceedings of the 2nd Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC05), Magdeburg, Germany*, páginas 109–114, 2005.
- [Apa16] Joaquín Aparicio. Experimental evaluation of the generalized cross-correlation method on binary and polyphase sequences for underwater acoustic communications. En *2016 Techno-Ocean (Techno-Ocean)*, páginas 199–204. IEEE, 2016.
- [APM05] Ian F Akyildiz, Dario Pompili y Tommaso Melodia. Underwater acoustic sensor networks: research challenges. *Ad hoc networks*, Vol. 3 No. 3, pp. 257–279, 2005.
- [AS13] Joaquín Aparicio Sosa. *Modelo de Propagación Acústica Subacuática y su Aplicación en Sistemas de Posicionamiento*. Tesis doctoral, Univ. de Alcalá. Departamento de Electrónica, Alcalá de Henares, España, 2013.
- [ASS<sup>+</sup>17] Mohammed H AlSharif, Mohamed Saad, Mohamed Siala, Tarig Ballal, Hatem Boujemaa y Tareq Y Al-Naffouri. Zadoff-Chu coded ultrasonic signal for accurate range estimation. En *Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2017 25th European*, páginas 1250–1254. IEEE, 2017.
- [Aus94] Thomas C Austin. The application of spread spectrum signaling techniques to underwater acoustic navigation. En *Proceedings of IEEE*

- Symposium on Autonomous Underwater Vehicle Technology (AUV'94)*, páginas 443–449. IEEE, 1994.
- [Bam20] Ilyas Bambrik. A survey on cloud computing simulation and modeling. *SN Computer Science*, Vol. 1 No. 5, pp. 1–34, 2020.
- [Bar53] R. H. Barker. Group synchronizing of binary digital sequences. *Communication Theory*, Vol. , 1953.
- [BB18] Yiqi Bai y Pierre-Jean Bouvet. Orthogonal chirp division multiplexing for underwater acoustic communication. *Sensors*, Vol. 18 No. 11, pp. 3815, 2018.
- [BBM07] Brian Bingham, Ballard Blair y David Mindell. On the design of direct sequence spread-spectrum signaling for range estimation. En *OCEANS 2007*, páginas 1–7. IEEE, 2007.
- [Bio19] Avisoft Bioacustics. Página de UltraSoundGate 116Hm, 2019. <http://www.avisoft.com/ultrasoundgate/116hm/> [Último acceso Marzo 2022].
- [BK21] Página de Brüel & Kjaer. 1/4"Free-field Microphone - Type 4939, 2021. <https://www.bksv.com/~media/literature/Product%20Data/bp1851.ashx> [Último acceso Marzo 2022].
- [BLA<sup>+</sup>17] Antoine Blachet, Tor Inge Birkenes Lønmo, Andreas Austeng, Fabrice Prieur, Alan J. Hunter y Roy E. Hansen. Sonar data simulation with application to multi-beam echo sounders. En *Proceedings of the 2017 Underwater Acoustics Conference & Exhibition (UACE)*, páginas 265–270, Skiathos, Greece, Sept. 2017.
- [BMM20] N. Baldo, F. Maguolo y M. Miozzo. NS-MIRACLE: Multi-InterfAce Cross-Layer Extension library for the Network Simulator, 2020. <http://dgt.dei.unipd.it/pages/read/58/> [Último acceso Marzo 2022].
- [BS18] Arindam Bose y Mojtaba Soltanalian. Constructing binary sequences with good correlation properties: An efficient analytical-computational interplay. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 66 No. 11, pp. 2998–3007, 2018.
- [Chu72] D. Chu. Polyphase codes with good periodic correlation properties (Corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 18 No. 4, pp. 531–532, 1972.
- [Col02] Alejandro Colombo. Tutorial Analizador de Impedancias HP 4192A LF, 2002. <http://www.ing.unp.edu.ar/electronica/>

