Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior

MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA INDUSTRIAL

Trabajo Fin de Máster

DISEÑO DE UN SIMULADOR PARA SISTEMAS DE LOCALIZACIÓN ACÚSTICOS SUBACUÁTICOS BASADOS EN SECUENCIAS DE ESPECTRO ENSANCHADO

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

Autor: Jorge de Vicente Ranera
Tutor: María del Carmen Pérez Rubio
Cotutor: Joaquín Aparicio Sosa

2022

Índice

Índice ... 3
Índice de figuras ... 5
Índice de tablas ... 7
Glosario de acrónimos y símbolos ... 8
Resumen ... 9
Palabras clave ... 9
Abstract ... 10
Keywords ... 10
Resumen extendido ... 11
Memoria ... 13
1. Introducción ... 13
1.1. Estado del arte ... 14
1.2. Objetivos del TFM ... 16
1.3. Contexto ... 16
1.4. Estructura de la memoria ... 16
2. Plataforma desarrollada ... 17
2.1. Visión general ... 17
2.2. Esquemas de codificación ... 19
2.3. Configuración de la emisión ... 23
2.3.1. Modulación ... 24
2.3.2. Efectos del transductor ... 24
2.3.3. Técnicas de acceso al medio ... 25
2.3.4. Visualización de la configuración seleccionada ... 26
2.4. Configuración del entorno ... 30
2.5. Trazado de rayos ... 32
2.6 Procesamiento a bajo nivel ... 37
2.7 Métodos de localización ... 39
3. Resultados ... 41
3.1. Resultados en banda base y modulación ... 41
3.2. Llegadas al receptor ... 44
3.3. Señales recibidas y correlación ... 45
3.4. Estimación de la posición ... 47
3.5. Análisis de datos reales ... 52
4. Conclusiones y trabajos futuros ... 57

4.1. Conclusiones 57
4.2. Trabajos futuros 57
Presupuesto 58
Pliego de condiciones 58
Bibliografía 59
Manual de usuario 62
Anexo: códigos 96

Índice de figuras

Fig. 1. Diagrama de bloques de la herramienta de simulación.....18
Fig. 2. Ventana de selección de esquema de codificación.....19
Fig. 3. Funciones de auto-correlación (AC) y correlación cruzada (CC) (a) códigos Kasami L=255 (b) códigos CSS L=256 (c) códigos LS L=319 (d) Zadoff-Chu L=257.23
Fig. 4. Ventana de configuración de la emisión para las secuencias Kasami. 23
Fig. 5. Modelo en frecuencia de los emisores comerciales disponibles en la herramienta.....25
Fig. 6. Configuración de las técnicas de acceso al medio. 26
Fig. 7. Códigos Kasami en banda base (longitud 255).....27
Fig. 8. Señal portadora a 200 KHz con frecuencia de muestreo a 2 MHz y 2 ciclos por portadora.....27
Fig. 9. Códigos Kasami con modulación BPSK.....28
Fig. 10. Zoom de la Fig. 9, códigos Kasami con modulación BPSK.....28
Fig. 11. Señales moduladas con el efecto del transductor ProWave 200LM450.....29
Fig. 12. Zoom Fig. 11, señales moduladas con efecto del transductor ProWave 200LM450.....29
Fig. 13. Señales a emitir, con 5 repeticiones espaciadas 150 ms entre sí.....30
Fig. 14. Configuración del entorno.....31
Fig. 15. Ejemplo de la ventana de trazado de rayos.....34
Fig. 16. Velocidad del sonido en función de la profundidad, para una temperatura constante.....35
Fig. 17. Coeficiente de absorción en función de la profundidad, para una temperatura constante.....35
Fig. 18. Velocidad del sonido en función de la profundidad, para una temperatura variable.....36
Fig. 19. Coeficiente de absorción en función de la profundidad, para una temperatura variable.....36
Fig. 20. Ejemplo del comportamiento de los algoritmos de detección de picos en presencia del efecto cerca-lejos. 38
Fig. 21. Resultados de autocorrelación (AC, gráfico superior), correlación cruzada (CC, gráfico medio) y FFT (gráfico inferior) utilizando códigos Kasami de 255 bits en banda base. 43

Fig. 22. Resultados de autocorrelación (AC, gráfico superior), correlación cruzada (CC, gráfico medio) y FFT (gráfico inferior) utilizando códigos Kasami de 255 bits con modulación BPSK.....43
Fig. 23. Visualización de la ventana de exclusión. 44
Fig. 24. Llegadas al receptor con los valores configurables por defecto.....45
Fig. 25. Resultados simulados de la señal recibida (arriba), correlación cruzada (medio) y FFT (abajo) para un código Kasami modulado de 255 bits. 47
Fig. 26. Estimaciones de la posición del receptor (cruces rosas) tras 50 repeticiones realizadas utilizando el algoritmo de GN esférico. 48
Fig. 27. Estimaciones de la posición del receptor (cruces rosas) tras 50 repeticiones utilizando el algoritmo de CM. 49
Fig. 28. CDF del error para cada coordenada utilizando el algoritmo de GN (izquierda) y CM (derecha). 49
Fig. 29. Ventana de configuración de análisis de datos reales.....53
Fig. 30. Vista del entorno donde se realizaron las capturas. 54
Fig. 31. Señales recibidas y de correlación para las capturas experimentales realizadas. 55
Fig. 32. Estimación de la posición del receptor para las capturas experimentales realizadas, utilizando el algoritmo de localización Gauss-Newton hiperbólico.....56

Índice de tablas

Tabla 1. Resumen estado del arte. 15
Tabla 2. Parámetros de configuración de la costa del Golfo de San Jorge, Patagonia, Argentina. 32
Tabla 3. Resultados del efecto la longitud del código en la estimación de la posición. 50
Tabla 4. Resultados del efecto del número de portadoras en la estimación de la posición. 50
Tabla 5. Resultados del efecto de la distancia en la estimación de la posición del receptor, 200 metros y 8 emisores. 51
Tabla 6. Resultados del efecto de la distancia en la estimación de la posición del receptor, 400 metros y 8 emisores. 52
Tabla 7. Coordenadas de los emisores y el receptor. 54
Tabla 8. Resultados de estimación de la posición del receptor para señales reales. 55
Tabla 9. Presupuesto de materiales. 58
Tabla 10. Presupuesto de desarrollo. 58
Tabla 11. Presupuesto total. 58

Glosario de acrónimos y símbolos

GNSS	*Global Navigation Satellite System*
ALPS	*Acoustic Local Positioning System*
IU	Interfaz de suario
AC	Auto-correlación
CC	Correlación cruzada
T-CDMA	*Time Code-Division Multiple Access*
CDMA	*Code-Division Multiple Access*
CSS	*Complementary Set of Sequences*
LS	*Loosely Synchronous*
BPSK	*Binary Phase-Shift Keying*
QPSK	*Quadrature Phase-Shift Keying*
M	*Tamaño de la familia*
L	*Longitud de la secuencia*
Nemo	*Número de emisores*
Of	*Factor de sobremuestreo (oversampling)*
f_c	*Frecuencia de portadora (carrier frequency)*
f_{se}	*Frecuencia de muestreo (sampling frequency)*
Trep	*Periodo de repetición*
Nrep	*Número de repeticiones*

Resumen

Las señales acústicas en entornos subacuáticos cada vez tienen más relevancia debido a la necesidad de localizar vehículos submarinos o redes de sensores en el fondo marino. Para desplegar cualquier sistema de posicionamiento, el primer paso es la realización de pruebas simuladas con objeto de conocer las necesidades y restricciones impuestas por el medio. Además, debido a la dificultad y al coste asociado a desplegar demostradores prácticos en entornos subacuáticos, resulta de especial utilidad disponer de modelos de simulación que permitan generar un amplio banco de pruebas, como paso previo a la realización de pruebas experimentales. La herramienta de simulación presentada en este trabajo permite el diseño de las señales emitidas por los transductores, la configuración de la emisión, la batimetría y los diferentes parámetros que caracterizan el entorno, así como la selección y ubicación del hidrófono receptor. Se utilizará un modelo de trazado de rayos para la simulación de la propagación de señales acústicas y se mostrarán los resultados en diferentes etapas del procesamiento: banda base, señal modulada, señal recibida y estimación de la posición.

Palabras clave

Sistema de posicionamiento subacuático · Propagación de señales ultrasónicas · Herramienta de simulación · Modelado del canal

Abstract

Acoustic signals for positioning systems in underwater environments have become particularly relevant, due to the need of locating underwater vehicles and sensor networks. To successfully deploy these positioning systems, a first common step is to carry out simulated studies to determine the requirements and restrictions imposed by the environment. Furthermore, since the underwater environment involves an additional difficulty and cost when deploying prototypes, it is particularly useful to have computer models available that allow the generation of a wide range of tests, as a previous step to the implementation of any experimental test. For that purpose, this work focuses on the design of a simulation tool for researchers in the field of acoustic localization systems. The proposed tool deals with key parameters and features, such as the generation of the signals emitted by the acoustic transducers (encoding techniques, modulations schemes, etc.), the frequency response and location of emitters and hydrophones, the bathymetry of the seabed, and the channel effects on the ultrasonic signal propagation. A ray tracing model has been applied to model the propagation of acoustic signals. The simulation tool has been successfully validated as a useful asset for this type of positioning systems, by means of a complete set of tests, considering different configurations and situations, and also analyzing the signals involved at different processing stages: baseband, modulated signals, received signals and final estimated positions.

Keywords

Underwater positioning systems · Ultrasonic signals propagation · Simulation tools · Channel modeling

Resumen extendido

El funcionamiento de los sistemas ultrasónicos de posicionamiento local se ve afectado por diferentes factores: número y distribución de las balizas, respuesta en frecuencia y ancho de banda de los transductores, propagación del multicamino, características del medio, posición y movimiento del receptor, entre otros. Debido a la dificultad de desplegar demostradores reales en entornos subacuáticos, es especialmente útil disponer de modelos de simulación que permitan la generación de un amplio banco de pruebas preliminares, como paso previo a la realización de pruebas experimentales más concretas.

Este trabajo tiene como objetivo elaborar una herramienta de simulación de sistemas de localización acústicos para entornos subacuáticos. La herramienta de simulación permitirá el diseño de la señal emitida por los transductores acústicos, la configuración de la técnica de acceso al medio, selección y posición de los emisores, batimetría del terreno y distintos parámetros que caractericen al medio, así como la selección y ubicación del hidrófono de recepción. Se usará un modelo de trazado de rayos para la propagación de señales acústicas y se mostrarán resultados en distintas fases de procesamiento (banda base, señal modulada, señal recibida, posición estimada, etc.). Además, la herramienta permitirá el procesamiento de señales reales para facilitar su comparación con resultados simulados.

La herramienta cuenta con cinco ventanas principales:

- En la primera ventana se elige la codificación a utilizar entre los códigos Kasami, CSS, LS, Zadoff-Chu o una codificación personalizada por el usuario.
- La segunda ventana permite configurar la modulación y el tipo de portadora así como el mecanismo de acceso al medio: *Code-Division Multiple Access* (CDMA) o *Time-Code-Division Multiple Access* (T-CDMA). También se puede seleccionar la posición de los emisores y elegir el modelo de los transductores.
- En la tercera ventana se configura la posición y el modelo del receptor, la batimetría del entorno y también otros parámetros más específicos del medio, como la salinidad, pH o densidad del agua. Además, se puede incluir el efecto Doppler o añadir ruido blanco Gaussiano a la simulación.
- En la siguiente ventana se configura el trazado de rayos, que simula la propagación de las señales acústicas en el medio. Además, se muestran el perfil de velocidad y el coeficiente de absorción en función de la profundidad.

- Alternativamente, al usuario se le da la opción de analizar datos de pruebas reales, pudiendo visualizar resultados de correlación y usar la algoritmia de localización incluida en la herramienta para la estimación de la posición estimada y obtención de resultados estadísticos.
- Por último, en la ventana de resultados se muestran las señales disponibles en distintas fases de la simulación: banda base, códigos modulados, llegadas al receptor, señales recibidas, correlación y estimación de la posición.

Memoria

1. Introducción

Gracias a los avances tecnológicos en las últimas décadas, las señales acústicas en entornos subacuáticos han cobrado especial importancia como resultado de la creciente necesidad de localizar redes de sensores, o para el guiado y rastreo de vehículos autónomos subacuáticos, así como en vehículos subacuáticos operados remotamente [1]. El posicionamiento en la superficie del mar es un problema que normalmente se soluciona con el uso de señales GNSS (*Global Navigation Satellite Systems*), pero en entornos subacuáticos, no es posible estimar la posición usando dichas señales, dado que no se propagan bajo el agua más allá de unos pocos metros: en el caso de utilizarse emisores electromagnéticos bajo la superficie del mar, estas señales presentan una absorción del orden de dB/m a una frecuencia de 30 kHz. Dado que el uso de cables no es económico ni práctico debido a las restricciones impuestas por el medio, las comunicaciones inalámbricas, y más específicamente las comunicaciones acústicas, típicamente han sido la solución más utilizada para resolver esta limitación. Para señales acústicas a una frecuencia de 30 kHz, la absorción es del orden de dB/km, lo que permite propagar estas señales a largas distancias [2]. Por ello, son muchos los trabajos que optan por la emisión de señales acústicas en entornos subacuáticos [3] [4].

El funcionamiento de los sistemas ultrasónicos de posicionamiento local se ve afectado por diversos factores, como el número y distribución geométrica de balizas, respuesta en frecuencia y ancho de banda de los transductores, efecto del multicamino, características particulares del medio, posición y movimiento del receptor, entre otros. Para implementar estos sistemas de posicionamiento, un aspecto clave es disponer de una plataforma de simulación, capaz de analizar en detalle los requerimientos y restricciones existentes. Este aspecto es especialmente significativo en entornos subacuáticos, ya que el despliegue de montajes experimentales y demostradores es una tarea especialmente ardua y de elevado coste, tanto temporal como económico, ya que implica el uso de equipo específico resistente al entorno subacuático.

Se espera que este trabajo, en el que se ha desarrollado una plataforma de simulación, se convierta en una herramienta útil y de apoyo para posteriores pruebas y experimentos reales.

1.1. Estado del arte

Hoy día existen diferentes plataformas de simulación de distintas aplicaciones que tienen lugar en entornos subacuáticos. La descrita en [5] permite evaluar la propagación de señales acústicas en distintas condiciones, y muestra resultados de las señales moduladas recibidas. En [6] se describe una herramienta de simulación desarrollada en LabVIEW, cuenta con una interfaz web y muestra resultados acerca de la propagación del sonido en entornos subacuáticos, así como del ruido ambiente y de la atenuación que sufren las señales acústicas en este medio. Hay otros trabajos que, aunque no son plataformas de simulación, describen aspectos importantes a ser considerados. El propuesto en [7] se centra en la simulación de diferentes esquemas de codificación y cómo estos afectan a la precisión de las medidas. En [8] y [9] se exploran diferentes algoritmos de localización que son relevantes para la estimación de la posición en entornos subacuáticos. En cuanto al modelado de la propagación de las señales acústicas, cabe destacar los trabajos descritos en [10] y [11], donde se detallan diferentes diseños basados en el modelo de trazado de rayos BELLHOP. En [12] se propone un modelo de propagación programado en MATLAB, que tiene en cuenta distintos fenómenos como la divergencia geométrica, las pérdidas por absorción y rebotes, así como el ensanchamiento Doppler causado por las olas generadas por el viento en la superficie marina. A modo de resumen, la Tabla 1 muestra las principales características de los trabajos mencionados en el estado del arte, especificando el software donde se ha implementado, el año de publicación, si cuenta con interfaz de usuario (IU) o no, las principales características del trabajo, los parámetros a introducir y los resultados obtenidos.

Como puede apreciarse, ninguna de las plataformas de simulación disponibles cubre todos los aspectos del posicionamiento submarino, sino que se enfocan a partes concretas, como la propagación de la señal acústica en el medio. Como avance, este trabajo presenta una herramienta global de simulación para sistemas de posicionamiento ultrasónicos. La herramienta es configurable, versátil, con una interfaz gráfica amigable y además considera todos los pasos en este tipo de aplicaciones, a diferencia de los ejemplos anteriores.

Ref.	Año	Softw.	IU	Características	Parámetros	Resultados
[8]	2006	MATLAB	No	Algoritmos de localización para redes de sensores subacuáticos	Rango, distribuido o centralizado, número y posición de emisores	Precisión
[9]	2009	MATLAB	No	Localización 3D en redes de sensores subacuáticos	Posición de los nodos y rango	Eficiencia en la localización y robustez a errores
[7]	2010	MATLAB	No	Eficiencia en la localización de los esquemas de codificación	Ancho de banda, retardo de propagación, atenuación	Error, desviación media, traza individual
[10]	2012	-	No	Modelo de trazado de rayos BELLHOP	Velocidad del sonido	Error en la distancia emisor-receptor, bias, ToA
[5]	2014	MS Visual Basic	Sí	Comunicación en red de sensores y patrón de radiación	Profundidad fondo marino, posición emisores, pérdidas de transmisión	Propiedades señales acústicas en el agua
[12]	2015	MATLAB	No	Modelo de propagación	Divergencia geométrica , perfil de velocidad, batimetría y velocidad del viento	Llegadas al receptor, pérdidas de transmisión y ToF de las llegadas
[11]	2016	Python, MATLAB y Fortran	No	Modelo de trazado de rayos BELLHOP	Perfil de velocidad del sonido	ToA
[6]	2020	LabView	Sí	Simulación comunicación subacuática	Temperatura, salinidad, velocidad del sonido	Atenuación de las señales recibidas, ruido ambiente

Tabla 1. Resumen estado del arte.

1.2. Objetivos del TFM

El objetivo de este trabajo es proporcionar una herramienta de simulación de sistemas de localización acústicos para entornos subacuáticos. La herramienta de simulación permitirá el diseño de la señal emitida por los transductores acústicos, la configuración de la emisión, selección y posición de los emisores, batimetría del terreno y distintos parámetros que caractericen al medio, así como la selección y ubicación del hidrófono de recepción. Se usará un modelo de trazado de rayos para la propagación de señales acústicas y se mostrarán resultados en distintas fases de procesamiento (banda base, señal modulada, señal recibida, posición estimada, etc.). Además, la herramienta permitirá el procesamiento de señales capturadas en pruebas reales, para facilitar su comparación con resultados simulados.

1.3. Contexto

Este Trabajo Fin de Máster se enmarca dentro del proyecto de investigación CODEUS "Modelado e implementación de esquemas de codificación y modulación avanzados para sistemas de localización acústicos aéreos y subacuáticos" ref. CM/JIN/2019-043. Dicho proyecto cuenta con tres líneas prioritarias de trabajo:

a) Estudio y propuesta de estrategias de codificación y modulación para ALPS (*Acoustic Local Positioning System)*.
b) Modelado del canal aéreo y subacuático.
c) Desarrollo de demostradores para pruebas experimentales.

Este trabajo se centra en la primera y segunda línea de trabajo del proyecto, como paso previo al desarrollo de demostradores para pruebas reales en entornos subacuáticos.

1.4. Estructura de la memoria

El documento cuenta con cuatro capítulos, en los cuales se pretende abordar cada uno de los aspectos que se han desarrollado en este trabajo de forma secuencial, hasta llegar al objetivo final.

En el capítulo 1 se introduce el ámbito en el que se centra este trabajo y la problemática que se pretende resolver. También se citan los trabajos relacionados existentes en el estado del arte. En el capítulo 2 se muestra una visión general de la

herramienta y se detalla el desarrollo software que se ha implementado. En el capítulo 3 se muestran los resultados ofrecidos por la plataforma para distintos casos de estudio. Por último, en el capítulo 4 se reflejan las conclusiones obtenidas y los trabajos futuros.

2. Plataforma desarrollada

2.1. Visión general

El principal objetivo de la plataforma desarrollada consiste en simular sistemas de localización que tratan de localizar un receptor sumergido bajo el agua utilizando un número determinado de emisores (mínimo de 3), a partir de señales de espectro ensanchado.

La Fig. 1 muestra un diagrama general de la herramienta que resume su contenido. En primer lugar se configura la emisión, seleccionando el esquema de codificación entre cinco opciones distintas, y a continuación, se configura la modulación y la posición de las balizas. Se puede seleccionar el modelo de un transductor real entre un listado de opciones predefinido o un modelo particular introducido por el usuario. La técnica de acceso al medio también se puede personalizar, seleccionando entre T-CDMA (*Time Code-Division Multiple Access*) o CDMA (*Code-Division Multiple Access*). Una vez finalizada la configuración de la emisión, se procede a configurar el canal, donde se especifica la batimetría (variación de la profundidad con la distancia entre emisor y receptor) junto con distintos parámetros específicos del medio subacuático, como son el perfil de la velocidad del sonido, el coeficiente de absorción o la velocidad del viento en la superficie. Adicionalmente, se introduce la posición del receptor, su modelo y su velocidad, así como la frecuencia de muestreo a la que va a trabajar. Asimismo, la herramienta permite configurar algunos parámetros de procesamiento de la señal recibida, como son el detector de picos de correlación o el algoritmo de posicionamiento.

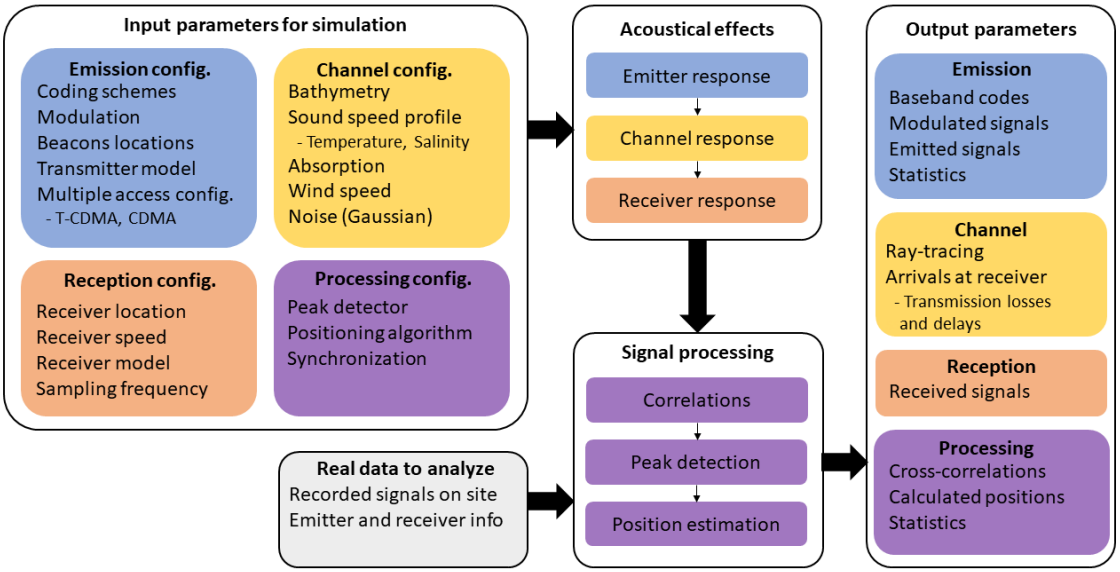


Fig. 1. Diagrama de bloques de la herramienta de simulación.