- asignaturas/ee016/tutoriales/analizadorZ/  
analizadorZ.htm [Último acceso Marzo 2022].
- [CPCH09] Yuejie Chi, Ali Pezeshki, Robert Calderbank y Stephen Howard. Range sidelobe suppression in a desired Doppler interval. En *2009 International Waveform Diversity and Design Conference*, páginas 258–262. IEEE, 2009.
- [Cra93] Owen Cramer. The variation of the specific heat ratio and the speed of sound in air with temperature, pressure, humidity, and co2 concentration. *The Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 93 No. 5, pp. 2510–2516, 1993.
- [CSCE06] Vijay Chandrasekhar, Winston KG Seah, Yoo Sang Choo y How Voon Ee. Localization in underwater sensor networks: survey and challenges. En *Proceedings of the 1st ACM International Workshop on Underwater Networks (WUWNet)*, páginas 33–40, Los Angeles, CA, United States, Sept. 2006.
- [CVW+20] B. Cox, L. Van der Perre, S. Wielandt, G. Ottoy y L. De Strycker. High precision hybrid rf and ultrasonic chirp-based ranging for low-power iot nodes. *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2020 No. 1, 2020. cited By 0.
- [CWS15] S. Cheng, W. Wang y H. Shao. Spread-spectrum-coded OFDM chirp waveform diversity design. *IEEE Sensors Journal*, Vol. 15 No. 10, pp. 5694–5700, 2015.
- [CYH+06] H. Chen, Y. Yeh, X. Zhang A. Huang, Y. Yang, J. Li, Y. Xiao, H. R. Sharif y A. J. H. Vinck. Generalized pairwise complementary codes with set-wise uniform interference-free windows. *IEEE Journal on selected areas in communications*, Vol. 24 No. 1, pp. 65–74, 2006.
- [Dar91] M Darnell. Multi-level signals with good autocorrelation properties. En *International Conference on Control 1991. Control'91*, páginas 562–566. IET, 1991.
- [DMUH+06] C. De Marziani, J. Ureña, A. Hernández, M. Mazo, J. J. García, A. Jiménez, J. M. Villadangos, M. C. Pérez, A. Ochoa, y F. J. Álvarez. Inter-symbol interference reduction on macro-sequences generated from complementary set of sequences. *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Vol. , pp. 3367–3372, 2006.
- [DMUH+07] C. De Marziani, J. Ureña, A. Hernández, M. Mazo, F. J. Álvarez, J. J. García y P. Donato. Modular architecture for efficient generation and



- correlation of complementary set of sequences. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 55 No. 5, pp. 2323–2337, 2007.
- [DUnH<sup>+</sup>11] Carlos De Marziani, Jesús Ureña, Álvaro Hernández, Juan Jesús García, Fernando J. Álvarez, Ana Jiménez y Ma Carmen Pérez. Recursive algorithm to directly obtain the sum of correlations in a CSS. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 91 No. 5, pp. 1343–1346, Mayo 2011.
- [DVR22] Jorge De Vicente Ranera. Diseño de un simulador para sistemas de localización acústicos subacuáticos basados en secuencias de espectro ensanchado. Master's thesis, Escuela Politécnica Superior, Universidad de Alcalá, 2022.
- [DVRPRA<sup>+</sup>21] Jorge De Vicente Ranera, Carmen Pérez Rubio, Joaquín Aparicio, **Santiago Murano**, David Gualda Gómez, Álvaro Hernández y Alejandro García-Requejo. Diseño de un simulador para sistemas de localización acústicos subacuáticos basados en secuencias de espectro ensanchado. En *Libro de actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'21)*, 2021.
- [DVRPRGG<sup>+</sup>21] Jorge De Vicente Ranera, Carmen Pérez Rubio, David Gualda Gómez, **Santiago Murano**, Álvaro Hernández y Alejandro García-Requejo. Herramienta de simulación para la evaluación de secuencias de espectro ensanchado en sistemas de posicionamiento ultrasónicos. En *Libro de actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'21)*, 2021.
- [Ett18] Paul C. Etter. *Underwater Acoustic Modeling and Simulation*. CRC Press, 5th edition, 2018.
- [Fan04] Pingzhi Fan. Spreading sequence design and theoretical limits for quasisynchronous cdma systems. *EURASIP Journal on wireless Communications and Networking*, Vol. 2004 No. 1, pp. 724989, 2004.
- [FFTL08] Lifang Feng, Pingzhi Fan, Xiaohu Tang y Kok-keong Loo. Generalized pairwise Z-complementary codes. *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 15, pp. 377–380, 2008. cited By 42.
- [FN18] J. Fu y G. Ning. Barker coded excitation using pseudo chirp carrier with pulse compression filter for ultrasound imaging. En *BIBE 2018; International Conference on Biological Information and Biomedical Engineering*, páginas 1–5, 2018.