Una vez introducidos los parámetros de entrada, se lanza la simulación. En primer lugar, se tiene en cuenta la respuesta del emisor y el mecanismo de acceso al medio en caso de multi-emisión, después se aplica la respuesta del canal y finalmente la respuesta del receptor sobre la señal recibida. Dicha señal es procesada calculando la correlación con cada uno de los códigos originalmente emitidos. A continuación, se buscarán los picos de correlación mediante un detector de picos. Estos picos se transforman a distancias, conocida la velocidad del sonido y la frecuencia de muestreo. Una vez calculadas las distancias entre los emisores y el receptor, se puede estimar la posición del receptor a partir de un algoritmo de posicionamiento, que utilizará trilateración esférica o hiperbólica en función de la disposición de sincronismo o no entre emisores y receptor. Cuando el procesamiento se dé por concluido, se podrán visualizar los resultados obtenidos en distintas fases de la simulación: desde la configuración de la señal en banda base, hasta las señales emitidas por los transductores. También se mostrará el trazado de rayos para el entorno previamente definido, así como las llegadas al receptor. Además, se proporcionan las señales recibidas y las señales resultantes tras el procesado junto con estadísticas de interés, como la cota de auto-correlación o el número de picos detectados. Para obtener dichos cálculos estadísticos se podrá configurar un número determinado de repeticiones. Por último, se muestra la posición estimada del receptor y los errores obtenidos.

Alternativamente, se podrán analizar capturas reales realizadas fuera de la plataforma de simulación, obviando la parte de simulación y mostrando directamente

los resultados obtenidos tras el procesamiento correspondiente que automatiza la herramienta.

2.2. Esquemas de codificación

El primer paso en la configuración de la emisión es la selección del esquema de codificación. La herramienta incorpora la generación de las señales codificadas más comunes en el diseño de señales ultrasónicas. De esta forma, el usuario únicamente debe seleccionar la longitud y el número de emisores, y la herramienta genera automáticamente los códigos en banda base. La herramienta permite obtener secuencias Kasami [13], Conjuntos de Secuencias Complementarias (*Complementary Set of Sequences, CSS*) [14], códigos con zonas de correlación cero, como *Loosely Synchronous* [15] y códigos polifásicos Zadoff-Chu [16], útiles por su resistencia al efecto Doppler. Adicionalmente, la herramienta permite incluir cualquier otro código a través de un fichero .mat con un formato definido en la guía de usuario. En la Fig. 2 se muestra una captura de la primera ventana de la herramienta, en la que se selecciona el esquema de codificación.

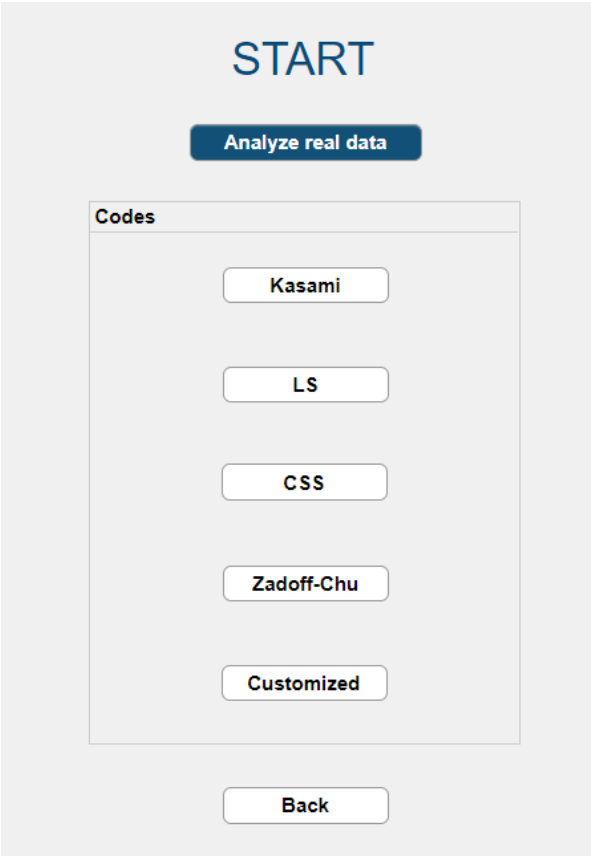


Fig. 2. Ventana de selección de esquema de codificación.

- **Secuencias Kasami:** El primer esquema de codificación mostrado son las secuencias Kasami [13]. Son secuencias binarias que se comportan de forma similar a una secuencia completamente aleatoria, pero se generan de forma determinista (pseudoaleatoria). Para generar estas secuencias se utiliza una m-secuencia m_1 de longitud $L = 2^N - 1$ obtenida a partir de un Registro de Desplazamiento Realimentado Lineal (*Linear Feedback Shift Register, LFSR)*, donde N es un número par. La secuencia m_1 es diezmada por un factor $q = 2^{N/2} + 1$ generando una segunda secuencia de periodo $2^{N/2} - 1$. Concatenando q veces la secuencia diezmada se obtiene una nueva secuencia m_2 de longitud $L = 2^N - 1$. El conjunto de secuencias Kasami está formado por m_1 y la suma módulo-2 de m_1 con cualquier versión desfasada de m_2:

$$K = m_1, m_1 \oplus m_2, m_1 \oplus Dm_2, m_1 \oplus D^2 m_2, \dots, m_1 \oplus D^{L'-1} m_2 \quad (1)$$

Donde $L' = 2^{N/2} - 1$ representa la longitud de la secuencia m_1 diezmada por el factor q, y D representa el desfase introducido. Por lo tanto, el conjunto contiene $M = 2^{N/2}$ secuencias. La Fig. 3.a muestra un ejemplo de las funciones de auto-correlación (AC) y correlación cruzada (CC) de estos códigos para el caso de emisión aperiódica. Nótese que algunos códigos, como los Kasami o Zadoff-Chu, presentan mejores propiedades para el caso de emisión periódica que aperiódica. No obstante, en sistemas de localización suele ser más habitual espaciar las emisiones con intervalos de guarda para reducir el efecto del multicamino. La herramienta permite configurar ambas modalidades (emisión periódica o aperiódica) a modo comparativo.

- **Conjuntos de Secuencias Complementarias:** El segundo esquema de codificación que se ofrece en la herramienta son los Conjuntos de Secuencias Complementarias (CSS) [14]. Son una generalización de las parejas Golay [14], que pueden componerse de un número de M secuencias mayores que dos, lo que permite tener hasta M emisores simultáneos sin interferencia a costa de asignar a cada emisor M secuencias. Se llama SACF (*Sum of Auto-Correlation Functions*) y SCCF (*Sum of Cross-Correlation Functions*) a las funciones de autocorrelación y correlación cruzada, respectivamente, resultantes de sumar las distintas correlaciones que componen el código. Un conjunto C_i con M secuencias binarias s_j de longitud L, $C_{i,s_j}[l] \in \{-1,1\}$; $0 \leq l \leq L-1$; $1 \leq i,j \leq M$, es complementario si la suma de su SACF es nula para todos los desplazamientos distintos de cero, y tiene un valor máximo de $M{\cdot}L$ para el caso de un desplazamiento nulo.

$$SACF_i = \sum_{j=1}^{M} AC_{C_{i,s_j}}[\tau] = M \cdot L \cdot \delta[\tau] = M^{N+1} \cdot \delta[\tau] \quad (2)$$

Donde $\delta[\tau]$ es la función delta de Kronecker, y $L = M^N$ la longitud de las $M = 2^m$ secuencias que componen el conjunto, pudiendo ser m y N cualquier valor natural a excepción del cero. Dados dos códigos *CSS*, C_i y C_k, se dice que uno es compañero del otro si se cumplen las siguientes propiedades:

- Ambos conjuntos tienen el mismo número de secuencias, M en este caso, y todas tienen la misma longitud L.
- La SCCF de las secuencias de ambos conjuntos es nula para cualquier desplazamiento.

$$SCCF_{i,k} = \sum_{j=1}^{M} CC_{c_{i,s_j} c_{k,s_j}}[\tau] = 0 \quad (3)$$

No obstante, para la transmisión de las M secuencias asignadas a cada emisor, suelen emplearse mecanismos de ordenación de bits (entrelazado o concatenación) y luego modulaciones en fase, implicando ambos métodos una degradación de las funciones de correlación. Para generar la transmisión de la señal, es necesario ordenar las secuencias M que forman cada código *M-CSS*. De este modo, la herramienta de simulación incluye dos mecanismos de ordenación de bits: la concatenación y el entrelazado. El proceso de concatenación implica la organización de las secuencias una tras otra. Así, la señal correspondiente al código 1 estará compuesta por su secuencia $C_{1,s1}$, seguida de su secuencia $C_{1,s2}$ hasta la secuencia $C_{1,sM}$. El entrelazado consiste en generar la señal del código 1 concatenando el primer valor de todas sus secuencias en orden, luego su segundo valor y así sucesivamente hasta llegar al valor $C_{1,s1}[1]\ C_{1,s2}[1]\ \ldots\ C_{1,sM}[1]\ C_{1,s1}[2]\ C_{1,s2}[2]\ \ldots\ C_{1,sM-1}[L].C_{1,sM}[L]$. En la Fig. 3.b se puede observar un ejemplo de autocorrelación y correlación cruzada para los códigos CSS considerando concatenado de bits.

- **Secuencias LS:** El siguiente esquema de codificación son los códigos *Loosely Synchronous* (LS) [18]. Estos códigos son ortogonales generalizados, es decir, en sus funciones de correlación, tienen una Zona de Correlación Cero, (ZCZ) alrededor del pico principal y pueden generarse a partir de las CSS. Un conjunto de $M= 2^n$, $n \in \mathbb{N}$, códigos LS de longitud L $\{C = c_m[l];\ 0 \leq m \leq M - 1;\ 0 \leq l \leq L-1\}$ compuesto por elementos $\{-1, 0, 1\}$ puede generarse a partir de dos parejas Golay $G1 = (G_{1,s1}, G_{1,s2})$ y $G2 = (G_{2,s1}, G_{2,s2})$ de longitud L_0 e incorreladas entre sí, según la siguiente expresión:

$$C[z] = \sum_{i=2}^{M/2} h_{m,i} \cdot z_0^{-(i-1)L_0} \cdot [S_{\pi_i,1}, 0\ (z) + z^{-\frac{M}{2}L_0+w}\ S_{\pi_i,2}, 1\ (z)] \quad (4)$$

$C_m(z)$ representa la transformada Z de $c_m[\tau]$; $h_{m,i} \in \{-1,1\}$ son los elementos de una matriz de Hadamard de tamaño $(M/2 \times M/2)$. El vector $\pi = [\pi_1, \pi_2, \ldots, \pi_{M/2}] \in \{1,2\}$ denota la representación binaria de un número natural cualquiera n, $0 \leq n \leq$

$2^{M/2}$, es decir, n = $\sum_i \pi_i 2^i$ y, finalmente, $W \leq L_0 - 1$ es el tamaño de la semiventana de ZCZ. Los primeros $M/2$ códigos LS se generan concatenando las parejas Golay con la polaridad indicada por los coeficientes $h_{m,i}$ de la matriz de Hadamard, y siguiendo el orden establecido por π_i. Para obtener los siguientes $M/2$ códigos, es necesario sustituir el vector π por su complementario $\pi* = [\pi*_1, \pi*_2, \cdots, \pi*_{M/2}]$, $\pi* m = \pi_m + 1 (\bmod 2)$; $1 \leq m \leq M/2$. Los códigos LS obtenidos tienen una longitud $L = ML_0 + W$; aunque, si las emisiones son periódicas, es necesario insertar un intervalo de guarda de, al menos, W ceros.

La Fig. 3.c muestra un ejemplo de correlación de los códigos LS. El beneficio de dicha ZCZ, viene dado porque la interferencia por acceso múltiple y la interferencia entre símbolo queda muy mitigada siempre y cuando las distintas emisiones lleguen al receptor con un retardo que no exceda la mitad la ZCZ.

- **Códigos Zadoff-Chu:** El siguiente código disponible en la herramienta de simulación se trata de los códigos Zadoff-Chu. Estos son códigos multifase y complejos, de módulo unitario, utilizados para la sincronización de símbolos en el protocolo de comunicaciones LTE (Long Term Evolution). Un código Zadoff-Chu Z_r de longitud L puede definirse según la siguiente expresión:

$$Z_r[l] = e^{-\frac{(i\,2\,\pi\,r\,l\,(l+1))}{2L}}, 0 \leq l \leq L-1 \tag{5}$$

La longitud del código L es un número impar y r es un número entero conocido como raíz o semilla. La Fig. 3.d muestra un ejemplo de correlación de estos códigos.

Por último, existe otra opción en la que el usuario puede incluir un esquema de codificación personalizado.

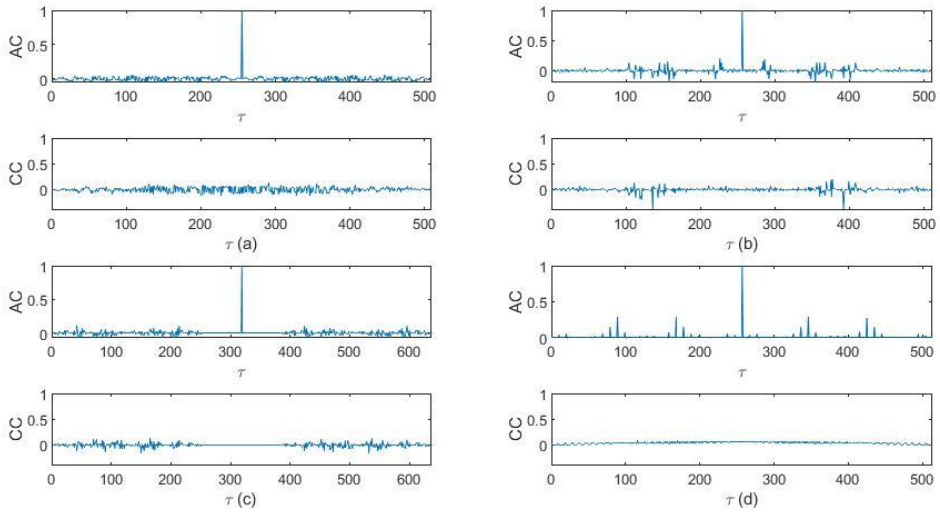


Fig. 3. Funciones de auto-correlación (AC) y correlación cruzada (CC) (a) códigos Kasami L=255 (b) códigos CSS L=256 con concatenado de bits (c) códigos LS L=319 (d) Zadoff-Chu L=257.

2.3. Configuración de la emisión

En la Fig. 4 se muestra una captura de la ventana de configuración de la emisión de la herramienta diseñada. Cabe destacar que para cada esquema de codificación existen opciones de configuración diferentes. En el ejemplo representado en la Fig. 4, se muestra la configuración de la emisión para las secuencias Kasami.

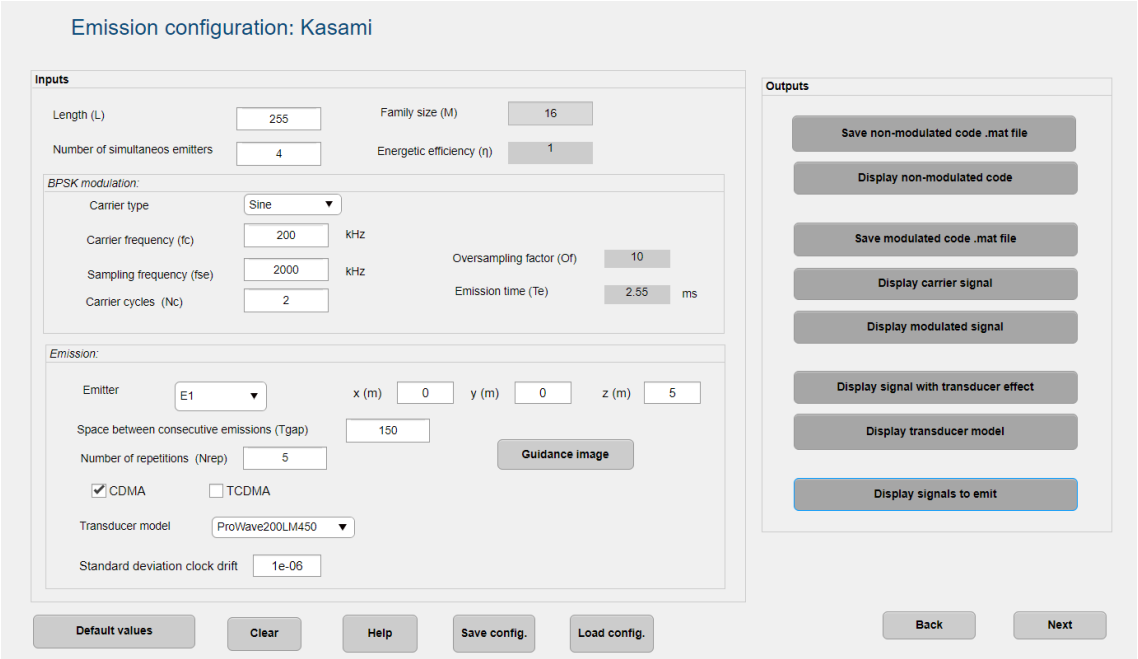


Fig. 4. Ventana de configuración de la emisión para las secuencias Kasami.

2.3.1. Modulación

La modulación es necesaria para ajustar los códigos a transmitir al ancho de banda disponible en los transductores. La técnica de modulación afecta a los resultados de correlación, es por esto por lo que algunos autores han analizado la idoneidad de diferentes esquemas [19]. Las modulaciones por desplazamiento de fase BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*) o QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), son ampliamente utilizadas en ALPS y es la modulación incluida por defecto en la plataforma de simulación: BPSK para secuencias binarias y QPSK para secuencias complejas. Las principales ventajas de las modulaciones PSK son su sencillez y el uso eficiente del ancho de banda del transductor, aunque también provocan lóbulos laterales en los alrededores del pico de correlación principal, lo que podría implicar un error en la determinación del tiempo de vuelo. La modulación PSK de una secuencia s_k[l] puede definirse según se indica en (6):

$$P_r[n] = \cos(2\pi f_c n) - j \cdot sen(2\pi f_c n);\ \ 0 \leq \frac{n}{f_{se}} \leq \frac{O_f \cdot N_c}{f_{se}}$$

$$mc_k[n] = \sum_{l=0}^{l_{c_k}-1} [Re(s_k[l]) \cdot\ Re(P_r[n]) -\ Im(S_k[l]) \cdot Im(P_r[n])] \qquad (6)$$

Donde $P_r\ [n]$ se trata de la portadora compleja para la modulación QPSK. Nótese que si la secuencia a modular es binaria, su parte imaginaria será cero, resultando, por tanto en la modulación BPSK. El factor N_c se trata del número de ciclos de portadora, mientras que O_f representa el factor de sobremuestreo, definido como el ratio entre la frecuencia de la portadora, f_c y la frecuencia de muestreo, f_{se}. Por último, mc_k representa la señal modulada.

2.3.2. Efectos del transductor

La herramienta permite introducir distintas respuestas en frecuencia de transductores comerciales, tanto para la etapa de emisión como para la de recepción, ya que es una característica importante a tener en cuenta en el funcionamiento del sistema. Los transductores comerciales incluidos en la plataforma de simulación son los siguientes: ProWave200LM450 [20], DualSense030 [21], NeptuneT257 [22] y Benthowave BII-7592 [23]. En la Fig. 5 se muestra la respuesta en frecuencia de los transductores indicados, para una frecuencia de muestreo de 1 MHz. Cabe destacar que las respuestas se han modelado en función de los datos proporcionados por los fabricantes. Además, la herramienta también incluye la opción de introducir cualquier otro modelo personalizado por el usuario.

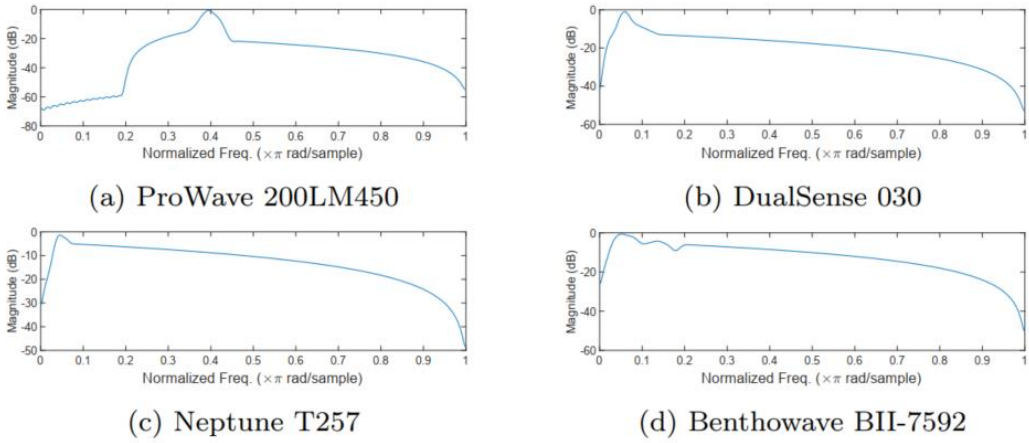


Fig. 5. Modelo en frecuencia de los emisores comerciales disponibles en la herramienta.

2.3.3. Técnicas de acceso al medio

La herramienta de simulación permite configurar dos técnicas distintas de acceso al medio, como se muestra en la Fig. 6. Independientemente de la técnica seleccionada, a cada emisor se le asigna un código modulado único para minimizar las posibles interferencias por acceso múltiple utilizando para ello los códigos mencionados en la sección 2.2. En la técnica CDMA todos los emisores transmiten de forma simultánea, mientras que para la técnica T-CDMA, las emisiones son sucesivas, estando espaciadas un tiempo T_{shift} configurable, por lo que se puede simular cualquier retardo. Como se muestra en la Fig. 6 el T_{gap} se trata del tiempo que transcurre desde la finalización de la emisión de un código y el inicio de la emisión de ese mismo código. Cabe destacar que cuando se configura un T_{shift} igual la longitud del código, dividido por la frecuencia de muestreo, se tiene una emisión tras otra sin solapamiento.

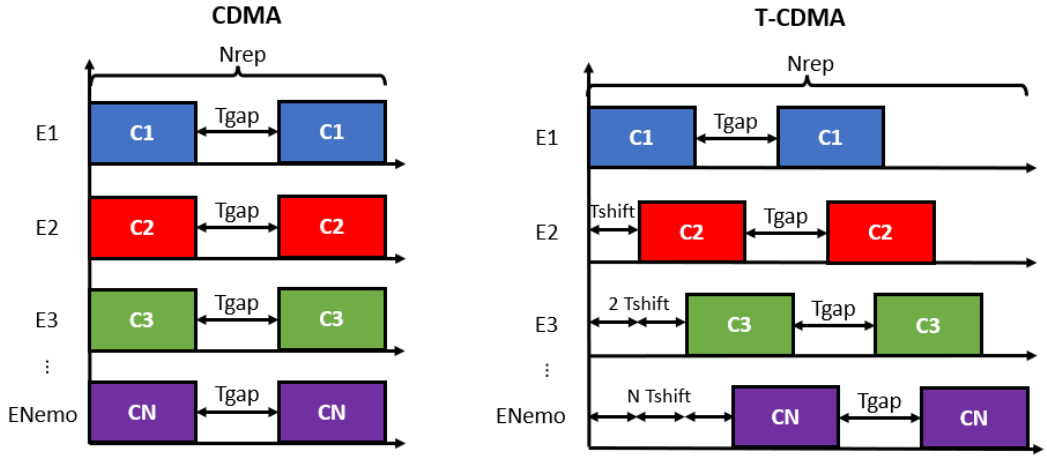


Fig. 6. Configuración de las técnicas de acceso al medio.

2.3.4. Visualización de la configuración seleccionada

La herramienta permite visualizar la configuración seleccionada en distintas fases de la simulación, de forma que el usuario pueda comprobar que se ha seleccionado la configuración deseada. Es posible visualizar: los códigos sin modular, la señal portadora, los códigos modulados, los códigos modulados aplicando el efecto del transductor, la respuesta en frecuencia del transductor seleccionado y finalmente, las señales a emitir. Además, el usuario podrá generar un archivo .mat que contenga los códigos configurados, ya sea en banda base o modulados para su empleo fuera de la herramienta, con vistas por ejemplo a la realización de pruebas reales.

A modo de ejemplo, se muestran a continuación (Fig. 7 a Fig. 13) las distintas opciones de visualización de la configuración disponibles para los códigos Kasami, con los valores que ofrece la herramienta por defecto. Estos son: tamaño de familia 16, longitud de las secuencias 255, 4 emisores simultáneos con modulación sinusoidal; frecuencia de portadora a 200 kHz y frecuencia de muestreo a 2 MHz, con 2 ciclos de portadora, acceso al medio mediante modulación CDMA, el modelo de transductor comercial ProWave 200LM450 y 5 repeticiones espaciadas 150 ms entre sí.

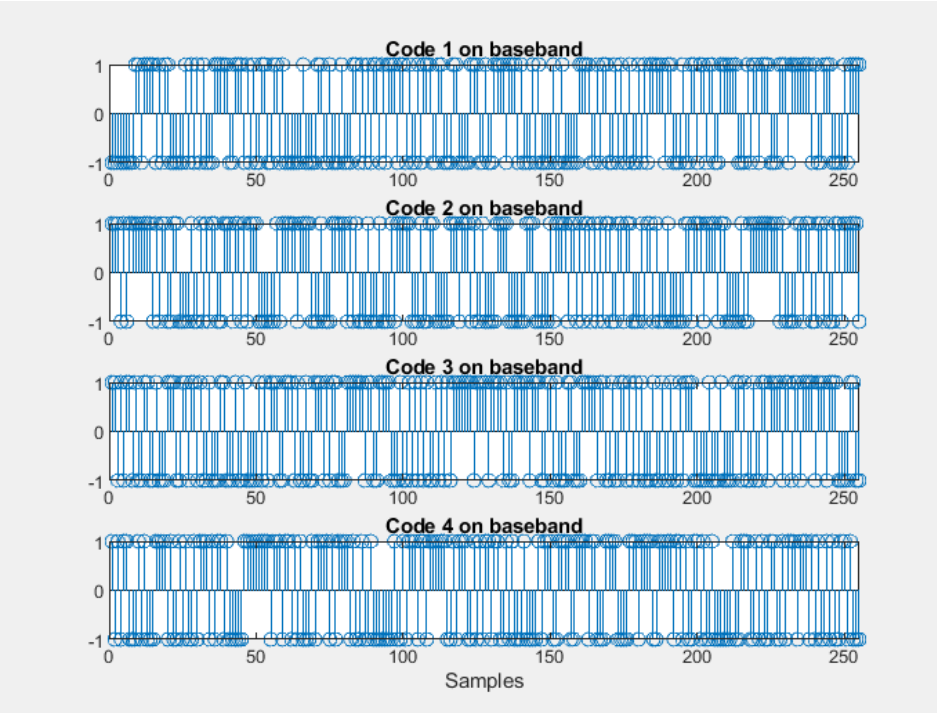


Fig. 7. Códigos Kasami en banda base (longitud 255).

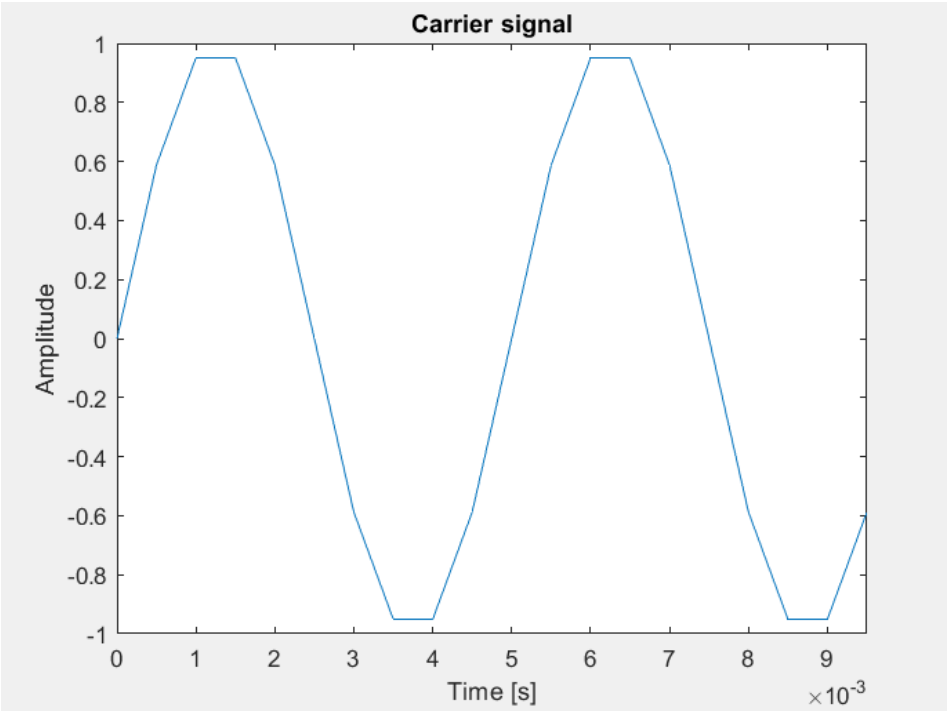


Fig. 8. Señal portadora a 200 KHz con frecuencia de muestreo a 2 MHz y 2 ciclos por portadora.

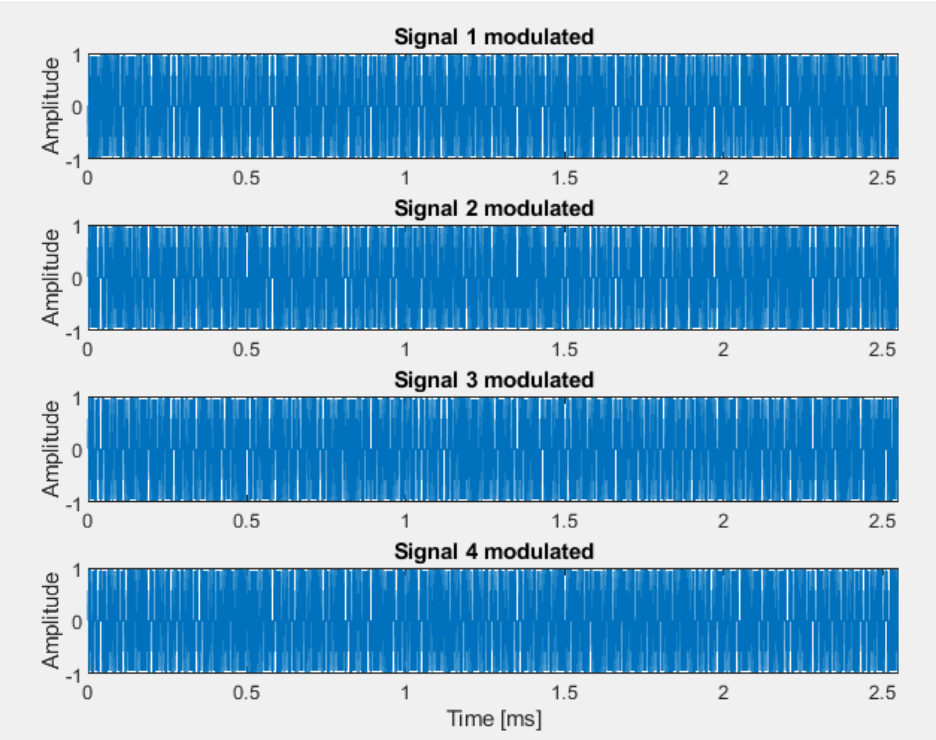


Fig. 9. Códigos Kasami con modulación BPSK.

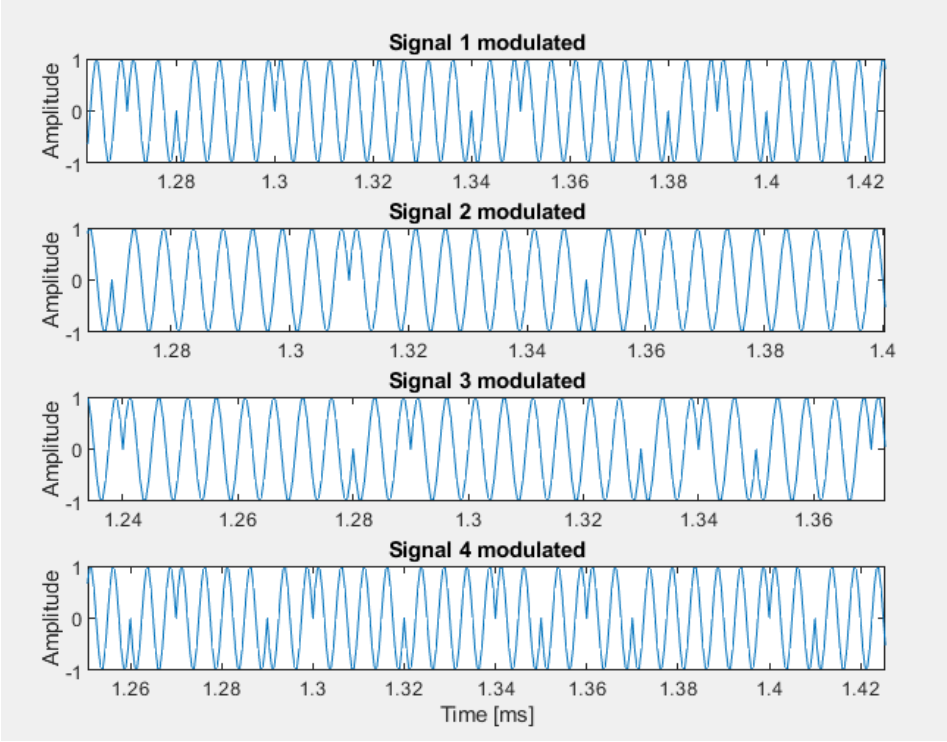


Fig. 10. Ampliación de la Fig. 9, códigos Kasami con modulación BPSK.

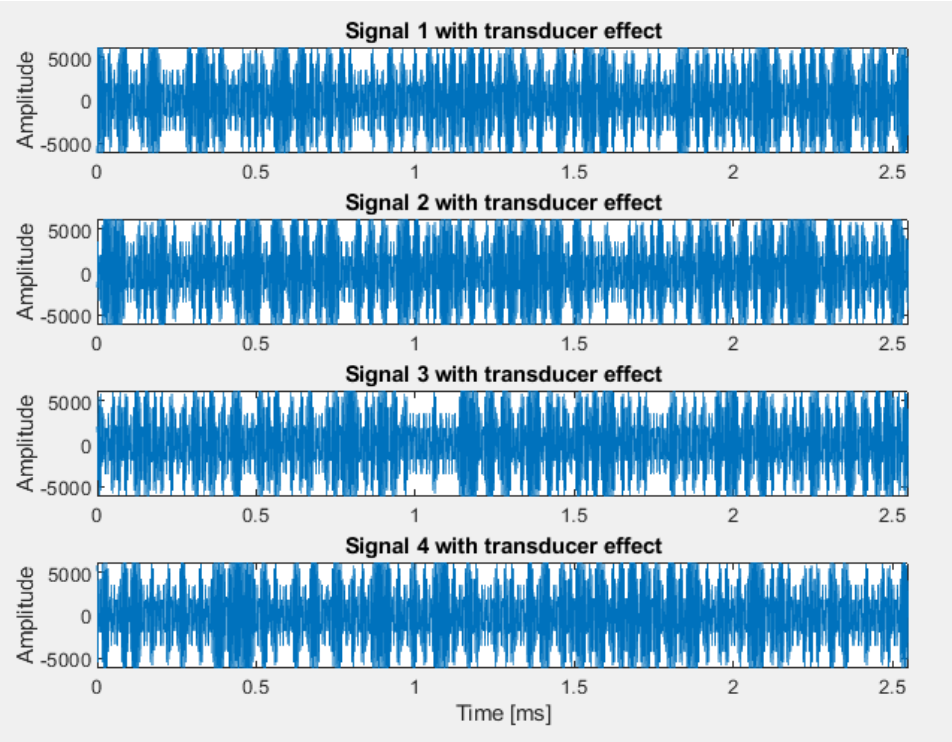


Fig. 11. Señales moduladas con el efecto del transductor ProWave 200LM450.

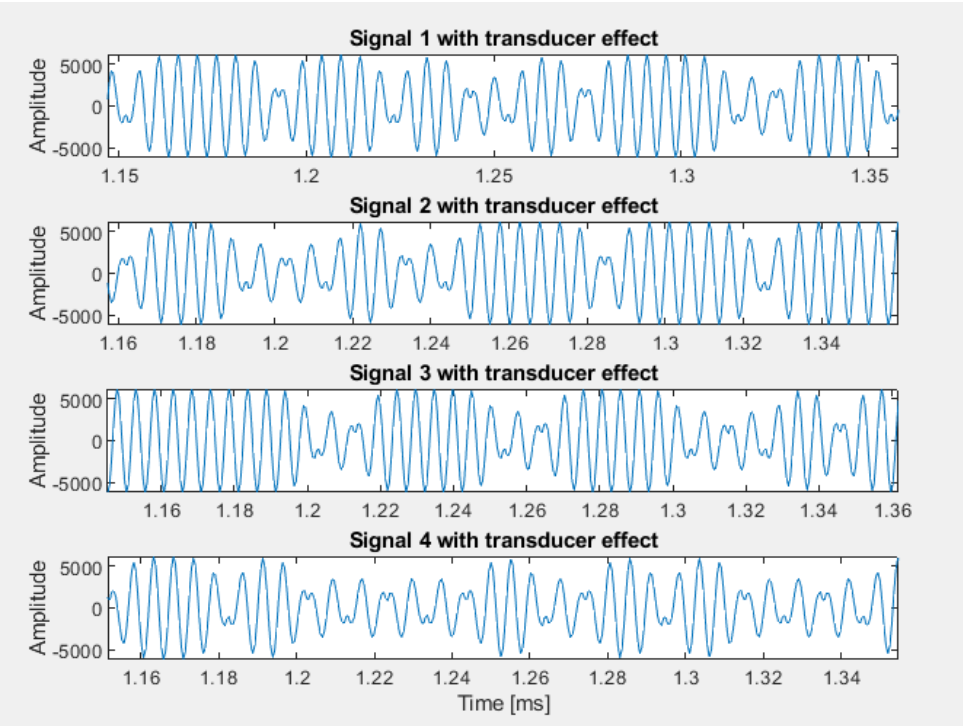


Fig. 12. Ampliación de la Fig. 11, señales moduladas con efecto del transductor ProWave 200LM450.

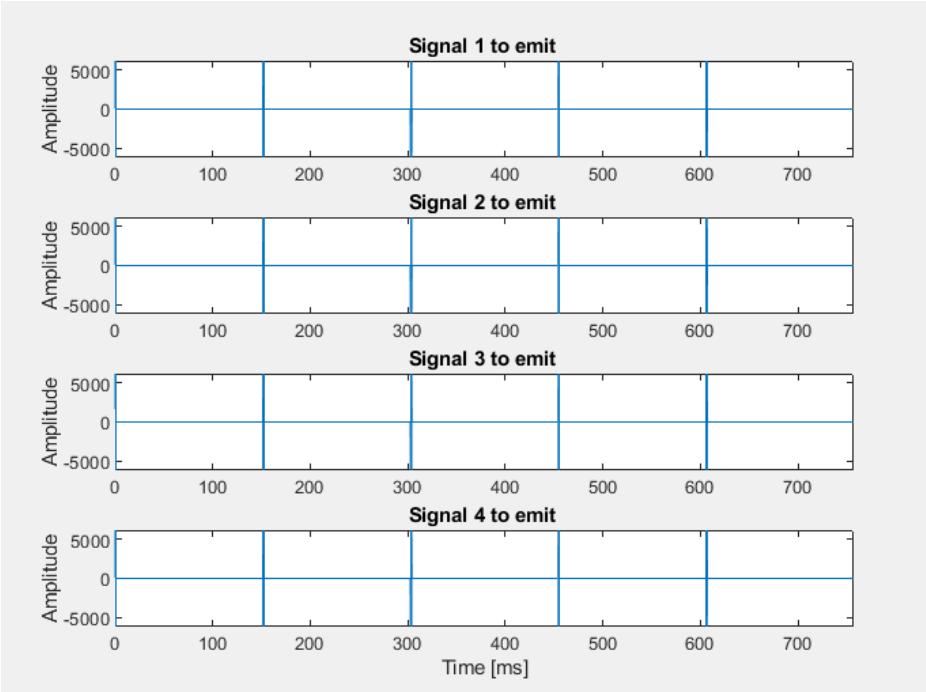


Fig. 13. Señales a emitir, con 5 repeticiones espaciadas 150 ms entre sí.

2.4. Configuración del entorno y del receptor

El entorno desempeña un papel decisivo en la propagación de las ondas acústicas en entornos subacuáticos, ya que estas señales serán reflejadas por la superficie del mar y el fondo marino, y refractadas según los diferentes valores de velocidad del sonido a través de la columna de agua. Por tanto, una vez configurada la emisión, el siguiente paso es configurar el entorno. La información batimétrica entre cada emisor y el receptor deberá ser definida por el usuario para tener en cuenta las variaciones de profundidad con la distancia a lo largo del plano que conecta el emisor y el receptor, 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, define la velocidad del sonido en el agua [2], y por tanto, la refracción de las ondas en su recorrido por el agua. El modo de configuración de todos los parámetros mencionados se encuentra detallado en el manual de usuario (Anexo I).

Las reflexiones de la superficie del mar se ven afectadas por la velocidad del viento. Si no hay viento, se supone que la superficie del mar es perfectamente lisa, y se considera un modelo de reflexión ideal que implica que no hay pérdida de energía y se aplica un desplazamiento de fase de π rad a las ondas reflejadas. Para valores de viento distintos de cero, se considera una pérdida de energía en el rebote y, adicionalmente, las señales reflejadas se ven afectadas por el ensanchamiento

Doppler introducido por el movimiento de la superficie del mar, causado por las olas generadas por el viento [24]. Las condiciones de ruido se modelan como ruido aditivo blanco Gaussiano especificando un valor de la relación señal/ruido (*Signal-to-Noise Ratio, SNR*). La posición del receptor debe ser introducida, y el modelo de transductor puede seleccionarse entre diferentes alternativas, de la misma manera que la selección del emisor en el apartado 2.3. Además, se puede incluir una opción de efecto Doppler para tener en consideración el movimiento entre emisores y receptor, según se indica en (7). Siendo v la velocidad del sonido, v_o la velocidad del receptor, v_s la velocidad del emisor, f_o la frecuencia observada y f_s la frecuencia emitida.

$$f_o = \frac{v + v_o}{v + v_s} f_s \tag{7}$$

En los ajustes avanzados, si se desea, se pueden modificar más parámetros para reproducir condiciones ambientales más específicas, si se dispone de esos datos. De este modo, se puede modificar la información de latitud, así como el pH, la salinidad y la densidad del agua, así como la densidad del fondo marino y el valor de la velocidad del sonido en el material del fondo, con el fin de considerar diferentes tipos de fondos marinos (arena, fondo rocoso, etc.). La Fig. 14 muestra la ventana en la que se realiza esta configuración en la herramienta de simulación. Esta información puede ser guardada y cargada más tarde para facilitar el proceso de configuración, si el mismo entorno se va a utilizar de nuevo.