- [Fra63] R Frank. Polyphase codes with good nonperiodic correlation properties. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 9 No. 1, pp. 43–45, 1963.
- [Fra80] R Frank. Polyphase complementary codes. *IEEE Transactions on Information theory*, Vol. 26 No. 6, pp. 641–647, 1980.
- [FYT07] Pingzhi Fan, Weina Yuan y Yifeng Tu. Z-complementary binary sequences. *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 14 No. 8, pp. 509–512, 2007.
- [FZH62] R. Frank, S. Zadoff y R. Heimiller. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties (Corresp.). *IRE Transactions on Information Theory*, Vol. 8 No. 6, pp. 381–382, 1962. ID: 1.
- [GB09] J. R. González y C. J. Bleakley. High-precision robust broadband ultrasonic location and orientation estimation. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 3 No. 5, pp. 832–844, Oct 2009.
- [GGP<sup>+</sup>10] E García, JJ García, MC Perez, A Hernandez et al. Generation algorithm for multilevel LS codes. *Electronics letters*, Vol. 46 No. 21, pp. 1465–1467, 2010.
- [Gol61] M. J. E. Golay. Complementary series. *IRE Transactions on Information Theory*, Vol. 7 No. 2, pp. 82–87, 1961.
- [Gol67a] R. Gold. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 13 No. 4, pp. 619–621, Octubre 1967.
- [Gol67b] Solomon W. Golomb. *Shift register sequences*. Aegean Park Press, 1967.
- [Gol72] M Golay. A class of finite binary sequences with alternate auto-correlation values equal to zero (corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 18 No. 3, pp. 449–450, 1972.
- [GPÁ<sup>+</sup>15] Enrique García, José A. Paredes, Fernando J. Álvarez, M. Carmen Pérez y Juan Jesús García. Spreading sequences in active sensing: A review. *Signal Processing*, Vol. 106, pp. 88–105, 2015.
- [GPH<sup>+</sup>13] Enrique García, Pablo Poudereux, Álvaro Hernández, Juan Jesús García y Jesús Ureña. DS-UWB indoor positioning system implementation based on FPGAs. *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 201, pp. 172–181, 2013.
- [GSVA] Página de GRAS Sound & Vibration A/S. GRAS 40BE 1/4" Prepolarized Free-Field Microphone. <https://www.gras>.

- dk/products/measurement-microphone-cartridge/  
prepolarized-cartridges-0-volt/product/158-40be  
[Último acceso Marzo 2022].
- [GUG13] E. García, J. Ureña y J. J. García. Generation and Correlation Architectures of Multilevel Complementary Sets of Sequences. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 61 No. 24, pp. 6333–6343, 2013.
- [GUnG<sup>+</sup>15] Enrique García, Jesús Ureña, David Gualda, Álvaro Hernández y Francisco Nombela. Discrete multitone modulation for ultrasonic indoor positioning systems. En *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*. IEEE, October 2015.
- [Har95] R. Hare. Depth and position error budgets for multibeam echosounding. *International Hydrographic Review*, Vol. 72 No. 2, pp. 37–69, 1995.
- [Hay03] Takafumi Hayashi. A class of ternary sequence sets with a zero-correlation zone for periodic, aperiodic, and odd correlation functions. *IEICE transactions on fundamentals of electronics, communications and computer sciences*, Vol. 86 No. 7, pp. 1850–1857, 2003.
- [HGG<sup>+</sup>15] A Hernández, E García, D Gualda, JM Villadangos, S Gutiérrez, F Nombela, MC Pérez y J Ureña. Flexible ultrasonic beacon unit based on SOC for local positioning systems. En *Proc. Int. Conf. Indoor Positioning Indoor Navigat.(IPIN)*, páginas 1–6, 2015.
- [HGG<sup>+</sup>17] Álvaro Hernández, Enrique García, David Gualda, Jose M Villadangos, Francisco Nombela y Jesús Ureña. FPGA-based architecture for managing ultrasonic beacons in a local positioning system. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 66 No. 8, pp. 1954–1964, 2017.
- [HTS<sup>+</sup>20] Zichen Huang, Lok Wai Jacky Tsay, Tomoo Shiigi, Xunyue Zhao, Hiroaki Nakanishi, Tetsuhito Suzuki, Yuichi Ogawa y Naoshi Kondo. A noise tolerant spread spectrum sound-based local positioning system for operating a quadcopter in a greenhouse. *Sensors*, Vol. 20 No. 7, pp. 1981, 2020.
- [Huf62] D Huffman. The generation of impulse-equivalent pulse trains. *IRE Transactions on Information theory*, Vol. 8 No. 5, pp. 10–16, 1962.
- [HW02] Mike Hazas y Andy Ward. A novel broadband ultrasonic location system. En *International Conference on Ubiquitous Computing*, páginas 264–280. Springer, 2002.

- [HW03] Mike Hazas y Andy Ward. A high performance privacy-oriented location system. En *Pervasive Computing and Communications, 2003. (PerCom 2003). Proceedings of the First IEEE International Conference on*, páginas 216–223. IEEE, 2003.
- [HZS16] Yunfeng Han, Cuie Zheng y Dajun Sun. Signal design for underwater acoustic positioning systems based on orthogonal waveforms. *Ocean Engineering*, Vol. 117, pp. 15–21, 2016.
- [Jen96] J.A. Jensen. Field: A program for simulating ultrasound systems. En *10th Nordic-Baltic Conference on Biomedical Imaging. Published in Medical & Biological Engineering & Computing Vol. 34, Supplement 1, Part 1*, páginas 351–353, Tampere, Finland, Jun. 1996.
- [JN18] Tomasz Jankowski y Maciej Nikodem. Smile-simulator for methods of indoor localization. En *2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, páginas 206–212. IEEE, 2018.
- [JS05] AR Jiménez y F Seco. Ultrasonic localization methods for accurate positioning. *Instituto de Automatica Industrial, Madrid*, Vol. , 2005.
- [JY18] Yin-Fu JIN y Zhen-Yu YIN. ErosLab: A modelling tool for soil tests. *Advances in Engineering Software*, Vol. 121, pp. 84–97, 2018.
- [Kas66] T. Kasami. Weight distribution formula for some class of cyclic codes. Technical Report AD0632574, Coordinated Science Lab. University of Illinois, Abril 1966.
- [Ker72] Anthony M Kerdock. A class of low-rate nonlinear binary codes. *Information and control*, Vol. 20 No. 2, pp. 182–187, 1972.
- [KFCS00] Lawrence E. Kinsler, Austin R. Frey, Alan B. Coppens y James V. Sanders. *Fundamentals of Acoustics*. John Wiley & Sons, 4th ed. edition, 2000.
- [KXGP17] MO Khyam, Li Xinde, Shuzhi Sam Ge y Mark R Pickering. Multiple access chirp-based ultrasonic positioning. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 66 No. 12, pp. 3126–3137, 2017.
- [LASS+04] J Lucas, A Al-Shamma'a, J Seim, W Loehr, G Puchbauer y D McGregor. Underwater communications using electromagnetic waves (emcomms). En *Proceedings of European Conference on Marine Science and Ocean Technology*, páginas 10–13, 2004.
- [LCQ+20] Fengshun Lu, Bo Chen, Long Qi, Yang Liu, Yufei Pang, Jiaomei Zhou y Xiong Jiang. PadMesh: a parallel and distributed framework for

- interactive mesh generation software. *Engineering with Computers*, Vol. Online, pp. 1–22, 2020.
- [Lev99] Vladimir I. Levenshtein. New lower bounds on aperiodic crosscorrelation of binary codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 45 No. 1, pp. 284–288, 1999.
- [LF92] N. Levanon y A. Freedman. Periodic ambiguity function of cw signals with perfect periodic autocorrelation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 28 No. 2, pp. 387–395, 1992.
- [LFTT10] Xudong Li, Pingzhi Fan, Xiaohu Tang y Yifeng Tu. Existence of binary  $z$ -complementary pairs. *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 18 No. 1, pp. 63–66, 2010.
- [LHGC08] Jing Li, Aiping Huang, Mohsen Guizani y Hsiao-Hwa Chen. Inter-group complementary codes for interference-resistant CDMA wireless communications. *IEEE Transactions on wireless communications*, Vol. 7 No. 1, pp. 166–174, 2008.
- [LJPK16] Kangsun Lee, Kwanghoon Jung, Joonho Park y Dongseop Kwon. ARLS: A MapReduce-based output analysis tool for large-scale simulations. *Advances in Engineering Software*, Vol. 95, pp. 28–37, 2016.
- [LK81] BL Lewis y FF Kretschmer. A new class of polyphase pulse compression codes and techniques. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 18 No. 3, pp. 364–372, 1981.
- [LK82] Bernard L Lewis y Frank F Kretschmer. Linear frequency modulation derived polyphase pulse compression codes. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems*, Vol. 18 No. 5, pp. 637–641, 1982.
- [LR12] Patrick Lazik y Anthony Rowe. Indoor pseudo-ranging of mobile devices using ultrasonic chirps. En *Proceedings of the 10th ACM Conference on Embedded Network Sensor Systems*, páginas 99–112, 2012.
- [LS13] Xiao Li y Anna Scaglione. Convergence and applications of a gossip-based Gauss-Newton algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 61 No. 21, pp. 5231–5246, 2013.
- [LSGZ19] Chengcai Lv, Binjian Shen, Xinxin Guo y Chengwei Zhu. Communication design for underwater acoustic positioning networks. En *2019 IEEE 4th International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP)*, páginas 573–577. IEEE, 2019.
- [LST<sup>+</sup>20] Chengcai Lv, Binjian Shen, Chuan Tian, Xinxin Guo, Meng Xiang-Jian y Yushi Liu. Performance of spread spectrum communication for