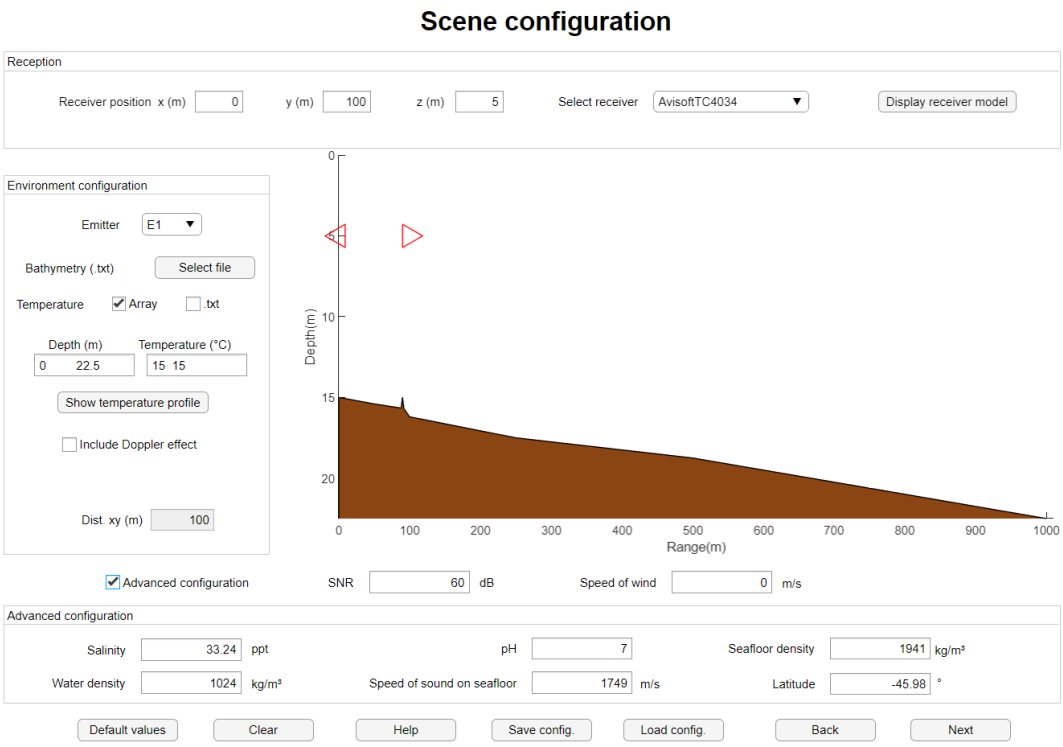


Fig. 14. Configuración del entorno.

De aquí en adelante, se van a mostrar resultados particularizados a la costa del Golfo San Jorge en la Patagonia, Argentina [25]. Se ha elegido esta zona para tomar los valores por defecto de la herramienta, dadas las colaboraciones con la Universidad Nacional de la Patagonia "San Juan Bosco" en Argentina. Se trata de una zona con riesgo de deterioro del medio ambiente por las actividades humanas, en la que resulta de interés la supervisión o monitorización de diferentes variables físicas del litoral marítimo, donde habitualmente se realizan actividades relacionadas con plataformas petrolíferas, y aparecen problemas de contaminación debido a que se vierten desechos al mar como consecuencia de las actividades industriales. De esta manera, la monitorización del mar tiene una importancia central en la gestión sustentable de su biodiversidad, ya que existen ciclos naturales que afectan marcadamente su productividad primaria. La Tabla 2 recoge parámetros como la latitud, la temperatura del agua, la densidad del fondo y la velocidad del sonido en el fondo (considerando un fondo arenoso), y los valores de la velocidad del viento típicos de esta región, que se han podido medir.

Parámetro	**Valor**
Densidad del agua	1024 kg/m^3
Densidad del fondo marino	1941 kg/m^3
Velocidad del sonido en el fondo marino	1749 m/s
Velocidad del viento	8.33 m/s
Temperatura	15º C
pH	7
Salinidad	33.24 ppm
SNR	15 dB

Tabla 2. Parámetros de configuración de la costa del Golfo de San Jorge, Patagonia, Argentina.

2.5.Trazado de rayos

El siguiente paso consiste en la configuración del modelo de propagación. La reflexión y la refracción de las ondas acústicas submarinas se han modelado en la herramienta de simulación utilizando un modelo de trazado de rayos desarrollado en el seno del grupo GEINTRA [12]. El modelo parte de la consideración de que la energía acústica está confinada en diferentes caminos, o rayos, de manera que esta técnica proporciona una solución al problema de la propagación acústica que se interpreta fácilmente de forma visual.

En lugar de resolver la ecuación de Helmholtz [26] para obtener la familia de curvas con una determinada geometría (rayos) y amplitud que obedecen a dicha ecuación, el modelo desarrollado implementa un enfoque geométrico: la columna de agua se divide en capas de profundidad constante (pasos), 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 θ_i, el ángulo θ_{i+1} en la nueva capa se obtiene por la ley de refracción de Snell:

$$\frac{\sin\theta_{i+1}}{sin\theta_i} = \frac{c_{i+1}}{c_i} \tag{8}$$

donde las dos capas contiguas de la columna de agua se caracterizan por sus valores de la velocidad del sonido, c_i y c_{i+1}, respectivamente. Si la velocidad del sonido es diferente en ambas capas, hará que los rayos se curven, ya que habrá un cambio en θ_{i+1} según (7). Por el contrario, si la velocidad del sonido es constante, el rayo continuará con el mismo ángulo, en línea recta. La ecuación (8) se aplica a cada rayo que cruza a una nueva capa.

Los parámetros necesarios para realizar el trazado de rayos son el número de rayos, el tamaño del paso de la columna de agua, y el coeficiente de divergencia geométrica, que puede seleccionarse entre esférico, cilíndrico o híbrido [2]. La divergencia geométrica, junto con la pérdida de energía por absorción y las pérdidas por rebotes en la superficie del mar y en el fondo marino, proporcionan la pérdida total de energía para cada rayo. Además, los ángulos de apertura del transmisor pueden modificarse también, aunque estos parámetros se determinan inicialmente según la hoja de características del emisor seleccionado. Para mayor claridad a la hora de representar el trazado de rayos en el entorno, la herramienta incluye un coeficiente de reducción que diezma el número de rayos a representar. Nótese que el número de rayos trazados en el entorno no se ve afectado.

Tras la aplicación del modelo de trazado de rayos, se pueden visualizar los resultados, como se muestra en la Fig. 15. En este ejemplo, se lanzaron 501 rayos con un ángulo de apertura de 70º (ángulo de apertura inicial 30º y final -40º), con un factor de reducción de 10, por lo que sólo se muestran 50 rayos en la instantánea. Se consideró un paso de 10 cm, y como el perfil de temperatura definido en la Tabla 2 era constante, los rayos siguen una línea recta. El número de llegadas, mostrado en la esquina derecha de la Fig. 15, se ha calculado utilizando el número total de rayos lanzados. El modelo considera una llegada cuando el receptor se encuentra dentro del haz formado por dos rayos contiguos. En [12] se puede encontrar más

información sobre el modelo de trazado de rayos implementado y su validación experimental, así como las ecuaciones que modelan los fenómenos físicos, como la divergencia geométrica, la absorción, las pérdidas por rebotes, y el ensanchamiento Doppler. Cabe destacar que este resultado sería análogo para el resto de pares emisor-receptor, con las particularidades de batimetría y distancia entre ellos.

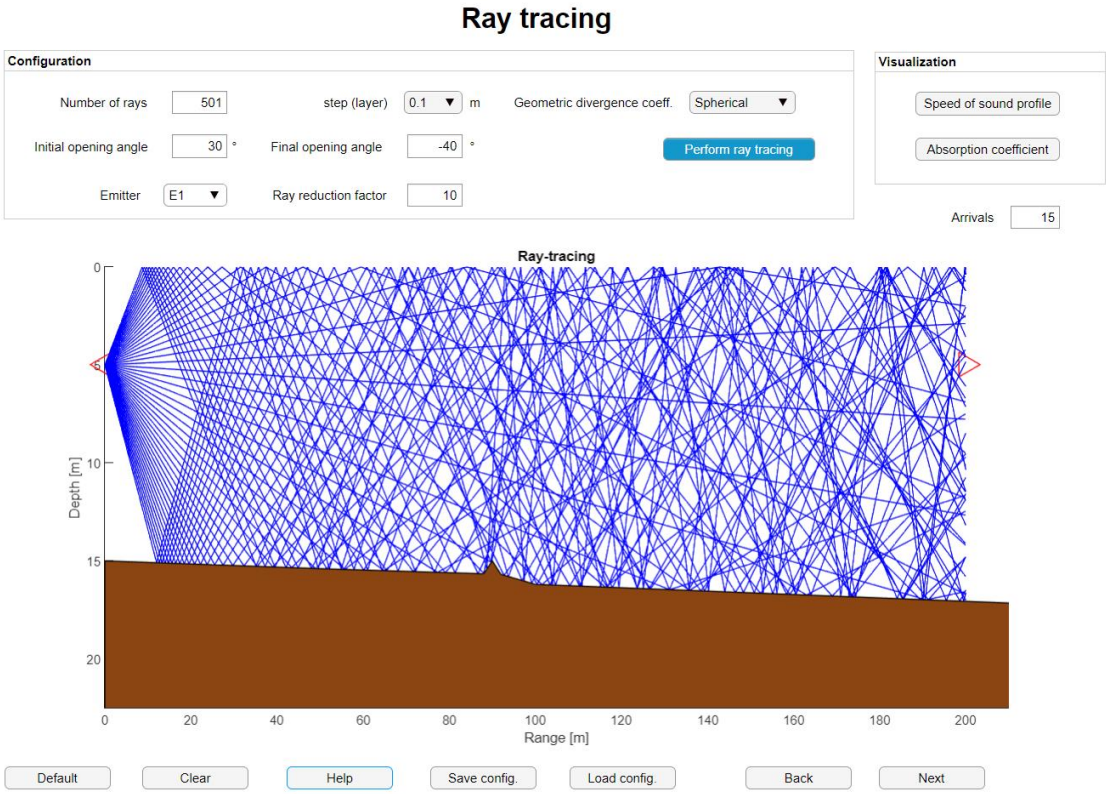


Fig. 15. Ejemplo de la ventana de trazado de rayos.

Además de la visualización del trazado de rayos, la herramienta ofrece visualizar el perfil de velocidad del sonido y el coeficiente de absorción en función de la profundidad, para el caso bajo estudio. En las figuras 16 y 17 se muestran, respectivamente, cómo varían la velocidad del sonido y el coeficiente de absorción en función de la profundidad. Dicha variación es prácticamente nula dado que se han introducido los valores que ofrece la herramienta por defecto, que utiliza un valor constante de temperatura de 15ºC. Si se modifica la temperatura en función de la profundidad, se obtienen variaciones mucho más destacadas, como se muestra en las figuras 18 y 19, donde se han introducido los siguientes valores de profundidad en metros (0, 7, 16, 22.5) para las correspondientes temperaturas en grados centígrados (18, 16, 15, 14).

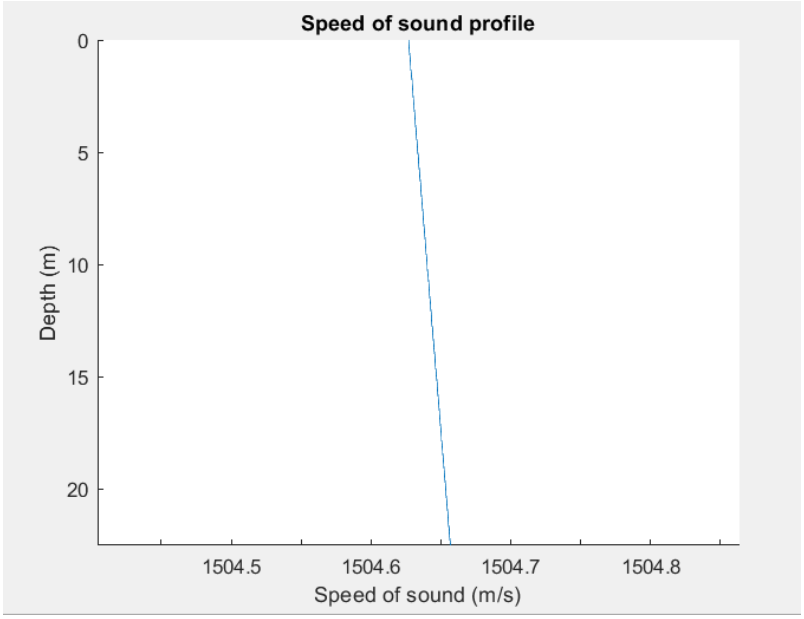


Fig. 16. Velocidad del sonido en función de la profundidad, para una temperatura constante.

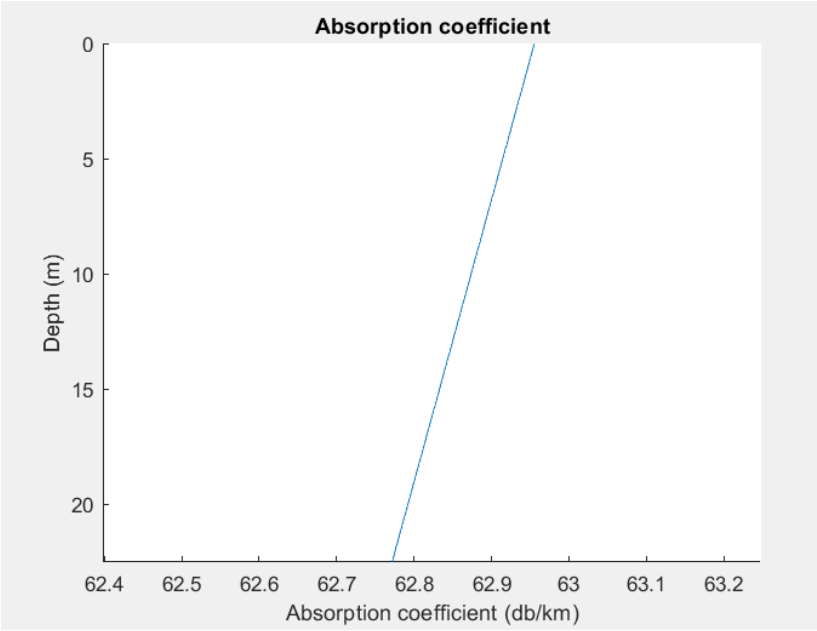


Fig. 17. Coeficiente de absorción en función de la profundidad, para una temperatura constante.

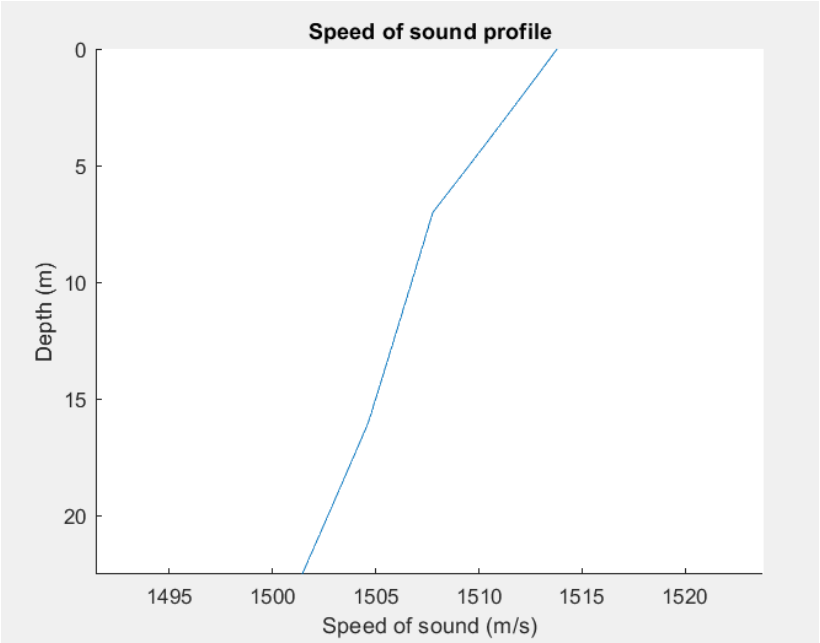


Fig. 18. Velocidad del sonido en función de la profundidad, para una temperatura variable.

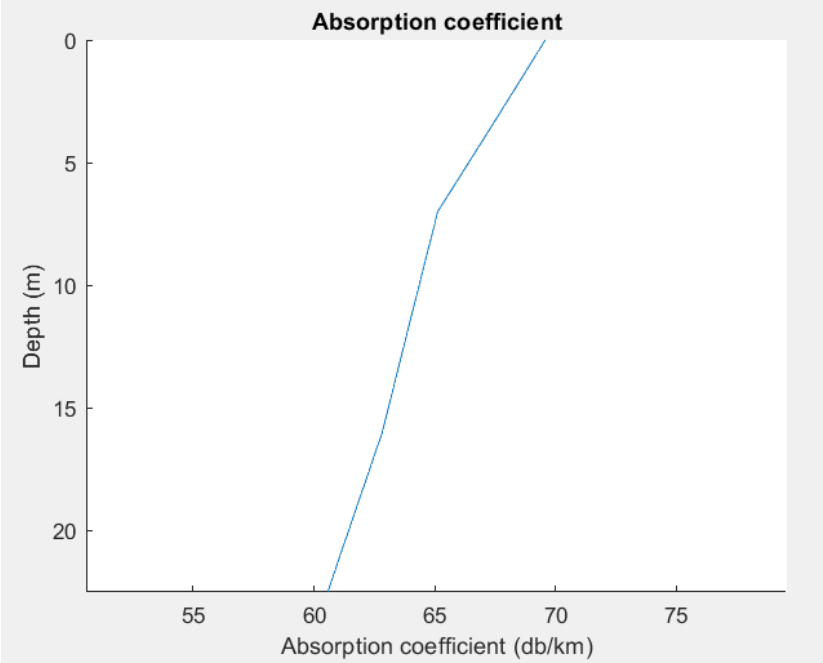


Fig. 19. Coeficiente de absorción en función de la profundidad, para una temperatura variable.

2.6 Procesamiento a bajo nivel

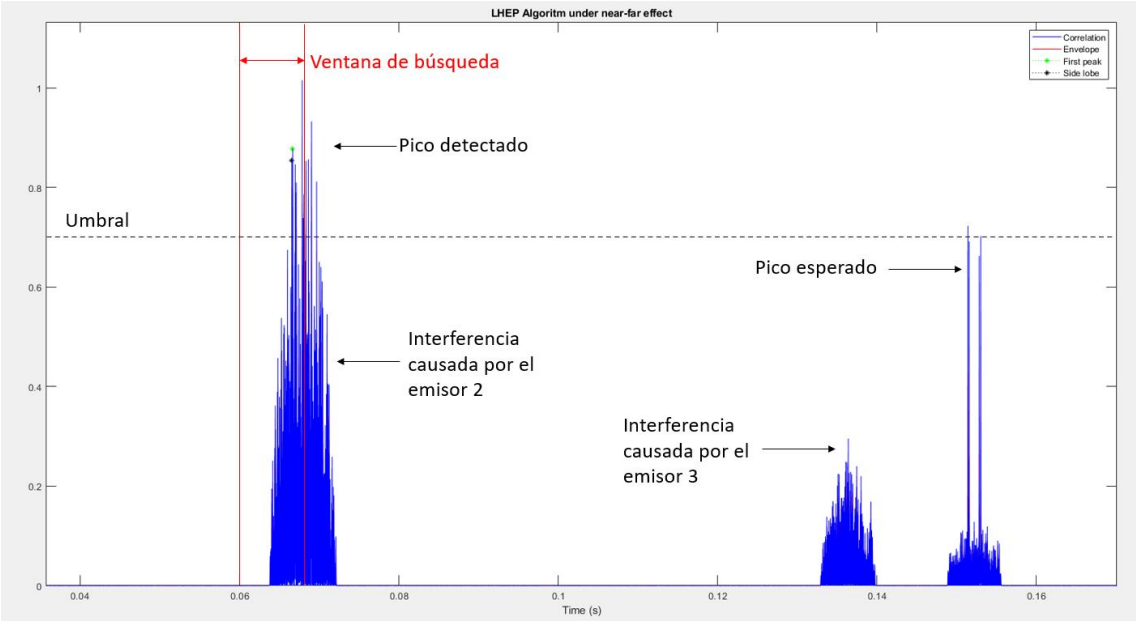
Tras aplicar el modelo de trazado de rayos entre cada emisor y el receptor, se reconstruye la señal recibida para cada par emisor-receptor teniendo en cuenta las pérdidas, multicamino, ruido y ensanchamiento Doppler obtenido por el trazado de rayos, y finalmente se suman todas las contribuciones para obtener la señal recibida en el receptor. A continuación, se realizan las correlaciones de esta señal con cada código modulado emitido, obteniendo así una señal de correlación por código emitido.

Estas señales de correlación pueden contener varios picos, ya que puede haber algunas llegadas al receptor desde distintos caminos de propagación, fenómeno conocido como multicamino. Para cada señal de correlación, el objetivo es identificar el primer pico (primera llegada). Esta búsqueda puede realizarse en la herramienta mediante dos algoritmos diferentes:

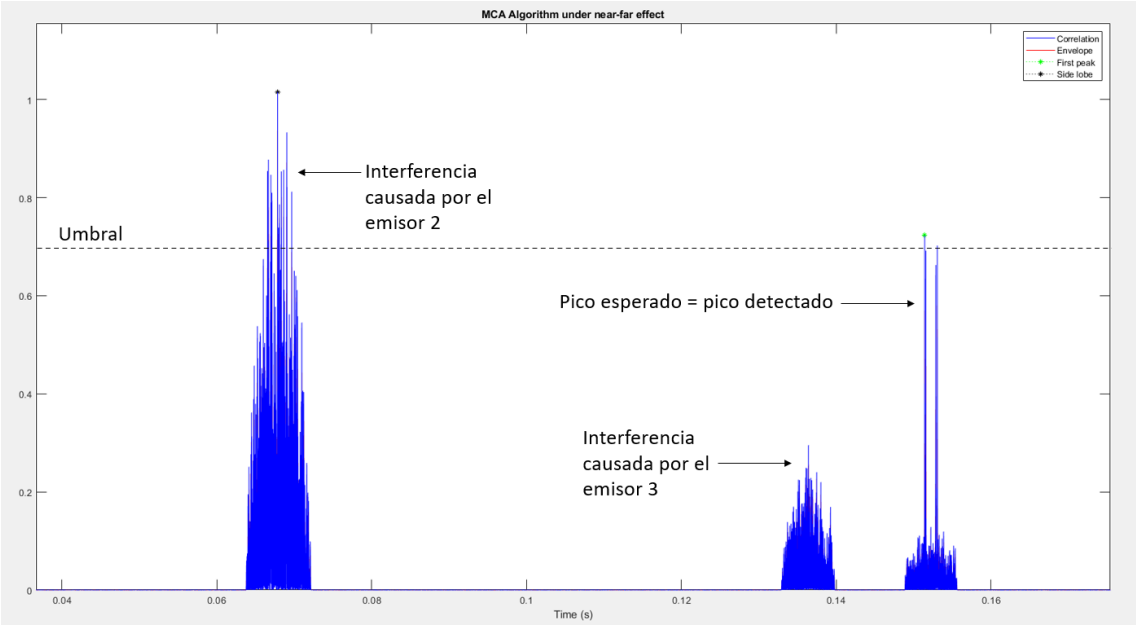
1) LHEP (*Left from Highest-Energy Peak*), que busca el pico de mayor energía, y luego establece una ventana de búsqueda a la izquierda de ese pico. Si el algoritmo detecta un pico que supere un umbral configurable, seleccionará este pico como el primero; si ningún pico cumple el requisito, se asume que el primer pico es el de mayor energía.

2) MCA (*Multipath Compensation Algorithm*), descrito en [27]. Este algoritmo intenta compensar los efectos del multicamino basándose en la estimación aproximada de la respuesta al impulso del canal, a partir de la cual se obtiene el correspondiente trayecto de línea de visión directa para cada canal emisor-receptor.

Dado que ambos algoritmos operan de forma diferente, en determinadas circunstancias se pueden obtener resultados distintos dependiendo del que se haya seleccionado. Por ejemplo, en el caso del efecto cerca-lejos, los picos de correlación cruzada causados por los emisores más cercanos al receptor pueden ser mayores que el pico de correlación principal. En ese caso, el algoritmo LHEP proporcionará un resultado erróneo ya que la búsqueda se basa en el pico de mayor amplitud; por su parte, el algoritmo MCA detectará el pico correcto ya que aplica un filtrado en frecuencia, a costa de incrementar el tiempo de cálculo. La Fig. 20 ilustra una comparativa de ambos algoritmos en el caso del efecto cerca-lejos, donde el emisor 2 está 100 m más cerca del receptor que los emisores 1 y 3. Dicha figura corresponde a la correlación con el patrón del código del emisor 1.



(a) Algoritmo LHEP.



(b) Algoritmo MCA.

Fig. 20. Ejemplo del comportamiento de los algoritmos de detección de picos en presencia del efecto cerca-lejos.

Una vez obtenido el tiempo de vuelo t_i del primer pico para cada emisor i, la distancia d_i entre el receptor y ese emisor i puede calcularse mediante la siguiente ecuación:

$$d_i = c \cdot t_i \tag{9}$$

donde c es la velocidad del sonido. En la práctica, este valor podría ser determinado por el receptor en su profundidad actual al recibir las señales de los emisores, si

estuviese equipado con sensores para medir la temperatura, la salinidad y la presión. En caso contrario, se puede utilizar un valor de velocidad del sonido nominal de 1500 m/s. En cualquier caso, ambos enfoques implican un error en la distancia estimada, ya que se utiliza un único valor de la velocidad del sonido, en lugar del perfil completo de la velocidad del sonido, que normalmente no es conocido por el receptor.

2.7 Métodos de localización

La herramienta considera que todos los emisores están sincronizados entre sí. No obstante, permite configurar el que haya sincronismo entre emisores y receptor, en cuyo caso se hablará de trilateración esférica; o que no exista sincronismo, lo que implica utilizar un posicionamiento hiperbólico basado en las diferencias de tiempo de llegada (o diferencias de distancia) con un emisor de referencia $|d_r - d_i|$. La posición del receptor puede estimarse mediante dos métodos diferentes: Gauss-Newton [29] (GN) o Cayley-Menger (CM) [30]. Para GN se dispone de los casos esférico e hiperbólico, mientras que para CM sólo se dispone del caso esférico, ya que en el caso hiperbólico los resultados obtenidos son muy sensibles al ruido.

El método GN se basa en la matriz jacobiana J para determinar la posición del receptor, buscando el valor mínimo del vector ΔX tras un proceso iterativo:

$$\Delta X = (J^T \cdot J)^{-1} \cdot J^T \cdot B \tag{10}$$

donde B es un vector formado por las distancias medidas d_i en el caso esférico (o las diferencias de distancias en el hiperbólico). La matriz jacobiana J se muestra en (11).

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x} & \frac{\partial f_1}{\partial y} & \frac{\partial f_1}{\partial z} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x} & \frac{\partial f_2}{\partial y} & \frac{\partial f_2}{\partial z} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x} & \frac{\partial f_n}{\partial y} & \frac{\partial f_n}{\partial z} \end{pmatrix} \tag{11}$$

donde f_n es la medida del enésimo emisor, representada por la distancia euclídia d_i (o la diferencia de distancia en el caso hiperbólico). Por otro lado, el método CM se basa en la aplicación de los determinantes de Cayley Menger [30]. En este caso, el número de emisores debe ser como mínimo cuatro, para la estimación de la posición 3D. Si se denota *d(AB)* la distancia entre dos puntos A y B, el determinante de Cayley-Menger para 3 dimensiones se muestra en siguiente expresión (12).

$$\det \begin{bmatrix} 0 & d(AB)^2 & d(AC)^2 & d(AD)^2 & 1 \\ d(AB)^2 & 0 & d(BC)^2 & d(BD)^2 & 1 \\ d(AC)^2 & d(BC)^2 & 0 & d(CD)^2 & 1 \\ d(AD)^2 & d(BD)^2 & d(CD)^2 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{12}$$

Dado que la coordenada *z* suele presentar los peores resultados debido al fenómeno de dilución de la precisión (*Dilution of Precision, DOP*), la herramienta ofrece la posibilidad de utilizar un apoyo externo para obtener esta coordenada, simulando que se ha obtenido de forma externa a este algoritmo de posicionamiento (por ejemplo, utilizando un sensor de presión en el receptor). Además, es posible modificar la desviación típica de la deriva del reloj para introducir errores de sincronismo en la simulación.

3. Resultados

En esta sección se muestran todos los resultados proporcionados por la herramienta para el estudio de posicionamiento subacuático usando señales codificadas. Se presentan los métodos para obtener los tiempos de vuelo de las señales, así como la determinación de la distancia entre emisor y receptor. También se muestran las métricas utilizadas para el análisis de los resultados numéricos. Por último, se muestran y analizan las posiciones estimadas obtenidas.

3.1. Resultados en banda base y modulación

Los resultados de la autocorrelación, la correlación cruzada y la transformada rápida de Fourier (FFT) se muestran en tres etapas distintas de la señal: en banda base, tras aplicar la modulación y filtrada por el modelo de transductor. Para evaluar el rendimiento del esquema de codificación seleccionado en la etapa de transmisión, se proporcionan algunos factores de mérito, como la cota de autocorrelación (θ_{AC}) y la cota de correlación cruzada (θ_{CC}). La cota de autocorrelación es la relación entre la amplitud del lóbulo lateral más alto y el pico principal en el desplazamiento cero; mientras que la cota de correlación cruzada es la relación entre la amplitud del lóbulo lateral más alto en la función de CC y la amplitud del lóbulo principal en la función de AC, como se define en (13) y (14), respectivamente.

$$\theta_{AC} = max\left\{\frac{\left|C_{S_{n,\,S_n}}[\tau]\right|}{\left|C_{S_{n,\ \ S_n}}[0]\right|}\right\};\ \forall n\ \in [0,\cdots,K-1];\ \forall\tau \neq 0 \tag{13}$$

$$\theta_{CC} = max\left\{\frac{\left|C_{S_{n,\,S_m}}[\tau]\right|}{\left|C_{S_{n,\ \ S_n}}[0]\right|}\right\};\ \forall m\ \in [0,\cdots,K-1];\ n \neq m;\ \forall\tau \tag{14}$$

Las cotas varían entre 0 y 1, donde los valores de θ_{AC} cercanos a 0 significan una detección más fácil del pico principal, y los valores cercanos a 1 implican que los lóbulos laterales podrían ser detectados erróneamente en lugar del pico principal. Del mismo modo, los valores de θ_{CC} cercanos a 0 indican que ambos códigos pueden distinguirse fácilmente, y los valores cercanos a 1 implican que un código diferente puede ser asignado erróneamente a un emisor. La cota total (θ_T) muestra el valor máximo entre las cotas AC y CC. Para determinar estos valores de cota, se define una

ventana de exclusión de un número configurable de muestras alrededor del pico principal para evitar posibles errores en la detección de lóbulos laterales debido al proceso de modulación.

La Fig. 21 muestra una captura de pantalla de los resultados de banda base y la Fig. 22 los resultados con modulación proporcionados por la herramienta de simulación. Este ejemplo considera dos códigos Kasami con una longitud L = 255, modulados en BPSK con dos ciclos de portadora por símbolo de modulación, a una frecuencia de portadora de 200 kHz y una frecuencia de muestreo de 2 MHz. El pico principal de la AC está marcado con una estrella roja en el gráfico superior de ambas figuras, mientras que el lóbulo lateral de mayor amplitud se señala con una estrella verde. El gráfico central muestra la función de CC entre los dos códigos (C1 y C2). Cabe destacar que en este ejemplo se obtiene un valor de cota total bajo, θ_{CC} de 0.1294. Estas cotas bajas de AC y CC indican que este par de señales tienen unas propiedades de correlación AC y CC adecuadas, lo que facilita su detección e identificación correcta en el receptor. Por último, el gráfico inferior en la Fig. 21 y Fig. 22 representa la respuesta en frecuencia de la señal en la etapa seleccionada, que es útil para identificar si es necesario modificar algún parámetro de transmisión para adaptar mejor la señal a la respuesta en frecuencia del transductor. Se puede configurar una ventana de exclusión (*EW – Exclusion Window*) alrededor del pico principal, en la que se introduce el número de muestras que no se tendrán en cuenta a la izquierda y a la derecha del pico detectado para, a la hora de obtener métricas de calidad del pico, evitar tomar valores del propio pico principal debido al ensanchamiento producido por el proceso de modulación.

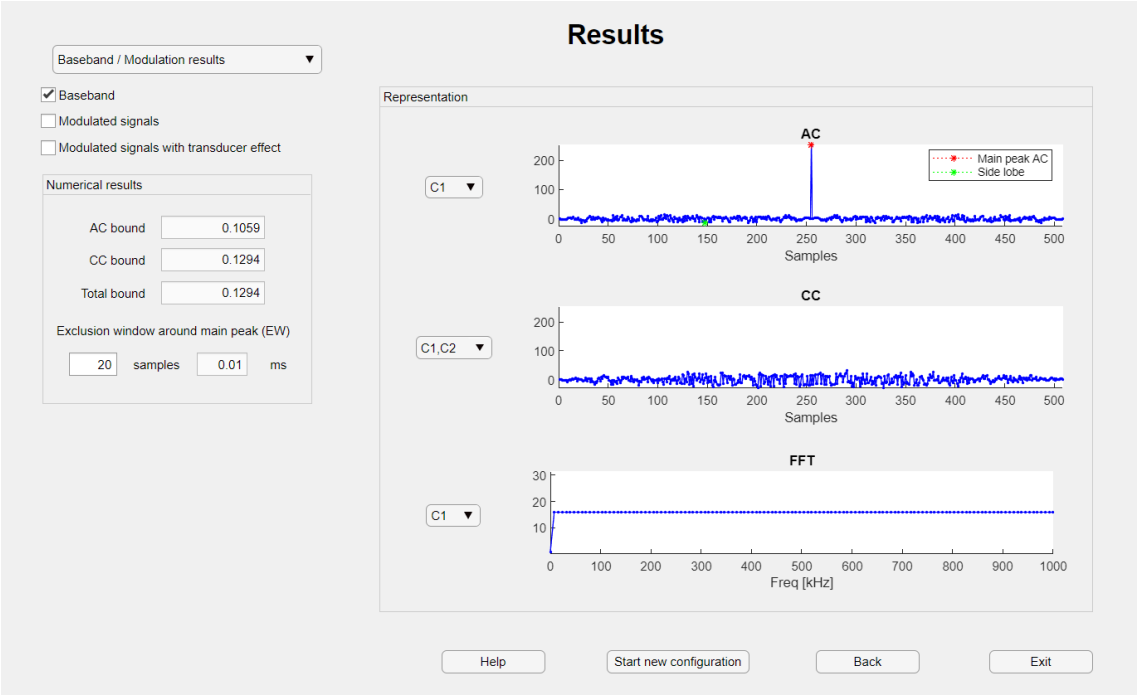


Fig. 21. Resultados de autocorrelación (AC, gráfico superior), correlación cruzada (CC, gráfico medio) y FFT (gráfico inferior) utilizando códigos Kasami de 255 bits en banda base.

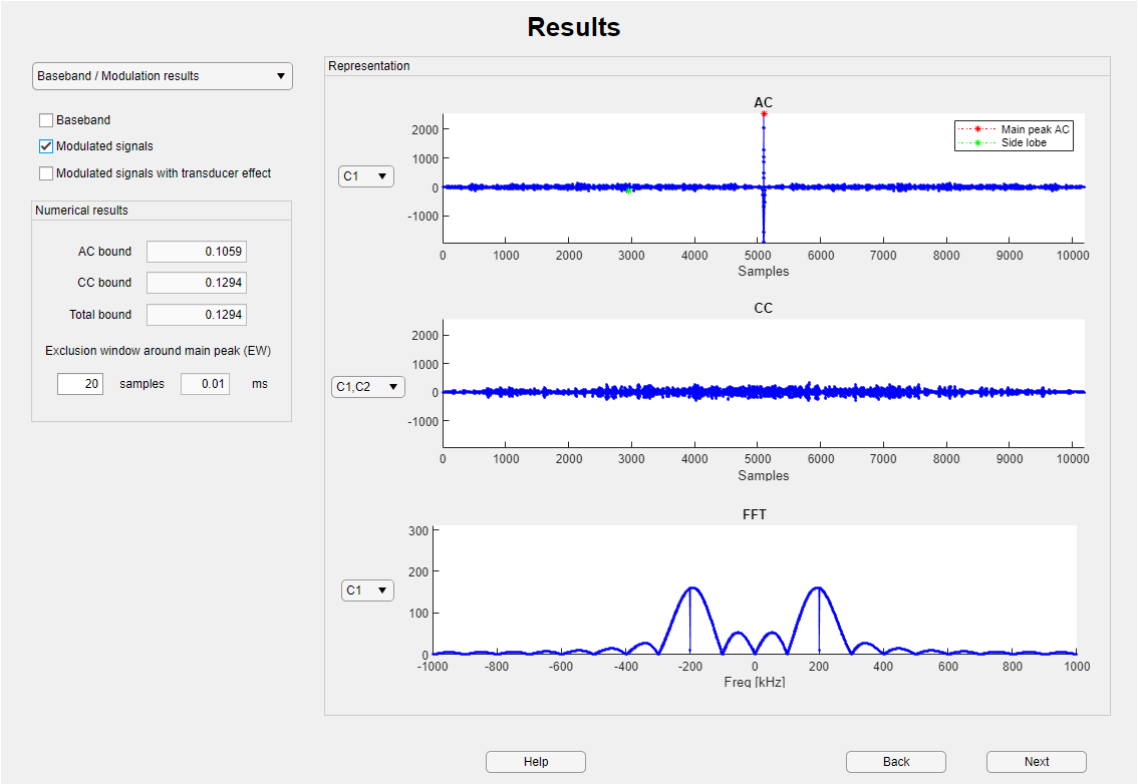


Fig. 22. Resultados de autocorrelación (AC, gráfico superior), correlación cruzada (CC, gráfico medio) y FFT (gráfico inferior) utilizando códigos Kasami de 255 bits con modulación BPSK.

En la Fig. 23 se puede observar la ventana de exclusión configurada, en donde se ha señalado el pico principal con un círculo rojo y el pico secundario con un círculo azul. Cabe destacar que si no se hubiera impuesto dicha ventana de exclusión, se habría seleccionado como pico secundario un lóbulo del pico principal debido a la modulación, de forma que se obtendrían resultados erróneos.

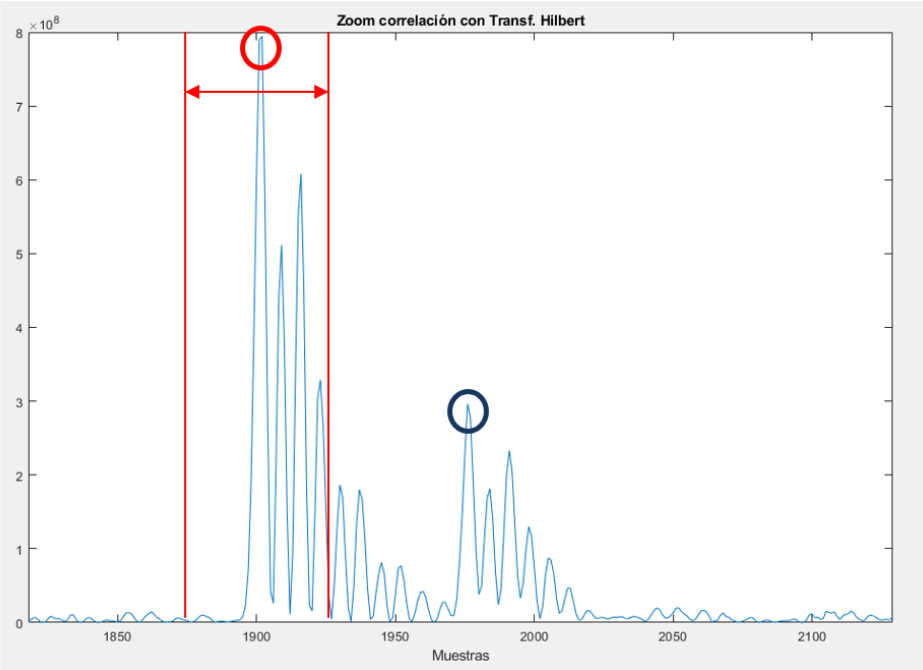


Fig. 23. Visualización de la ventana de exclusión.

3.2.Llegadas al receptor

Tras la simulación generada gracias al trazado de rayos, para detectar las llegadas al receptor se agrupan los rayos contiguos de dos en dos a la distancia y profundidad a la que se encuentre el receptor, y se comprueba el número de rebotes en la superficie y en el fondo. Si los dos rayos muestran el mismo número de rebotes, se puede considerar que ambos forman parte de un mismo haz. Si el receptor se encuentra dentro de este haz, se asume que siempre existirá un rayo intermedio que tenga las mismas características de los otros dos con un ángulo intermedio, y que impactará en el receptor. Las pérdidas de transmisión y al tiempo de vuelo de cada rayo vendrán dadas por la interpolación de los valores de los dos rayos que forman el haz. Si por el contrario el receptor no se encuentra dentro de un determinado haz, se considera que no hay llegada proporcionada por esos caminos. Este procedimiento se repite para cada par de rayos adyacentes, lo que permite identificar todas las llegadas en el receptor con sus correspondientes propiedades de tiempos de vuelo y pérdidas de transmisión. En la herramienta se pueden visualizar las respuestas

impulsivas de las llegadas al receptor, en función de los tiempos de vuelo obtenidos. En la Fig. 24 se muestra una captura de las llegadas al receptor obtenidas con los parámetros configurables que ofrece la herramienta por defecto.

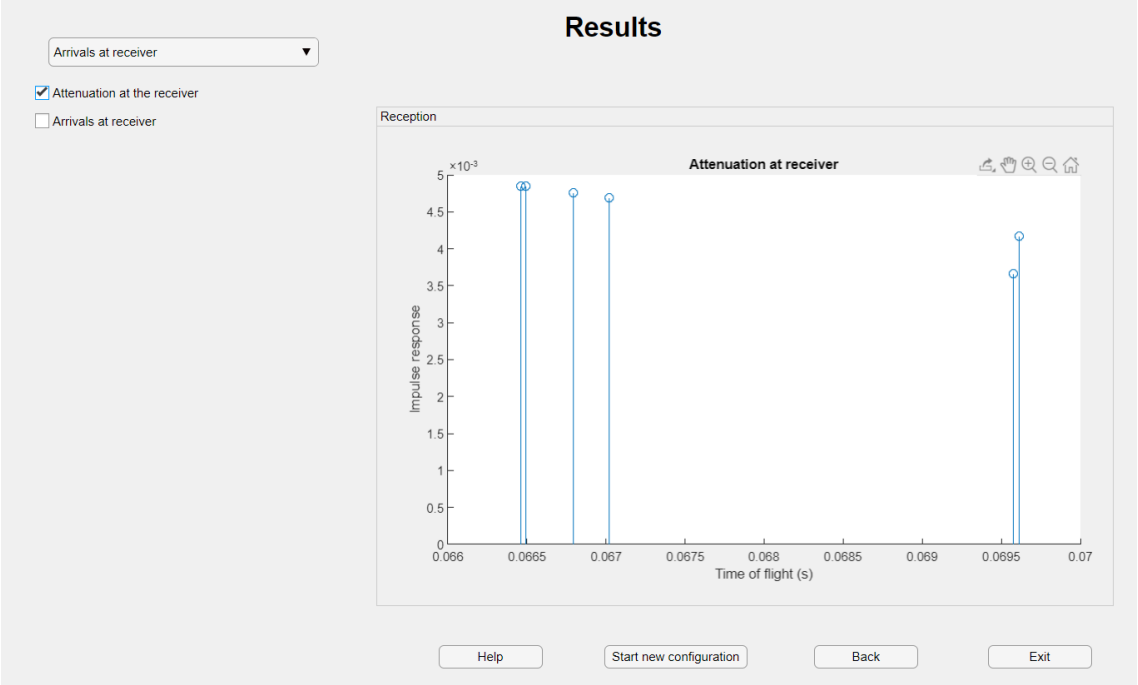


Fig. 24. Llegadas al receptor con los valores configurados por defecto.

3.3.Señales recibidas y correlación

A continuación, la herramienta muestra los resultados correspondientes a la etapa de recepción. Un ejemplo de esta ventana se ilustra en la Fig. 25, que muestra la señal recibida (gráfico superior), sus funciones de correlación con cada código transmitido (gráfico central) así como la FFT de la señal recibida (gráfico inferior). Como se menciona en la sección 2.5, el algoritmo detector de picos se selecciona aquí entre LHEP o MCA. Además, se proporcionan algunos resultados estadísticos (media y desviación típica) para ciertas variables de interés: el número de picos detectados en la señal de correlación, el tiempo de vuelo, la amplitud del primer pico detectado y del pico de mayor amplitud (que puede ser diferente del primero), el tiempo de vuelo esperado del primer pico (determinado por el modelo de propagación), y el error en ms en el proceso de detección de picos (desplazamiento del primer pico) entre el tiempo de vuelo esperado del primer pico y el detectado por el algoritmo.