- underwater acoustic positioning system. En *2020 IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, volumen 1, páginas 1033–1037. IEEE, 2020.
- [LWG17] Yunfei Li, Yiyin Wang y Xinping Guan. Joint synchronization and Doppler scale estimation using Zadoff-Chu sequences for underwater acoustic communications. En *Proceedings of Oceans 2017*, Sep. 2017.
- [MAF<sup>+</sup>12] R. Masiero, S. Azad, F. Favaro, M. Petrani, G. Toso, F. Guerra, P. Casari y M. Zorzi. DESERT Underwater: An NS-Miracle-based framework to design, simulate, emulate and realize test-beds for underwater network protocols. En *Proceedings of the IEEE/MTS OCEANS Conference*, páginas 1–10, Yeosu, South Korea, May 2012.
- [MBB<sup>+</sup>18] Yu N Morgunov, VV Bezotvetnikh, AV Burenin, EA Voitenko y AA Golov. Experimental testing of high-accuracy underwater range-finding technology. *Acoustical Physics*, Vol. 64 No. 2, pp. 190–195, 2018.
- [ML92] WH Mow y S-YR Li. Aperiodic autocorrelation properties of perfect polyphase sequences. En *Singapore ICCS/ISITA '92. 'Communications on the Move'*, páginas 1232–1234. IEEE, 1992.
- [ML02] Eli Mozeson y Nadav Levanon. Matlab code for plotting ambiguity functions. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 38 No. 3, pp. 1064–1068, 2002.
- [Mob19] DeustoTech Mobility. Documentación de Navindoor, 2019. <https://deustotech.github.io/navindoor-documentation/> [Último acceso Marzo 2022].
- [NGH<sup>+</sup>17] Francisco Nombela, Enrique García, Álvaro Hernández, Pablo Poudereux y **Santiago Murano**. Estudio comparativo del uso de prefijo cíclico en Wavelet OFDM para comunicaciones PLC. En *Libro de actas del XXIV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'17)*, 2017.
- [Ode21] Odeon. Página del Software Odeon Room Acoustics, 2021. <https://odeon.dk/> [Último acceso Marzo 2022].
- [PAÁ<sup>+</sup>11] José A Paredes, Teodoro Aguilera, Fernando J Álvarez, Jesús Lozano y Jorge Morera. Analysis of Doppler effect on the pulse compression of different codes emitted by an ultrasonic LPS. *Sensors*, Vol. 11 No. 11, pp. 10765–10784, 2011.
- [PCB00] Nissanka B Priyantha, Anit Chakraborty y Hari Balakrishnan. The cricket location-support system. En *Proceedings of the 6th annual*

- international conference on Mobile computing and networking*, páginas 32–43, 2000.
- [PCHM07] Ali Pezeshki, Robert Calderbank, Stephen D Howard y William Moran. Doppler resilient golay complementary pairs for radar. En *2007 IEEE/SP 14th Workshop on Statistical Signal Processing*, páginas 483–487. IEEE, 2007.
- [PCMH08] Ali Pezeshki, A Robert Calderbank, William Moran y Stephen D Howard. Doppler resilient golay complementary waveforms. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 54 No. 9, pp. 4254–4266, 2008.
- [PF03] Daiyuan Peng y Pingzhi Fan. Bounds on aperiodic auto-and cross-correlations of binary sequences with low or zero correlation zone. En *Proceedings of the Fourth International Conference on Parallel and Distributed Computing, Applications and Technologies*, páginas 882–886. IEEE, 2003.
- [PF04] DY Peng y PZ Fan. Generalised sarwate bounds on the aperiodic correlation of sequences over complex roots of unity. *IEE Proceedings-Communications*, Vol. 151 No. 4, pp. 375–382, 2004.
- [PM10] Branislav M Popovic y Oskar Mauritz. Generalized chirp-like sequences with zero correlation zone. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 56 No. 6, pp. 2957–2960, 2010.
- [PM16] Tom Packebusch y Stephan Mertens. Low autocorrelation binary sequences. *Journal of Physics A: Mathematical and Theoretical*, Vol. 49 No. 16, pp. 165001, 2016.
- [Pop99] B. M. Popovic. Spreading sequences for multicarrier CDMA systems. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47 No. 6, pp. 918–926, 1999.
- [PPPS15] C. Petroli, R. Petroccia, J.R. Potter y D. Spaccini. The SUNSET framework for simulation, emulation and at-sea testing of underwater wireless sensor networks. *Ad Hoc Networks*, Vol. 34, pp. 224–238, 2015.
- [PRHGG<sup>+</sup>22] María del Carmen Pérez Rubio, Álvaro Hernández, David Gualda Gómez, **Santiago Murano**, Jorge De Vicente Ranera, Francisco Ciudad Fernández, José Manuel Villadangos y Rubén Nieto. Simulation Tool and Online Demonstrator for CDMA-Based Ultrasonic Indoor Localization Systems. *Sensors*, Vol. 22 No. 3, pp. 1038, 2022.

- [PS08] John G. Proakis y Masoud Salehi. *Digital communications*. McGraw-Hill, Boston, 5th ed. edition, 2008.
- [PSUn<sup>+</sup>11] M. C. Pérez, R. Sanz, J. Ureña, A. Hernández, C. De Marziani y F. J. Álvarez. Correlator implementation for orthogonal CSS used in an ultrasonic LPS. *IEEE Sensors Journal*, Vol. 12 No. 9, pp. 2807–2816, 2011.
- [PUH<sup>+</sup>07] M. C. Pérez, J. Ureña, A. Hernández, C. De Marziani, C. Jiménez y W. P. Marnane. Hardware implementation of an efficient correlator for interleaved complementary sets of sequences. *Journal of Universal Computer Sciences*, Vol. 13 No. 3, pp. 388–406, 2007.
- [PUH<sup>+</sup>08] M. Carmen Pérez, Jesús Ureña, Álvaro Hernández, Fernando J. Álvarez, Ana Jiménez y Carlos De Marziani. Efficient correlator for LS codes generated from orthogonal CSS. *IEEE communications letters*, Vol. 12 No. 10, pp. 764–766, 2008.
- [PWEC05] Página de Pro-Wave Electronic Corp. 328ST160 Air Ultrasonic Ceramic Transducer, 2005. <http://www.prowave.com.tw/english/products/ut/open-type/328s160.htm> [Último acceso Marzo 2022].
- [RES20a] Teledyne RESON. Descripción técnica Reson TC 1026, Transductor subacuático de alta potencia, 2020. <http://www.teledynemarine.com/reson-tc-1026> [Último acceso Marzo 2022].
- [RES20b] Teledyne RESON. Descripción técnica Reson TC 4034, Ultra Broad-band Spherical Hydrophone, 2020. <http://www.teledynemarine.com/reson-tc-4034> [Último acceso Marzo 2022].
- [RK98] Predrag B Rapajic y Rodney A Kennedy. Merit factor based comparison of new polyphase sequences. *IEEE Communications Letters*, Vol. 2 No. 10, pp. 269–270, 1998.
- [RMRB<sup>+</sup>17] A. Rodriguez-Molares, O.M.H. Rindal, O. Bernard, A. Nair, M.A.L. Bell, H. Liebgott, A. Austeng y L. Løvstakken. The UltraSound ToolBox. En *Proceedings of the 2017 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, páginas 1–4, Washington, DC, United States, Sept. 2017.
- [San13] A Sana. Survey of indoor localization techniques. *IOSR J. Electr. Electron. Eng.*, Vol. 6, pp. 69–76, 2013.



- [Sar79] Dilip Sarwate. Bounds on crosscorrelation and autocorrelation of sequences (corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 25 No. 6, pp. 720–724, 1979.
- [SBBD12] Mohamed M Saad, Chris J Bleakley, Tarig Ballal y Simon Dobson. High-accuracy reference-free ultrasonic location estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 61 No. 6, pp. 1561–1570, 2012.
- [SBH01] Sławomir Stańczak, Holger Boche y Martin Haardt. Are LAS-codes a miracle? En *Global Telecommunications Conference. GLOBECOM '01*, volumen 1, páginas 589–593, San Antonio, TX, USA, Noviembre 25-29, 2001.
- [SC22] Página de SMC Corporation. Belt Drive Electric Actuator, 2022. <https://www.smc.eu> [Último acceso Marzo 2022].
- [SHL09] Petre Stoica, Hao He y Jian Li. New algorithms for designing unimodular sequences with good correlation properties. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 57 No. 4, pp. 1415–1425, 2009.
- [Sig10] Siglent. Generador de formas de onda Siglent SDG1010, 2010. <https://www.siglent.eu/product/1140218/siglent-sdg1010-10mhz-function-arbitrary-waveform-generator> [Último acceso Marzo 2022].
- [Siv78] R Sivaswamy. Multiphase complementary codes. *IEEE Transactions on Information theory*, Vol. 24 No. 5, pp. 546–552, 1978.
- [SMGPS04] H. Shen, S. Machineni, C. Gupta y A. Papandreou-Suppappola. Time-varying multichirp rate modulation for multiple access systems. *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 11 No. 5, pp. 497–500, 2004.
- [SNM12] Alina Elena Stanciu, Lăcrămioara-Mihaela Nemțoi y Ilona Madalina Moise. Considerations regarding the spectral efficiency of orthogonal frequency division multiplexing. En *International Conference on Development and Application Systems*, 2012.
- [SS12] Mojtaba Soltanalian y Petre Stoica. Computational design of sequences with good correlation properties. *IEEE Transactions on Signal processing*, Vol. 60 No. 5, pp. 2180–2193, 2012.
- [STB11] Stefania Sesia, Issam Toufik y Matthew Baker. *LTE—the UMTS long term evolution: from theory to practice*. Wiley, Chichester, West Sussex, U.K; Hoboken, N.J, 2nd edition, 2011.