Otro factor de mérito común que se ha incluido es la relación entre lóbulos laterales y lóbulos principales (*Sidelobe-to-Mainlobe Ratio, SMR*). En este trabajo, se ha definido como el valor máximo medido a la izquierda del primer pico y fuera de la ventana de modulación, dividido por el valor de amplitud del primer pico. Obsérvese que para obtener el SMR sólo se utilizan las muestras anteriores al primer pico, con el fin de evitar los efectos del multicamino en el cálculo.

El SMR representa la dificultad para detectar el pico de correlación en el receptor en señales moduladas, incluyendo el efecto de los transductores y los efectos del canal, como la atenuación y el ruido. Un SMR cercano a 0 implica una detección más fácil que los valores cercanos a 1.

El ejemplo de la Fig. 25 muestra la señal recibida (figura superior), configurada en las ventanas anteriores, la correlación cruzada con respecto al código modulado (centro), y la FFT (abajo) de la señal recibida. El algoritmo de detección de picos LHEP se ha configurado con un umbral de 0.7 y una ventana de exclusión de 2500 muestras. Además, la ventana de búsqueda del primer pico se ha fijado en 5550 muestras. En cuanto a las estadísticas obtenidas, el valor medio del tiempo de vuelo obtenido mediante la correlación es de 0.1356 s, lo que supone un desplazamiento de 0.0917 ms respecto a la llegada real, calculada a partir del modelo de propagación. El SMR en este caso es de 0.3594, lo que indica que los códigos pueden distinguirse fácilmente. Cabe mencionar que se trata de un ejemplo particular, cuyos parámetros de configuración, como el algoritmo de detección, el umbral del detector la ventana de exclusión, o la ventana de búsqueda del primer pico, pueden ser modificados.

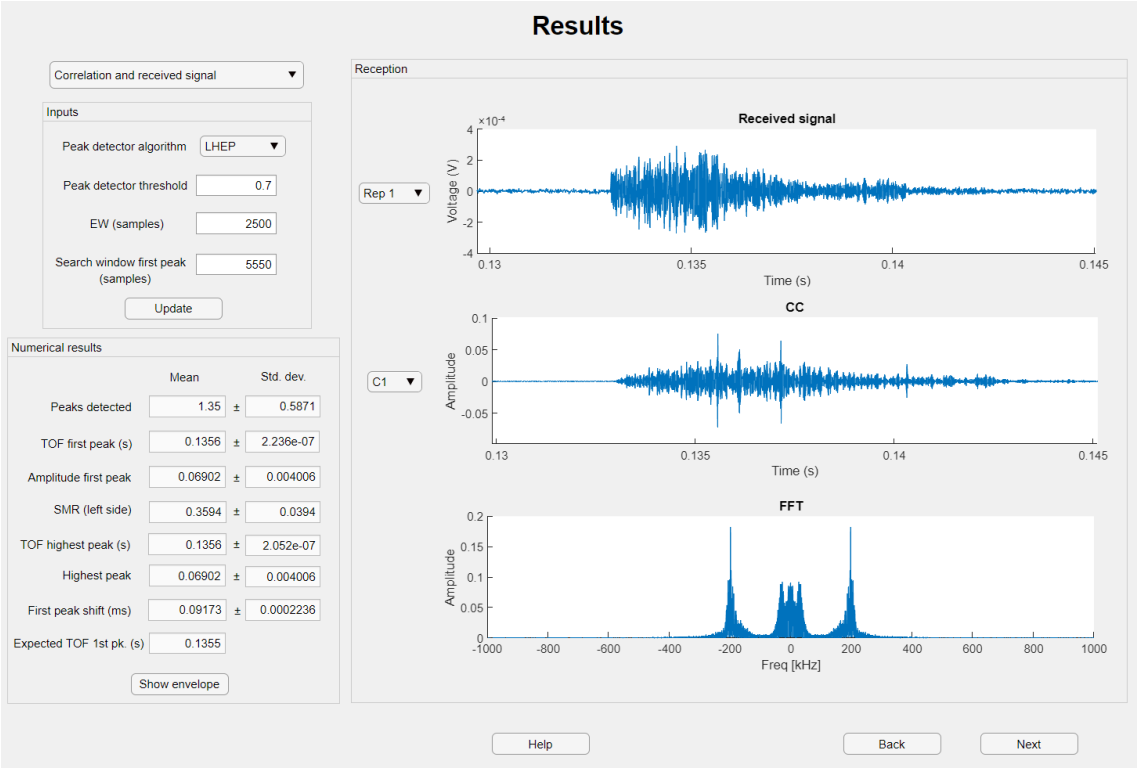


Fig. 25. Resultados simulados de la señal recibida (arriba), correlación cruzada (medio) y FFT (abajo) para un código Kasami modulado de 255 bits.

3.4. Estimación de la posición

Por último, se representan las posiciones estimadas, donde la posición real del receptor se representa con un cuadrado azul, mientras que los emisores se muestran en cuadrados negros y las posiciones estimadas del receptor para las distintas simulaciones están marcadas con cruces rosas. Es posible elegir entre posicionamiento esférico o hiperbólico, y también se puede seleccionar el algoritmo de posicionamiento, entre GN o CM (sólo para el caso esférico). Como se mencionó en el apartado 2.6, en esta fase el usuario puede configurar una desviación típica de la deriva del reloj para simular los errores de sincronización, y definir un valor para la coordenada z como soporte externo. El bloque de resultados muestra el error medio obtenido para cada coordenada junto con su desviación típica. Además, también se puede mostrar la función de distribución acumulativa (*Cumulative Distritubion Function, CDF*) de estos errores. La Fig. 26 es una captura de la herramienta de simulación que muestra la ventana de estimación de posición para 50 repeticiones utilizando el algoritmo GN, mientras que la Fig. 27 aplica el algoritmo CM. Además, la Fig. 28 muestra la CDF de las posiciones estimadas para ambos métodos. Analizando los resultados obtenidos, se puede observar, tanto gráficamente como a partir de los resultados numéricos, que la coordenada z se ve afectada por

un error notorio en comparación con las coordenadas *x* e *y* (metros frente a centímetros), posiblemente debido a consideraciones geométricas en la ubicación de los emisores, o al algoritmo de posicionamiento. Comparando las Fig. 26 y Fig. 27, se puede observar que el método CM reduce el error en la coordenada *z*, aunque las coordenadas *x* e *y* empeoran, lo que significa que para esta configuración el método GN es más sensible a los errores en la coordenada *z*. Respecto a las coordenadas *x* e *y* se obtienen errores del orden de centímetros para el método de GN y del orden de decenas de centímetros para el método CM. En cuanto a la coordenada *z*, la CDF presentada en la Fig. 28 revela que el 90% de los resultados de GN y CM presentan errores inferiores a 12 m, mientras que para el 70% de las mediciones con el método GN presenta errores inferiores a 11 m, y el CM inferiores que 3 m.

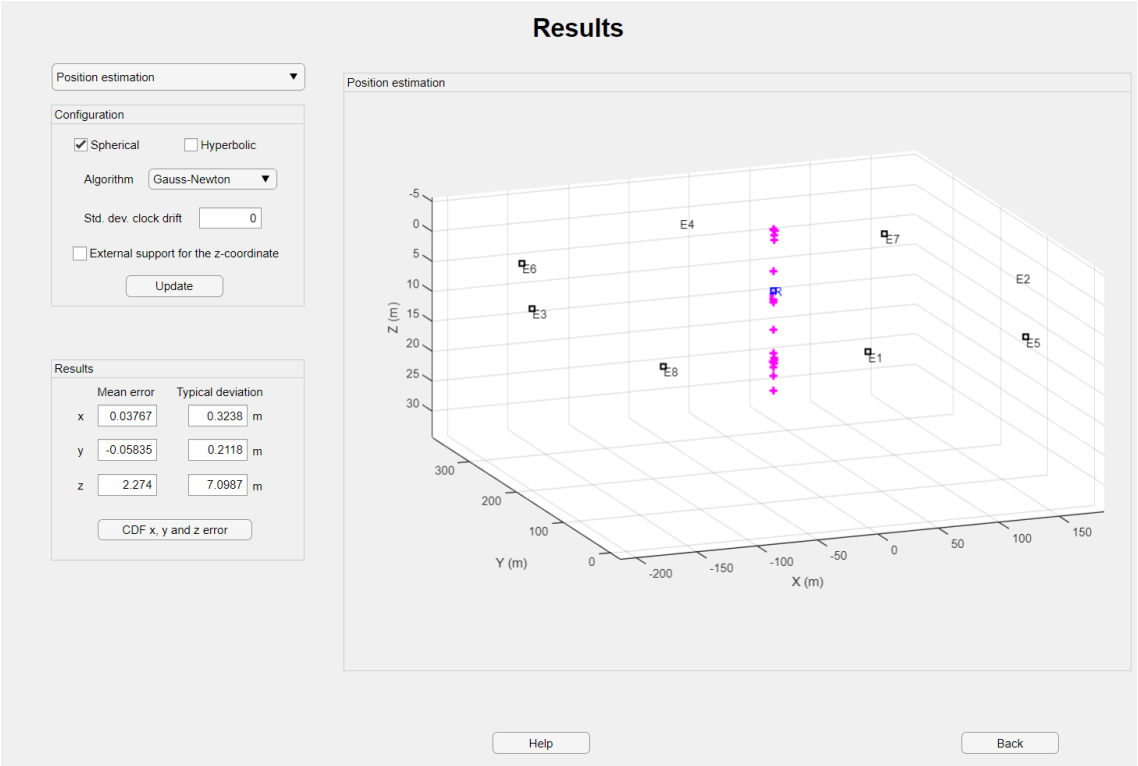


Fig. 26. Estimaciones de la posición del receptor (cruces rosas) tras 50 repeticiones realizadas utilizando el algoritmo de GN esférico.

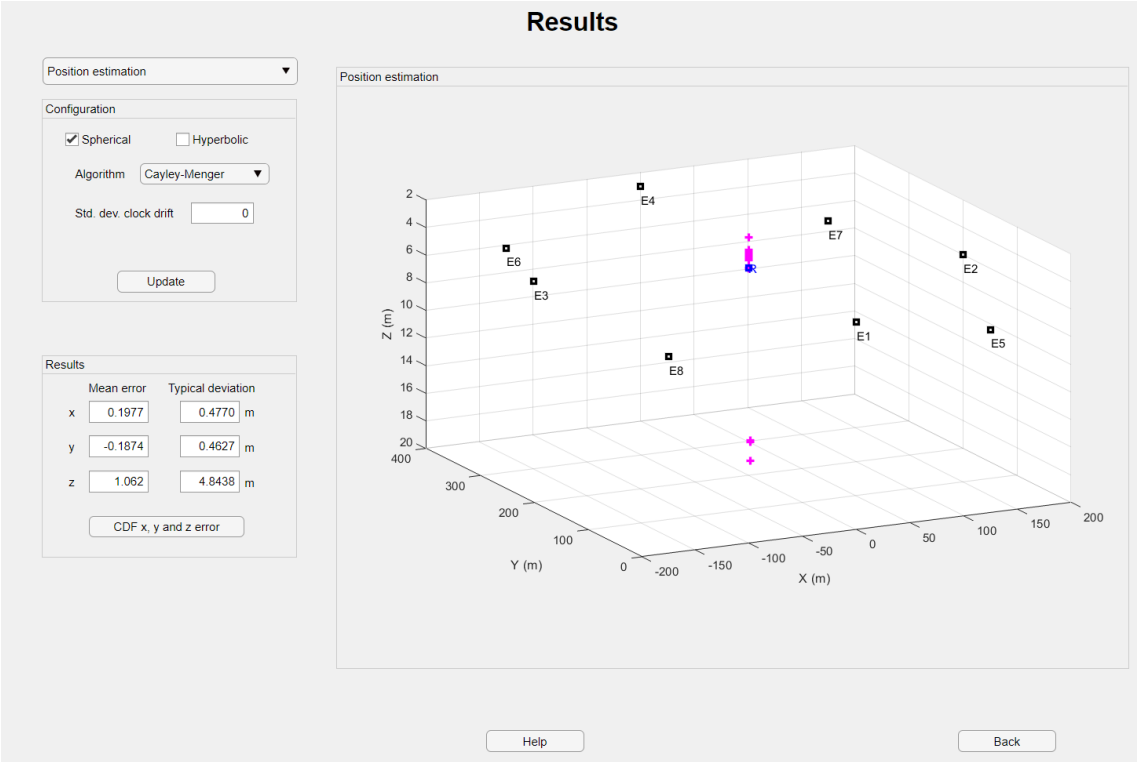


Fig. 27. Estimaciones de la posición del receptor (cruces rosas) tras 50 repeticiones utilizando el algoritmo de CM.

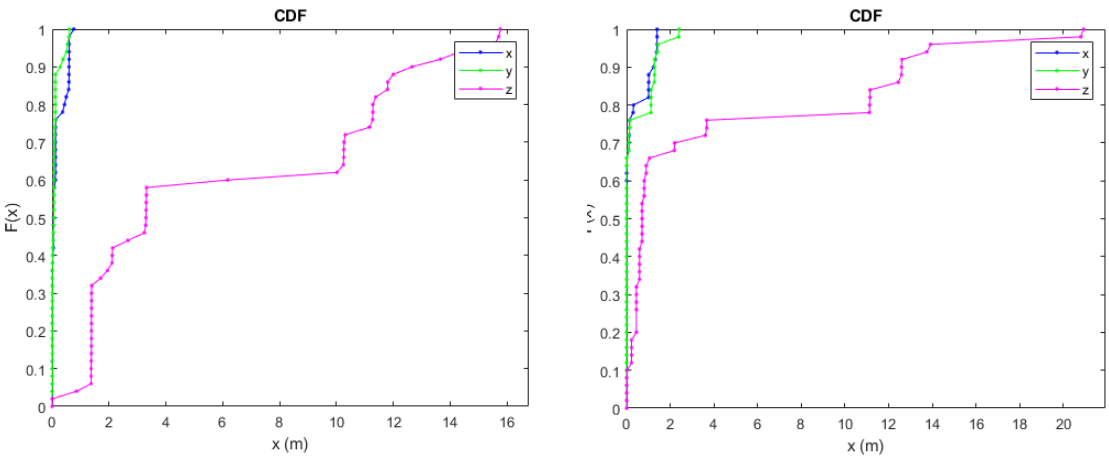


Fig. 28. CDF del error para cada coordenada utilizando el algoritmo de GN (izquierda) y CM (derecha).

3.5. Evaluación de parámetros de diseño de la señal transmitida

En este apartado se estudian diferentes casuísticas donde se analizan y comparan aspectos de interés para los sistemas de posicionamiento subacuáticos. En primer lugar, se estudia el efecto de la longitud del código a emitir. Se irá variando la longitud de las secuencias Kasami para ver cómo afecta a la estimación final de la

posición del receptor, con todos los parámetros por defecto, exceptuando el SNR que se ha configurado a 20 dB, la velocidad del viento a 1 m/s y el número de repeticiones a 25. Los resultados de estimación de la posición del receptor se recogen en la tabla 3. Se puede destacar que para este caso el algoritmo de Gauss-Newton funciona mejor que el de Cayley-Menger, obteniendo en todos los casos menor error medio. También se observa que a medida que aumenta la longitud del código a emitir, se mejoran los resultados de estimación de la posición, como era de esperar.

GN				**CM**			
L = 63	***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***		***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***
Error medio	-0.114	-1.932	14.460	**Error medio**	2.248	-1.964	18.44
Desv. típica	0.219	0,907	7,722	**Desv. típica**	1.225	0.932	6.899
L = 255	***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***		***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***
Error medio	-0,011	0.667	1.092	**Error medio**	0.877	0.679	-6.545
Desv. típica	0.031	4.853	8.039	**Desv. típica**	1.401	1.112	6.412
L = 1023	***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***		***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***
Error medio	-0.001	0.001	0.483	**Error medio**	0.050	0.001	-1.049
Desv. típica	0.02	0.001	1.919	**Desv. típica**	0.124	0.072	1.813

Tabla 3. Resultados del efecto la longitud del código en la estimación de la posición.

El siguiente análisis consiste en variar el número de ciclos por portadora, manteniendo el resto de variables de la misma forma que en el caso anterior, fijando la longitud de los códigos en banda base en 255. Los resultados obtenidos de la estimación de la posición del receptor se recogen en la tabla 4. Los mejores resultados registrados para este caso se han obtenido para 2 ciclos por portadora, valor que se utiliza por defecto en la herramienta de simulación.

GN				**CM**			
Nc = 1	***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***		***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***
Error medio	0.001	1.632	13.54	**Error medio**	2.359	1.662	-16.84
Desv. típica	0.01	1.311	7.260	**Desv. típica**	1.305	1.336	9.357
Nc = 2	***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***		***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***
Error medio	-0,001	0.667	1.092	**Error medio**	0.877	0.679	-6.545
Desv. típica	0.003	4.853	8.039	**Desv. típica**	1.401	1.112	6.412
Nc = 3	***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***		***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***
Error medio	0.018	1.811	13.8	**Error medio**	2.358	1.844	-17.05
Desv. típica	0.081	0.993	6.832	**Desv. típica**	1.261	1.012	8.352
Nc = 4	***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***		***x (m)***	***y (m)***	***z (m)***
Error medio	0.08	2.387	17.7	**Error medio**	3.08	2.431	-21.69
Desv. típica	0.181	0.006	0.003	**Desv. típica**	0.004	0.006	0.001

Tabla 4. Resultados del efecto del número de portadoras en la estimación de la posición.

Por último, se van a comparar los resultados de la estimación del receptor, en función del mecanismo de acceso al medio, la posición de los emisores, y el tipo de algoritmo utilizado (esférico o hiperbólico) para el algoritmo de GN, puesto que funciona mejor que el de CM para las pruebas realizadas. Para ello se han realizado una serie de simulaciones, de la misma forma que los casos anteriores, variando únicamente la posición de los emisores. Para el primer caso, se han ubicado 8 emisores rodeando al receptor de manera equidistante a 200 metros del receptor y se han registrado los errores obtenidos y su desviación típica, comparando cuando se realizan emisiones en CDMA, T-CDMA para el caso particular de T_{shift} = *Te (tiempo de emisión)* y T_{gap} = 0 ms y para el caso de T-CDMA con un T_{shift} = *Te y un* T_{gap} de 10 ms, utilizando para todos los casos el algoritmo de detección de picos LHEP. Se recogen los resultados para todos los casos posibles, estos son: esférico e hiperbólico en 3D y 2.5D (este último caso representa que la coordenada *z* del receptor es conocida, para estimar los resultados en 2D). Para el segundo caso se han vuelto a realizar las simulaciones variando únicamente la distancia de los emisores al receptor, 400 metros para este caso. Los resultados se recogen en las tablas 5 y 6 respectivamente.

CDMA								
	Esférico 3D		**Esférico 2.5D**		**Hiperbólico 3D**		**Hiperbólico 2.5D**	
	Media	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**
Error *x* (m)	0.0112	±0.1690	0.042	±0.1611	-0.0536	±0.2010	0.0414	±0.1613
Error y (m)	-0.2218	±0.1415	-0.2648	±0.1480	-0.2044	±0.0706	-0.1028	±0.1038
Error z (m)	7.358	±5.1414	0	±0	22.92	±15.2155	0	±0
T-CDMA (T_{gap} = 0 ms)								
	Esférico 3D		**Esférico 2.5D**		**Hiperbólico 3D**		**Hiperbólico 2.5D**	
	Media	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**
Error x (m)	0.0107	±0.1180	0.0199	±0.1288	-0.0206	±0.1218	0.0199	±0.1288
Error y (m)	-0.0062	±0.0776	-0.0189	±0.0599	0.0163	±0.0568	-0.015	±0.0408
Error z (m)	2.173	±4.0870	0	±0	8.574	±3.6317	0	±0
T-CDMA (T_{gap} = 10 ms)								
	Esférico 3D		**Esférico 2.5D**		**Hiperbólico 3D**		**Hiperbólico 2.5D**	
	Media	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**
Error x (m)	-0.0559	±0.0964	-0.0574	±0.1099	-0.066	±0.0514	-0.0255	±0.0612
Error y (m)	0.0171	±0.1172	0.01953	±0.1236	0.0187	±0.0583	-0.0073	±0.0371
Error z (m)	-0.3924	±3.2902	0	±0	1.941	±19.8709	0	±0

Tabla 5. Resultados del efecto de la distancia en la estimación de la posición del receptor, 200 metros y 8 emisores.

CDMA								
	Esférico 3D		**Esférico 2.5D**		**Hiperbólico 3D**		**Hiperbólico 2.5D**	
	Media	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**
Error x (m)	1.221	±3.1023	1.113	±3.2148	1.073	±3.5163	1.114	±3.2130
Error y (m)	2.807	±2.7819	2.897	±2.8381	1.931	±2.3470	2.765	±2.2616
Error z (m)	-4.288	±11.7220	0	±0	50.18	±36.3948	0	±0
TCDMA (T_{shift} = 0 ms)								
	Esférico 3D		**Esférico 2.5D**		**Hiperbólico 3D**		**Hiperbólico 2.5D**	
	Media	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**
Error x (m)	-0.1097	±0.1745	-0.1007	±0.1677	-0.1825	±0.1659	-0.1008	±0.1677
Error y (m)	-0.04222	±0.1159	-0.05468	±0.1184	-0.00558	±0.0974	0.0015	±0.0354
Error z (m)	4.305	±8.3993	0	±0	39.15	±11.5713	0	±0
TCDMA (T_{shift} = 10 ms)								
	Esférico 3D		**Esférico 2.5D**		**Hiperbólico 3D**		**Hiperbólico 2.5D**	
	Media	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**	**Media**	**Desv.**
Error x (m)	-0.1033	±0.3180	-0.1051	±0.3322	-0.1621	±0.3002	-0.1051	±0.3322
Error y (m)	-0.06716	±0.2243	-0.06455	±0.2041	0.0075	±0.2028	-0.0566	±0.1791
Error z (m)	-0,8535	±7,6611	0	±0	27,38	±15,3615	0	±0

Tabla 6. Resultados del efecto de la distancia en la estimación de la posición del receptor, 400 metros y 8 emisores.

Se observa que los mejores resultados, para ambos casos, en general se obtienen para el caso de T-CDMA con un T_{gap} de 0 ms, ya que no se solapan códigos entre sí, Por el contrario, el tiempo de emisión total es mayor en comparación con la emisión en CDMA, en la que todos los códigos se emiten a la vez, pero implica una mayor interferencia entre códigos. También se puede destacar que los resultados para el algoritmo en modo esférico son mejores que en modo hiperbólico en los casos de 3D, mientras que para los casos de 2.5D los resultados entre los modos esférico e hiperbólico se asemejan considerablemente. El efecto de la distancia, para el caso con la emisión en CDMA se ve particularmente perjudicado, debido al multicamino, y la recepción simultánea de todas las emisiones, que implica una mayor interferencia mutua que en emisión T-CDMA.