- [Sto03] Milica Stojanovic. Acoustic underwater communications. En John G. Proakis, editor, *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*, Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing, páginas 1–36. John Wiley & Sons, 2nd ed. edition, 2003.
- [TC10] B.E. Treeby y B.T. Cox. k-Wave: MATLAB toolbox for the simulation and reconstruction of photoacoustic wave-fields. *Journal of Biomedical Optics*, Vol. 15 No. 2, ID 021314, pp. 1–12, 2010.
- [TCM<sup>+</sup>09] Amin Y. Teymorian, Wei Cheng, Liran Ma, Xiuzhen Cheng, Xicheng Lu y Zexin Lu. 3d underwater sensor network localization. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, Vol. 8 No. 12, pp. 1610–1621, 2009.
- [Tes11] Virtual InterNetwork Testbed. Página de: The Network Simulator - ns-2, 2011. [http://nsgam.sourceforge.net/wiki/index.php/User\\_Information](http://nsgam.sourceforge.net/wiki/index.php/User_Information) [Último acceso Marzo 2022].
- [TF01] X.H. Tang y P.Z. Fan. Bounds on aperiodic and odd correlations of spreading sequences with low and zero correlation zone. *Electronics Letters*, Vol. 37 No. 19, pp. 1201–1203, 2001.
- [TFM00] Xiao Hu Tang, Ping Zhi Fan y Shinya Matsufuji. Lower bounds on correlation of spreading sequence set with low or zero correlation zone. *Electronics Letters*, Vol. 36 No. 6, pp. 551–552, 2000.
- [TL72] C. C. Tseng y C. Liu. Complementary sets of sequences. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 18 No. 5, pp. 644–652, 1972.
- [TM05] Xiaohu Tang y Wai Ho Mow. Design of spreading codes for quasi-synchronous CDMA with intercell interference. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 24 No. 1, pp. 84–93, 2005.
- [TNS04] Hideyuki Torii, Makoto Nakamura y Naoki Suehiro. A new class of zero-correlation zone sequences. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 50 No. 3, pp. 559–565, 2004.
- [tPB<sup>+</sup>18] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez, Chris Bleakley, Jesús Ureña y Carlos De Marziani. Diseño de esquemas de modulación para un sistema de posicionamiento local ultrasónico codificado con secuencias Zadoff-Chu. *Actas de las XXXIX Jornadas de Automática, Badajoz, 5-7 de Septiembre de 2018*, Vol. 39, 2018.
- [tPRA<sup>+</sup>22] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Joaquín Aparicio, David Gualda Gómez, Jorge De Vicente Ranera y Álvaro Hernández. Design of a complete simulator for underwater acoustic localization systems based on spread-spectrum signals. *Applied Acoustics*, Vol. s/n,

2022. Aceptada, 7 de julio de 2022. En producción 12 de septiembre 2022. Referencia: APAC\_109030.
- [tPRADM19] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Joaquín Aparicio y Carlos De Marziani. Doppler resilience evaluation of different encoding techniques for underwater acoustic ranging systems. En *2019 24th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA)*, páginas 1627–1630. IEEE, 2019.
- [tPRDM17a] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio y Carlos De Marziani. Modulaciones multiportadora para cómputo de distancias en redes de sensores subacuáticas. En *Libro de actas del XXIV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'17)*, 2017.
- [tPRDM<sup>+</sup>17b] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Carlos De Marziani, Joaquín Aparicio y Ana Jiménez. Emisión de señales acústicas codificadas en un enlace subacuático, empleando técnicas CDMA y multiportadora. En *Sextas Jornadas de Jóvenes Investigadores de la Universidad de Alcalá*, páginas 287–298, 2017.
- [tPRG<sup>+</sup>17] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, David Gómez, José Manuel Villadangos, Jesus Ureña, Carlos De Marziani y Álvaro Hernández. Doppler Effect Analysis on Zadoff-Chu and Kasami Sequences for an Ultrasonic LPS. En *Proceedings of the 8th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN2017*, página 212, 2017.
- [tPRGG<sup>+</sup>19] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, David Gualda Gómez, Fernando Javier Álvarez, Teodoro Aguilera y Carlos De Marziani. Evaluation of Zadoff-Chu, Kasami, and chirp-based encoding schemes for acoustic local positioning systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 69 No. 8, pp. 5356–5368, 2019.
- [tPRP<sup>+</sup>19] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Jorge Pires, Mariano Latosinski, Ivan Moyano Hassan y Darío Roldos. Caracterización de transductor y evaluación de esquemas de codificación y modulación en entornos subacuáticos. En *Libro de actas del XXVI Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'19)*, 2019.
- [tPRUn<sup>+</sup>18] **Santiago Murano**, María del Carmen Pérez Rubio, Jesus Ureña, Chris Bleakley y Carlos De Marziani. Comparison of Zadoff-Chu