3.6. Análisis de datos reales

De forma alternativa a la simulación, la herramienta ofrece una opción para analizar datos de medidas experimentales. Mediante esta opción, se puede acceder directamente a la ventana de resultados sin pasar por la simulación. En esta ventana el usuario deberá introducir los códigos modulados emitidos a modo de códigos

patrón para las correlaciones, las señales registradas, la posición de los emisores, la frecuencia de muestreo del receptor y el tipo de emisión CDMA o T-CDMA. La Fig. 29 muestra una captura de esta pantalla de configuración. Los gráficos de correlación y las posiciones estimadas se presentan de forma similar a la descrita en el apartado anterior.

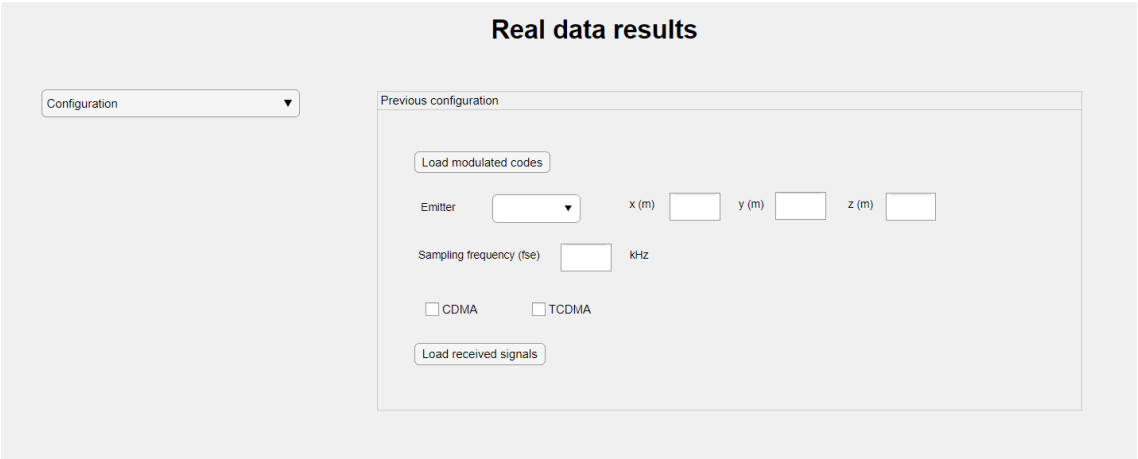


Fig. 29. Ventana de configuración de análisis de datos reales.

En el seno del proyecto de investigación CODEUS, se realizaron pruebas reales en una piscina de hasta 3 m de profundidad que luego han sido procesadas por la herramienta aquí propuesta (más detalles de la configuración para las pruebas en piscina pueden encontrarse en [31]). Las señales emitidas fueron cinco secuencias Zadoff-Chu de longitud L = 257, con modulación QPSK y emitidas por un transductor RESON TC1026 [32], situando los emisores en cinco posiciones diferentes en una de las paredes de la piscina. El ancho de banda del transductor se encuentra centrado a una frecuencia de 100 kHz y se utilizó una frecuencia de muestreo f_s = 1.71 MHz. Como los emisores estaban sincronizados por un reloj de precisión GPS, las cinco señales recibidas se procesaron a posteriori y se sumaron para emular una emisión simultánea de cinco emisores diferentes. En la pared opuesta, se fijó un hidrófono RESON TC4034 [33] conectado a un dispositivo de adquisición de datos Avisoft-UltraSoundGate 116H [34] también sincronizado con el GPS, para registrar las señales recibidas. El origen de las coordenadas se estableció en la esquina izquierda, en el lado más profundo de la piscina como se muestra en la Fig. 30, considerando que el eje z está en la misma dirección que la propagación de las señales. La tabla 7 detalla las coordenadas de posición del receptor y de los emisores.

	x (m)	*y* (m)	*z* (m)
Emisor 1	3.927	-0.905	9.431
Emisor 2	1.534	-1.275	9.446
Emisor 3	1.584	-0.445	9.416
Emisor 4	6.925	-0,440	9.436
Emisor 5	6.969	-1,285	9.436
Receptor	3.859	-1,001	0.700

Tabla 7. Coordenadas de los emisores y el receptor.

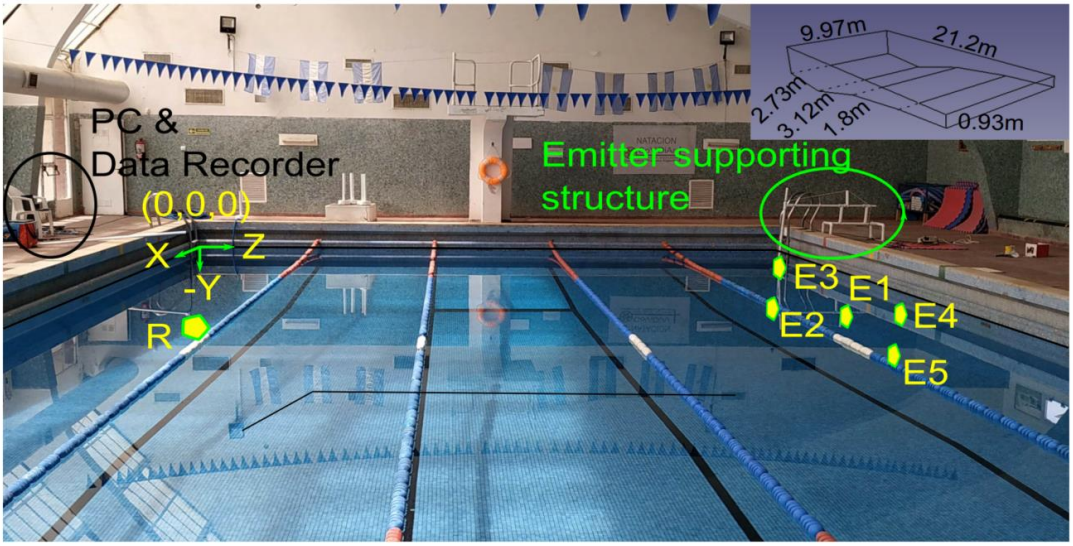


Fig. 30. Vista del entorno donde se realizaron las capturas.

La Fig. 31 muestra la señal recibida para una repetición, la función de correlación para el emisor 4, y la respuesta en frecuencia de la señal recibida. En este ejemplo, sólo se consideró el método MCA para la detección de picos de correlación. Los resultados estadísticos se presentan en el cuadro de resultados numéricos, de forma similar a las secciones anteriores: el ToA, la amplitud del primer pico y del más alto, así como el SMR y el número de picos detectados.

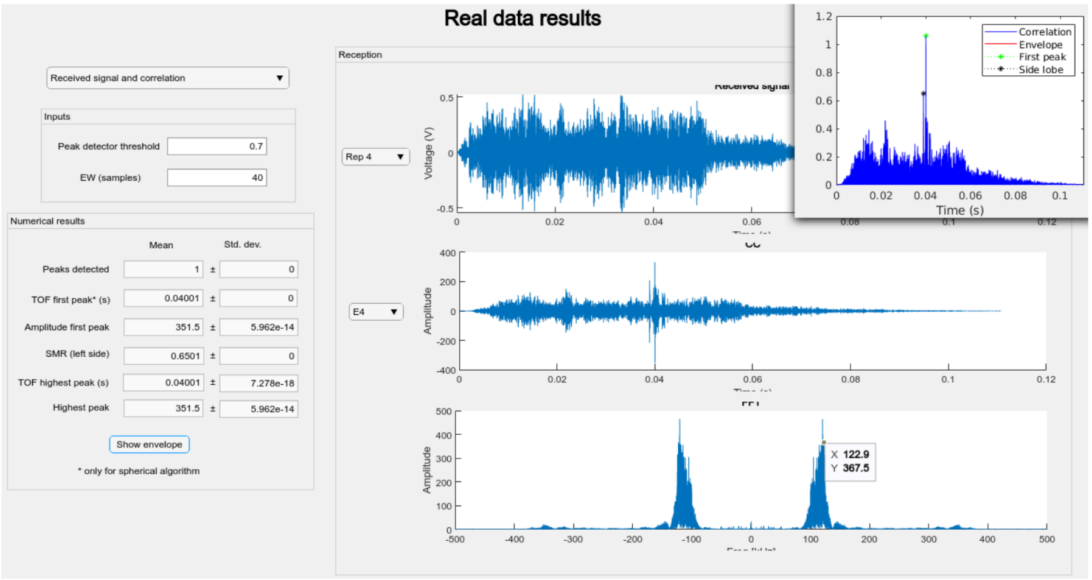


Fig. 31. Señales recibidas y de correlación para las capturas experimentales realizadas.

Por último, las estimaciones de posición se representan en 3D en la Fig. 32. Como en el caso de la simulación, el algoritmo de posicionamiento puede ser hiperbólico (Gauss-Newton) o esférico (Gauss-Newton y Cayley-Menger), ya que los emisores y el receptor estaban sincronizados. El resultado de la estimación del posicionamiento presenta la posición media y la desviación típica obtenidas para cada uno de los ejes. Cabe destacar que se ha utilizado la opción del apoyo externo de la coordenada *z* para obtener los siguientes resultados:

	***x* (m)**	***y* (m)**
Media	3.837	-1.175
Desviación típica	0.276	0.188

Tabla 8. Resultados de estimación de la posición del receptor para señales reales.

Teniendo en cuenta la posición del receptor, se logra una estimación de la posición con errores de pocos centímetros.

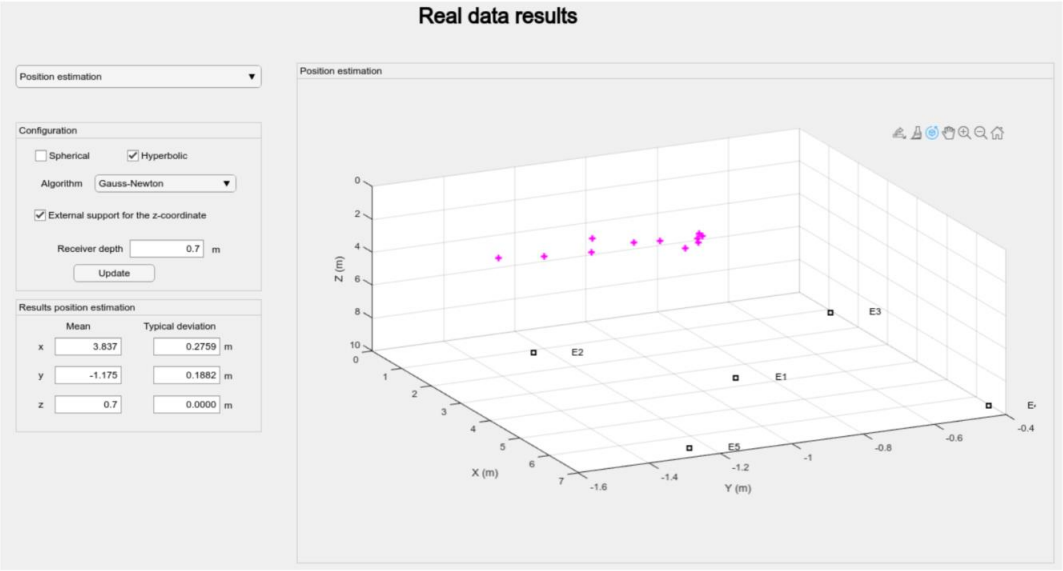


Fig. 32. Estimación de la posición del receptor para las capturas experimentales realizadas, utilizando el algoritmo de localización Gauss-Newton hiperbólico.

4. Conclusiones y trabajos futuros

4.1. Conclusiones

En este trabajo de fin de máster se ha desarrollado una herramienta interactiva y didáctica para la prueba de distintos esquemas de codificación en sistemas de posicionamiento subacuáticos basados en medida de tiempos de vuelo de señales ultrasónicas. La herramienta es útil tanto para investigadores del área, como para alumnos iniciados en el tema, ofreciendo una comprensión más fácil del funcionamiento de las señales ultrasónicas. Se puede comprobar de manera visual los conocimientos adquiridos teóricamente y evaluar el efecto de diferentes parámetros: propiedades inherentes a los códigos emitidos, a la modulación utilizada (número de ciclos de portadora o sobremuestreo), ancho de banda del transductor, efectos típicos sobre la señal ultrasónica en el medio subacuático o distinta algoritmia de procesamiento para detección de picos.

El programa permite generar y almacenar códigos en formato .mat para su uso en sistemas prácticos. La herramienta es intuitiva, fácil de utilizar con unos conocimientos básicos de sistemas de localización y siguiendo el Manual de Usuario, permitiendo afianzar los conceptos. Permite asimismo el procesamiento de señales prácticas reales, facilitando la comparación de los resultados obtenidos con aquellos previamente simulados. Cabe destacar que se ha generado la herramienta como un ejecutable, que permite no depender de Matlab, y que además funciona a modo de caja negra, protegiendo la autoría de las funciones realizadas.

4.2. Trabajos futuros

De cara a trabajos futuros, se proponen las siguientes mejoras y ampliaciones que no pudieron ser abarcadas por el presente TFM:

- Realización de pruebas reales en zonas costeras, más amplias que una piscina.
- Añadir el efecto del PDOP en la herramienta.
- Permitir añadir funciones de usuario para la prueba de distinta algoritmia de postprocesamiento o cancelación de interferencias, para mejora de la estimación de la posición.

Presupuesto

Material	Cantidad	Precio (€)	Amortización (€)	Uso (meses)	Coste amortización (€)
Ordenador	1	450	5	8	60
Licencia Matlab 2019b	1	800	1	8	533.3
Licencia Windows 10	1	150	1	8	100
Licencia Office 2020	1	100	1	8	66.6
Total					**759.93**

Tabla 9. Presupuesto de materiales.

Elemento desarrollado	Horas	Coste (€)
Estudio del procesamiento de señales ultrasónicas	80	1200
Modelado de propagación de señales acústicas	30	450
Estudio de técnicas de trilateración esférica/hiperbólica	30	450
Diseño de interfaz gráfico en AppDesigner	150	2250
Integración de análisis pruebas reales	10	150
Redacción del proyecto	40	600
Total		**5100**

Tabla 10. Presupuesto de desarrollo.

Bloque presupuestado	Coste (€)
Materiales	759.93
Desarrollo aplicación	5100
Total	**5859.93**

Tabla 11. Presupuesto total.

Pliego de condiciones

Para la utilización de la herramienta tan solo hace falta un ordenador, no es necesaria ninguna licencia de Matlab u otro software de terceros ya que se trata de un ejecutable (*stand alone application*).

Bibliografía

[1] A. Y. Teymorian, W. Cheng, L. Ma, X. Cheng, X. Lu, Z. Lu. "3D Underwater Sensor Network Localization". IEEE Transactions on Mobile Computing, vol. 8, no. 12, pp. 1610-1621, 2009.

[2] L.E. Kinsler, A.R. Frey, A. B. Coppens, J.V. Sanders "Fundamentals of Acoustics". Ed. John Wiley & Sons, 4th Edit., 2000.

[3] J. Aparicio, A. Jiménez, F. J. Álvarez, D. Ruiz, C. De Marziani, J. Ureña. "Characterization of an underwater positioning system based on GPS surface nodes and encoded acoustic signals". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 65, no. 8, pp. 1773-1784, 2016.

[4] Y. Bai, P. Bouvet. "Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Underwater Acoustic Communication". Sensors, vol. 18, no. 11, pp. 3815-3827, 2018.

[5] K. Gilhotra, N.P. Mahalik. "Functional simulation platform for studying underwater radiation pattern". American Journal of Engineering and Applied Sciences, vol. 7, no. 3, pp. 327-337, 2014.

[6] M. Y. I. Zia, P. Otero, A. Siddiqui, J. Poncela. "Design of a Web Based Underwater Acoustic Communication Testbed and Simulation Platform". Wireless Personal Communications, vol. 116, no. 2, pp. 1171-1193, 2021.

[7] B. Dong, A. M. Mahdy. "Underwater Wireless Sensor Networks: Efficient Localization Schemes using SemiDefinite Programming". International Journal on Advances in Networks and Services, vol. 3, no. 1, pp. 186-195, 2010.

[8] V. Chandrasekhar, W. K. G. Seah, Y. S. Choo, H. V. Ee. "Localization in Underwater Sensor Networks - Survey and Challenges". Proceedings of the First Workshop on Underwater Networks, pp. 33-40, 2006.

[9] A. Y. Teymorian, W. Cheng, L. Ma, X. Cheng, X. Lu, and Z. Lu, "3D underwater sensor network localization," IEEE Transactions on Mobile Computing, vol. 8, no. 12, pp. 1610-1621, 2009.

[10] V. Zeiger, S. Badri-Hoeher, P.A. Hoeher. "Impact of speed of sound uncertainties on model-based positioning". Oceanology International, pp. 1-5, 2012.

[11] J. Yang, L. He, and C. Shuai, "The simulation of underwater acoustic propagation with the horizontal changes of sound speed profiles," in 2016 IEEE/OES China Ocean Acoustics (COA), IEEE, pp. 1–4, 2016.

[12] J. Aparicio, A. Jiménez, F. J. Álvarez, J. Ureña, C. De Marziani, D. de Diego, N. Cruz, and H. Campos, "Accurate detection of spread-spectrum modulated

signals in reverberant underwater environments," Applied Acoustics, vol. 88, pp. 57–65, 2015.

[13] T. Kasami. "Weight distribution formula for some class of cyclic codes". Technical report R-285, Coordinated Science Lab. University of Illinois, 1968.

[14] M.C. Pérez, R. Sanz, J. Ureña, Á. Hernández, C. De Marziani. "Correlator Implementation for Orthogonal CSS Used in Ultrasonic LPS". IEEE Sensors Journal, vol. 12, no. 9, pp. 2807-2816, 2012.

[15] S. Stanczak, H. Boche, M. Haardt. "Are LAS-codes a miracle?". IEEE Global Telecommunications Conference, San Antonio, TX, vol. 1, pp. 589-593, 2001.

[16] S. Murano, M. C. Pérez, J. Ureña, C. J. Bleakley, C. De Marziani. "Comparison of Zadoff-Chu Encoded Modulation Schemes in an Ultrasonic Local Positioning System". Proceedings of the International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, pp. 206-212, 2018.

[17] Marcel J. E. Golay, "Multi-Slit Spectrometry*," J. Opt. Soc. Am. 39, 437-444, 1949.

[18] C. Zhang, S. Yamada, M. Hatori. "General method to construct LS codes by complete complementary sequences". IEICE Trans. on Wireless Communications Technologies, 2005.

[19] S. Murano, M. C. Pérez, D. Gualda, F. J. Álvarez, T. Aguilera, C. 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 (8), pp. 5356-5368, 2020.

[20] ProWave Electronic Corp. ProWave200LM450, Underwater Ultrasonic Ceramic Transducer. Último acceso mayo 2022 [Online]. Disponible en: http://www.prowave.com.tw/english/products/ut/uwtx/uwtx.htm

[21] DualSense 030, Underwater Ultrasonic Transducer. Último acceso mayo 2022 [Online]. Disponible en: https://chelsea.co.uk/wp-content/uploads/2020/08/DualSense-030-Datasheet.pdf

[22] NeptuneT257, Underwater Unltrasonic Transducer. Último acceso mayo 2022 [Online]. Disponible en: https://www.neptune-sonar.co.uk/downloads/9eb8eb22-ab36-44f2-b640-f2d66005121f/T257.pdf

[23] Benthowave BII-7592, Underwater Ultrasonic Transducer. Último acceso mayo 2022 [Online] Disponible en: https://www.benthowave.com/products/BII-7590freefloodedtransducer.html

[24] M. Stojanovic, "Acoustic (underwater) communications," en Wiley Encyclopedia of Telecommunications, ser. Wiley Series in Telecommunications

and Signal Processing, John G. Proakis, Ed., John Wiley & Sons, 2003, pp. 1–36.

[25] J. Aparicio, A. Jiménez, F. J. Álvarez, J. Ureña, C. De Marziani, D. De Diego, "Modeling the behavior of an underwater acoustic relative positioning system based on complementary set of sequences," Sensors, vol. 11, no. 12, pp. 11 188–11 205, 2011.

[26] F.B. Jensen, W.A. Kuperman, M.B. Porter y H. Schmidt. Computational Ocean Acoustics. Springer, 2a ed., Nueva York, EEUU, 2011.

[27] T. Aguilera, F. J. Álvarez, D. Gualda, J. M. Villadangos, Á. Hernández, and J. 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.

[28] J. Yan, C. Tiberius, G. Bellusci, and G. Janssen, "Feasibility of Gauss-Newton method for indoor positioning," in Proceedings of IEEE/ION PLANS 2008, Monterey, CA, United States, May 2008, pp. 660 – 670.

[29] F. Thomas, L. Ros, "Revisiting trilateration for robot localization," IEEE Transactions on Robotics, vol. 21, no. 1, pp. 93–101, 2005.

[30] D.M.Y Sommerville, "An introduction to the geometry of *N* dimensions". Dover Publications, 1958.

[31] S. Murano, M. C. Pérez, J. Pires, M. Latosinsli, I. Moyano, D. Roldos. "Caracterización de transductor y evaluación de esquemas de codificación y modulación en entornos subacuáticos" XXIII Seminario anual de automática, electrónica industrial e instrumentación, 2019.

[32] RESON TC1026, Underwater Unltrasonic Transducer. Último acceso mayo 2022 [Online]. Disponible en: http://www.teledynemarine.com/reson-tc-1026

[33] RESON TC4034, Underwater Unltrasonic Receiver. Último acceso mayo 2022 [Online]. Disponible en: http://www.teledynemarine.com/reson-tc-4034

[34] Avisoft-UltraSoundGate 116H, Dispositivo adquisición ultrasónico. Último acceso mayo 2022 [Online]. Disponible en: http://www.avisoft.com/ultrasoundgate/116h/

Universidad de Alcalá

Escuela Politécnica Superior
Departamento de Electrónica

User guide

"Tool for signal design and simulation of underwater ultrasonic localization systems".