- Encoded Modulation Schemes in an Ultrasonic Local Positioning System. En *2018 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, páginas 206–212, Sep. 2018.
- [TS61] R Turyn y J Storer. On binary sequences. *Proceedings of the American Mathematical Society*, Vol. 12 No. 3, pp. 394–399, 1961.
- [Tur74] Richard J Turyn. Hadamard matrices, baumert-hall units, four-symbol sequences, pulse compression, and surface wave encodings. *Journal of Combinatorial Theory, Series A*, Vol. 16 No. 3, pp. 313–333, 1974.
- [UB20] U-Blox. Descripción técnica módulo GPS U-Blox NEO-6M, 2020. <https://www.u-blox.com/en/product/neo-6-series> [Último acceso Marzo 2022].
- [UHG<sup>+</sup>18] J. Ureña, A. Hernández, J. J. García, J. M. Villadangos, M. C. Pérez, D. Gualda, F. J. Álvarez y T. Aguilera. Acoustic local positioning with encoded emission beacons. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 106 No. 6, pp. 1042–1062, 2018.
- [Vic98] Keith Vickery. Acoustic positioning systems. a practical overview of current systems. En *Proceedings of the 1998 Workshop on Autonomous Underwater Vehicles (Cat. No. 98CH36290)*, páginas 5–17. IEEE, 1998.
- [Vog19] S. Vogel. An application-independent continuum mechanics interface for virtual engineering. *Engineering with Computers*, Vol. 35 No. 2, pp. 551–565, 2019.
- [Wel74] Lloyd Welch. Lower bounds on the maximum cross correlation of signals (corresp.). *IEEE Transactions on Information theory*, Vol. 20 No. 3, pp. 397–399, 1974.
- [WPW<sup>+</sup>19] Fulai Wang, Chen Pang, Hao Wu, Yongzhen Li y Xuesong Wang. Designing constant modulus complete complementary sequence with high doppler tolerance for simultaneous polarimetric radar. *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 26 No. 12, pp. 1837–1841, 2019.
- [Xil14] Xilinx Inc. Zynq-7000 all programmable soc technical reference manual, user guide, 2014.
- [XLJ<sup>+</sup>18] S. XIA, Z. LI, C. JIANG, S. WANG y K. WANG. Application of pulse compression technology in electromagnetic ultrasonic thickness measurement. En *2018 IEEE Far East NDT New Technology Application Forum (FENDT)*, páginas 37–41, 2018.
- [YHS16] Jiaxuan Yang, Lin He y Changgeng Shuai. The simulation of underwater acoustic propagation with the horizontal changes of sound speed profiles.

- En *Proceedings of the IEEE/OES China Ocean Acoustics (COA)*, páginas 1–4, Harbin, China, Jan. 2016.
- [YKK00] Kyeongcheol Yang, Young-Ky Kim y P Vijay Kumar. Quasi-orthogonal sequences for code-division multiple-access systems. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 46 No. 3, pp. 982–993, 2000.
- [YWO<sup>+</sup>17] Ge Yang, Bin Wu, Ge Ou, Zhen Wang y Shirley Dyke. HyTest: Platform for structural hybrid simulations with finite element model updating. *Advances in Engineering Software*, Vol. 112, pp. 200–210, 2017.
- [ZBH12] Valentina Zeiger, Sabah Badri-Hoehler y Peter Adam Hoehler. Impact of speed of sound uncertainties on model-based positioning. En *Proceedings of the MTS/IEEE OCEANS*, páginas 1–5, Hampton Roads, VA, United States, Oct. 2012.
- [ZG93] Ning Zhang y Solomon W. Golomb. Polyphase sequence with low autocorrelations. *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 39 No. 3, pp. 1085–1089, 1993.
- [Zig04] Kamil Sh Zigangirov. *Theory of code division multiple access communication*, volumen 6. John Wiley & Sons, 2004.
- [ZLL<sup>+</sup>17] Shanghong Zhang, Wenda Li, Xiaohui Lei, Xiaowen Ding y Tianxiang Zhang. Implementation methods and applications of flow visualization in a watershed simulation platform. *Advances in Engineering Software*, Vol. 112, pp. 66–75, 2017.
- [ZLYH05] Chao Zhang, Xiaokang Lin, Shigeki Yamada y Mitsutoshi Hatori. General method to construct LS codes by complete complementary sequences. *IEICE transactions on communications*, Vol. 88 No. 8, pp. 3484–3487, 2005.
- [ZOSP21] Muhammad Yousuf Irfan Zia, Pablo Otero, Atif Siddiqui y Javier Poncela. Design of a web based underwater acoustic communication testbed and simulation platform. *Wireless Personal Communications*, Vol. 116, pp. 1171–1193, 2021.
- [ÁF05] Fernando Javier Álvarez Franco. *Codificación de emisiones ultrasónicas con Secuencias Complementarias para uso en exteriores*. Tesis doctoral, Univ. de Alcalá. Departamento de Electrónica, Alcalá de Henares, España, 2005.