General index

Introduction....64
1 Codification....64
2 Emission configuration....65
2.1. Kasami sequences....65
2.2. CSS sequences....69
2.3. LS sequences....69
2.4. Zadoff-Chu sequences....70
2.5. Example for Kasami sequences....71
3 Scene configuration....75
3.1. Example....78
4 Ray tracing....80
5 Results....84
Set of measurements 1: Baseband and modulated signals....84
Set of measurements 2: Arrivals and attenuation at the receiver....85
Set of measurements 3: Received signal and correlations....87
Set of measurements 4: Position estimation....90
6 Real data results....91
References....94

Introduction

This window displays the different steps that the application follows.

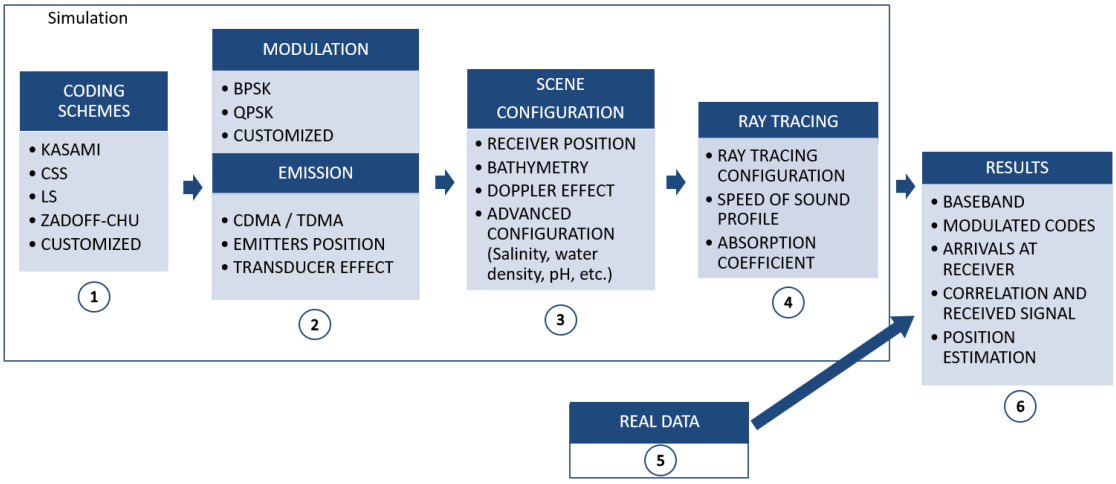


Fig 1. Summary of functionalities in each application window.

1 Codification

The first step is to select the desired codification to continue with the simulation, explained in section 2, or select "analyze real data" to show the results from real tests, explained in section 6.

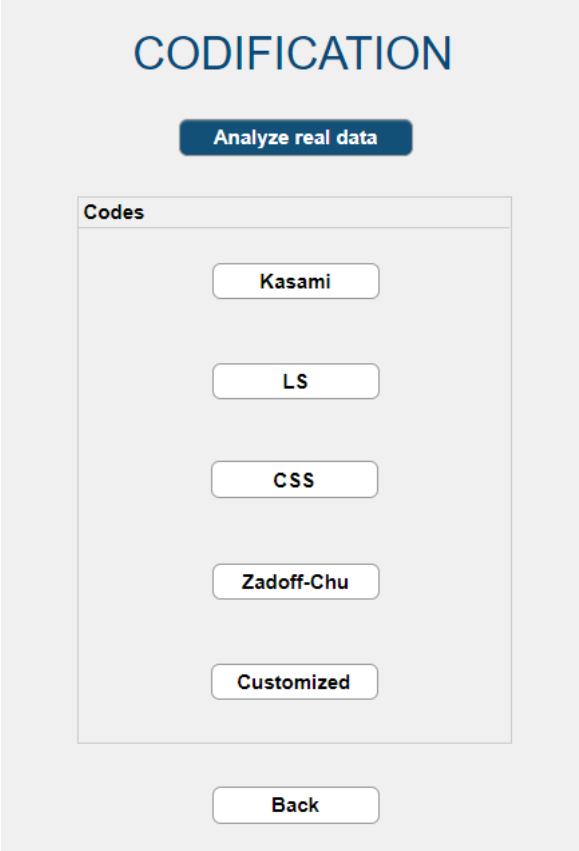


Fig 2. Code selection window.

2 Emission configuration

2.1. Kasami sequences

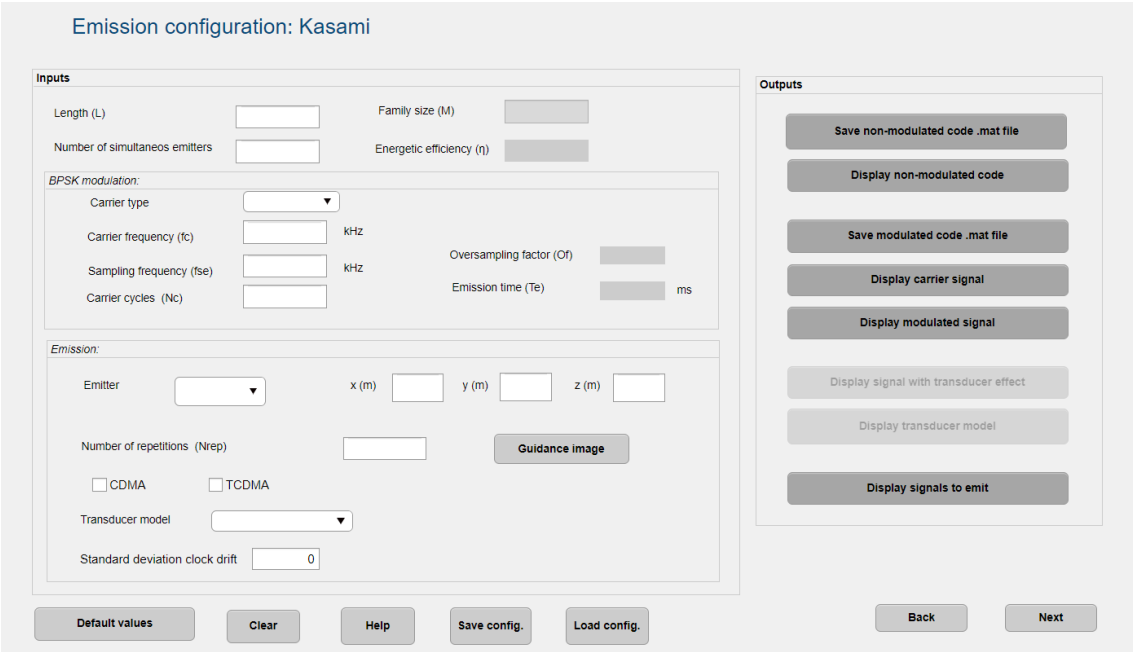


Fig 3. Emission configuration of Kasami sequences.

Kasami sequences [1] consist of binary data that can be generated through equation (1). To generate these sequences, an m-sequence m_1 of length $L = 2^{N-1}$ obtained from a Linear Feedback Shift Register (LFSR), where N is an even number. The sequence m_1 is decimated by a factor $q = 2^{N/2} + 1$ generating a second sequence of period $2^{N/2} - 1$. Concatenating q times the decimated sequence yields a new sequence m_2 of length $L = 2^{N-1}$. The set of Kasami sequences consists of m_1 and the modulo-2 sum of m_1 with any out-of-phase version of m_2:

$$C = \{m_1, m_1 \oplus m_2, m_1 \oplus Dm_2, m_1 \oplus D^2 m_2, \dots, m_1 \oplus D^{L'-1} m_2\} \tag{1}$$

Where D represents the phase shift introduced. The tool modulates the sequences in Binary Phase-Shift Keying (BPSK) as indicated in equation (2).

$$x(t) = \begin{cases} A\sin(2\pi f_c t), & Binary\ "1" \\ A\sin(2\pi f_c t + \pi), & Binary\ "0" \end{cases} \tag{2}$$

Where f_c is the desired carrier frequency, introduced by the user in the configuration, and A represents the amplitude, where A=1 has been considered for this modulation type.

Table I gathers the variables that are needed for the modulation configuration, whereas Table II shows those variables that configure the emission block. Fig. 3 explains the functionality of the buttons that can seen on this screen.

The tool allows the introduction of frequency response models of some commercial transducers, both for the transmitting and receiving stages, as this is an important effect to be taken into account in the simulation. The commercial transducers included in the simulation platform are as follows: ProWave200LM450 [2], DualSense030 [3], NeptuneT257 [4] and Benthowave BII-7592 [5].

Naming	Definition	Remarks
L	Code length	
M	Family size	
$Nemo$	Number of simultaneous emitters	$Nemo \leq M$
η	Energetic efficiency	$\eta = \frac{1}{L}\sum_{l=0}^{L-1} \lvert C[l] \rvert \leq 1$, $1 \leq l \leq Nemo$
f_c	Carrier frequency	
f_{se}	Sampling frequency	
N_c	Number of Carrier cycles	
O_f	Oversampling factor	$O_f = f_{se}/f_c$. This value is approximated to the nearest integer and f_c is then modified accordingly
T_e	Emission duration of a code	$T_e = L \cdot N_c / f_c$
x, y, z	Coordinates of the emitters	**Important:** Emitter 1 will be the reference, so the respective x, y coordinates will be (0,0). The z-coordinate can be selected at any depth the user wants.
$Nrep$	Number of repetitions for statistical analysis	
$T\text{-}CDMA$	Time Code-Division Multiple Access	
$TDMA$	Time-Division Multiple Access	
$SDC.\ Drift$	Standard deviation clock drift	

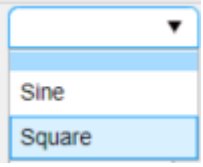
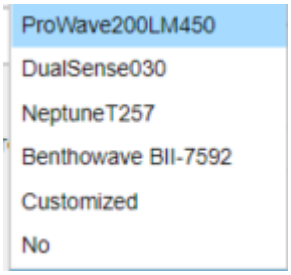
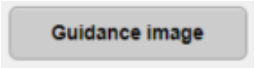
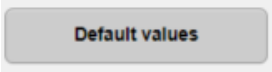
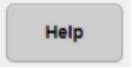
	Type of carrier signal	

Table 1. Input configuration of the encoding scheme and the BPSK modulation.

Options	Definition
	Transducer model to be used in the emission of the encoded signals. Any other response can be added, following the same format as the previous ones.
	Shows a figure that explains the configuration of the CDMA and T-CDMA parameters. See Fig. 4.
	Loads default values in the configuration fields to provide better guidance to the user.
	Removes any values entered in the configuration fields.
	Opens the user guide.
	Saves in a .mat file the configuration selected by the user.
	Loads a previously saved configuration from a .mat file.

Back	Returns to the previous window.
Next	Advances to the next window.
Save non-modulated code .mat file	Stores in the working directory the non-modulated code in a matrix with dimension (*Nemo x L*).
Display non-modulated code	Displays the generated non-modulated *Nemo* codes. See Fig. 6.
Save modulated code .mat file	Stores in the working directory the modulated code in a matrix with dimension (*Nemo x* T_e).
Display carrier signal	Displays the carrier signal to be used to modulate the code. See Fig. 7.
Display modulated signal	Displays the *Nemo* modulated codes. See Fig. 8.
Display signal with transducer effect	Displays the *Nemo* modulated codes with transducer effect. See Fig. 9.
See transducer model	Shows the frequency response of the transducer used. See Fig. 10.
Display signals to emit	Displays the *Nemo* codes to be emitted. See Fig. 11.

Table 2. Additional utilities and outputs in the Emission Configuration screen.

The simulation tool allows configuring two different media access techniques, as shown in Fig. 6. Regardless of which technique is selected, each transmitter is assigned a unique modulated code to minimize the possible interference due to multiple access using different codes. In the CDMA technique, all transmitters emit simultaneously, whereas in the T-CDMA technique, the transmissions are successive,

spaced with a configurable Tshift time, so that any delay can be simulated. As shown in Fig. 4, Tgap is the time that elapses from the end of the emission of a code and the beginning of the emission of the same code.

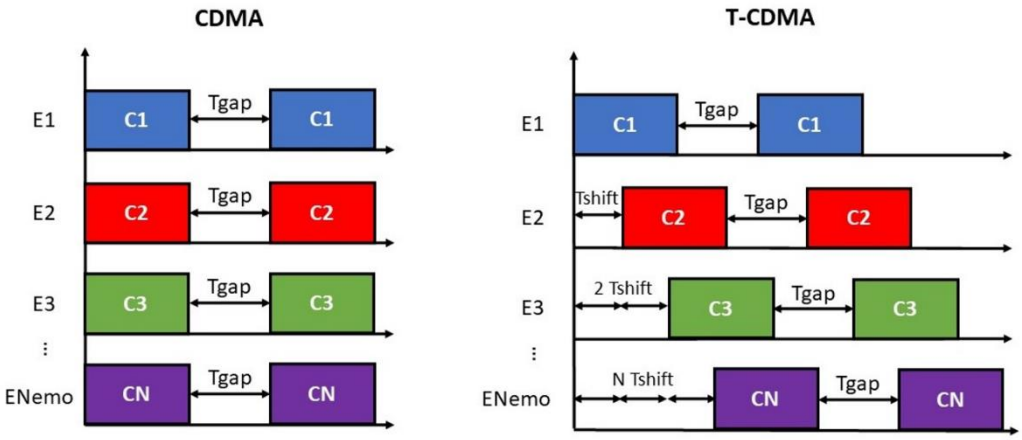


Fig 4. Guidance image describing the transmission method.

2.2. CSS sequences

The Complementary Set of Sequences (CSS) [6] constitute a generalization of the Golay pairs, consisting of a number of *M* sequences greater than two. A CSS system is defined as $C_{i_{S_j}}[l]$ (*M* sequences S_j for each *Nemo* code C_i of length *L*) where $1 \leq i \leq N_{emo}$, $1 \leq j \leq M, 1 < l < L$.

For its corresponding emission, it is necessary to group the sequences of each code into a single signal of *M·L* length. Different code reordering mechanisms are used for this purpose:

Concatenation:

$$\{C_{i,s1}[0] \dots C_{i,s1}[L-1] \;\; C_{i,s2}[0] \dots C_{i,s2}[L-1] \;\dots\; C_{i,sM}[0] \dots C_{i,sM}[L-1]\} \tag{3}$$

Interleaving:

$$\{C_{i,s1}[0]\, C_{i,s2}[0] \dots C_{i,sM}[0] \dots C_{i,s1}[L-1]\, C_{i,s2}[L-1] \dots C_{i,sM}[L-1]\} \tag{4}$$

The colors show in a visible way the reordering mechanisms, where each color represents a sequence *Sj*. Regarding modulation, it is equivalent to what has been explained in section 2.1.

2.3. LS sequences

A set of $M = 2^n$, $n \in \mathbb{N}$, Loosely Synchronous codes (LS) [7] of *L* length, and $\{C = c_m[l];\ 0 \leq m \leq M-1;\ 0 \leq l \leq L-1\}$ composed of elements {−1,0,1} can be generated

from two uncorrelated Golay couples $G_1 = (G_{1,s1}, G_{1,s2})$ y $G_2 = (G_{2,s1}, G_{2,s2})$ of length L_0, according to the following equation:

$$C[z] = \sum_{i=1}^{M/2} h_{m,i} \cdot z^{-(i-1)L_o} \cdot [s_{\pi_{i,0}}(z) + z^{-\left(\frac{M}{2}L_o+W\right)} s_{\pi_{i,1}}(z)] \tag{5}$$

$C_m(z)$ represents the Z-transform of $c_m[\tau]$; $h_{m,i} \in \{-1,1\}$ are the elements of a Hadamard matrix of size (M/2 x M/2). These sets have a zero ZCZ correlation zone around the origin as they are generalized orthogonal codes. Due to their binary nature, BPSK modulation is considered again here. The only differences with the previous sequences are:

Naming	Definition	Remarks
L_o	Length of Golay base pairs	Must be power of 2
ZCZ	Zero correlation zone around the origin	$ZCZ=2 \cdot W+1$
W	ZCZ semi-window	$W=L_o-1$
L	Code length	$L=L_o \cdot M+W$

Table 3. LS sequences characteristics.

2.4. Zadoff-Chu sequences

Zadoff-Chu sequences [8] are poliphase and complex unit module codes. These Cr sequences of length L can be defined as follows:

$$C_r[l] = e^{-i\frac{2\pi r l(l+1)}{2L}}, \qquad 0 \le l \le L-1 \tag{6}$$

The length of code L is an odd number and r is an integer known as root or seed index. The sequence will have a total of L-1 seeds. Depending on the number of emitters chosen through the interface, those seeds with the lowest main correlation peak will be selected in ascending order.

As it is a complex code, it is modulated using Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK), with the modulation waveforms defined in (7).

$$x(t) = \begin{cases} A\sin(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}), & Binary\ "11" \\ A\sin(2\pi f_c t + \frac{3\pi}{4}), & Binary\ "01" \\ A\sin(2\pi f_c t - \frac{3\pi}{4}), & Binary\ "00" \\ A\sin(2\pi f_c t - \frac{\pi}{4}), & Binary\ "10" \end{cases} \tag{7}$$

2.5. Example for Kasami sequences

The following settings have been selected:

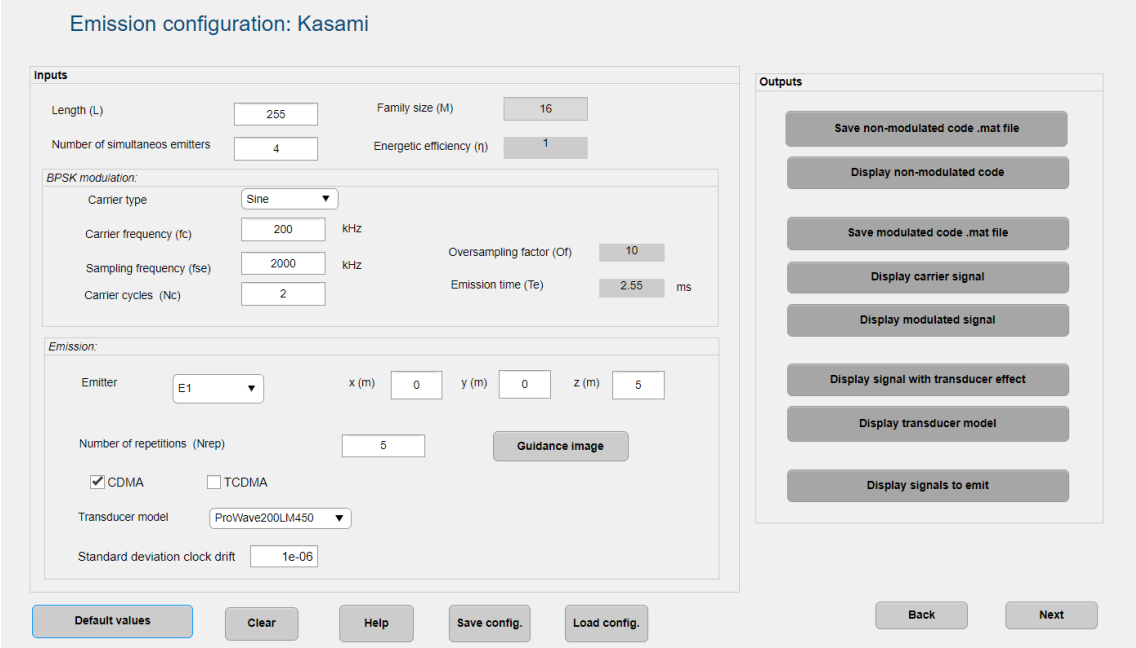


Fig 5. Example of configuration.

For this configuration, the following outputs are obtained when clicking on the respective buttons (right side of Fig. 5):

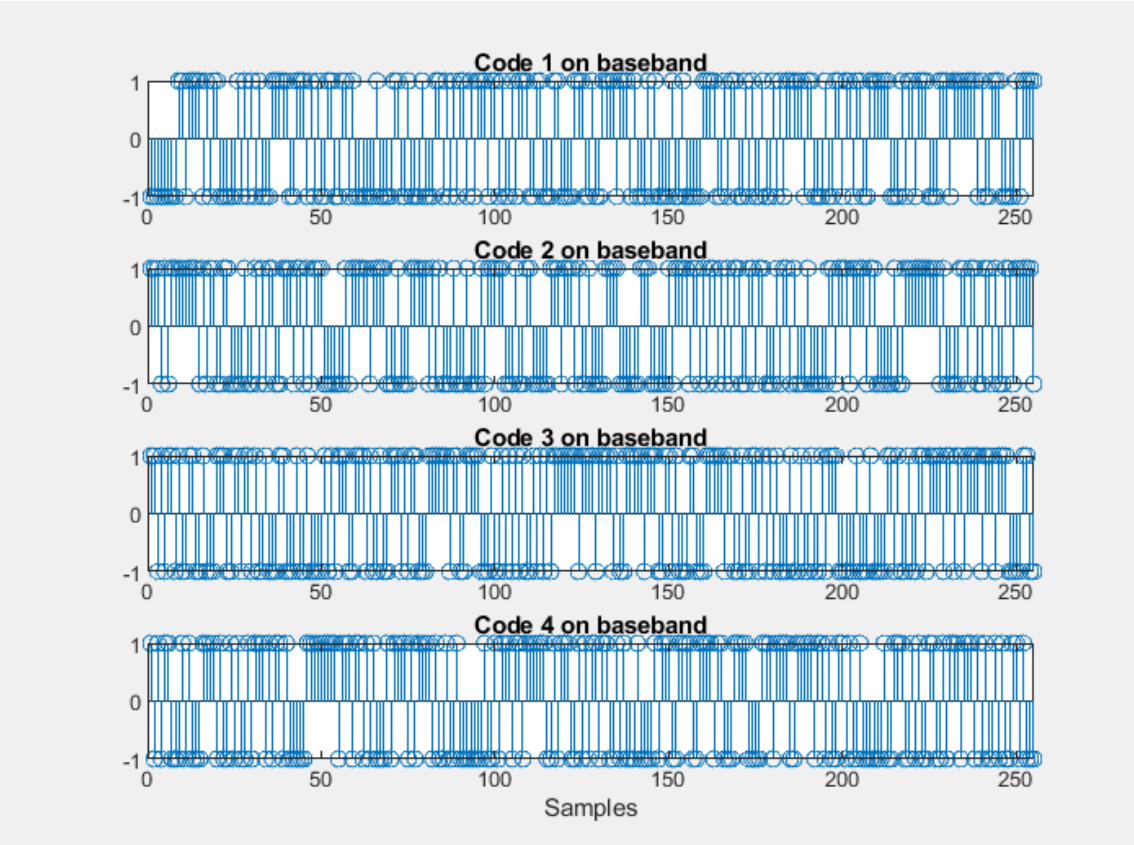


Fig 6. Baseband 255-bit Kasami codes.

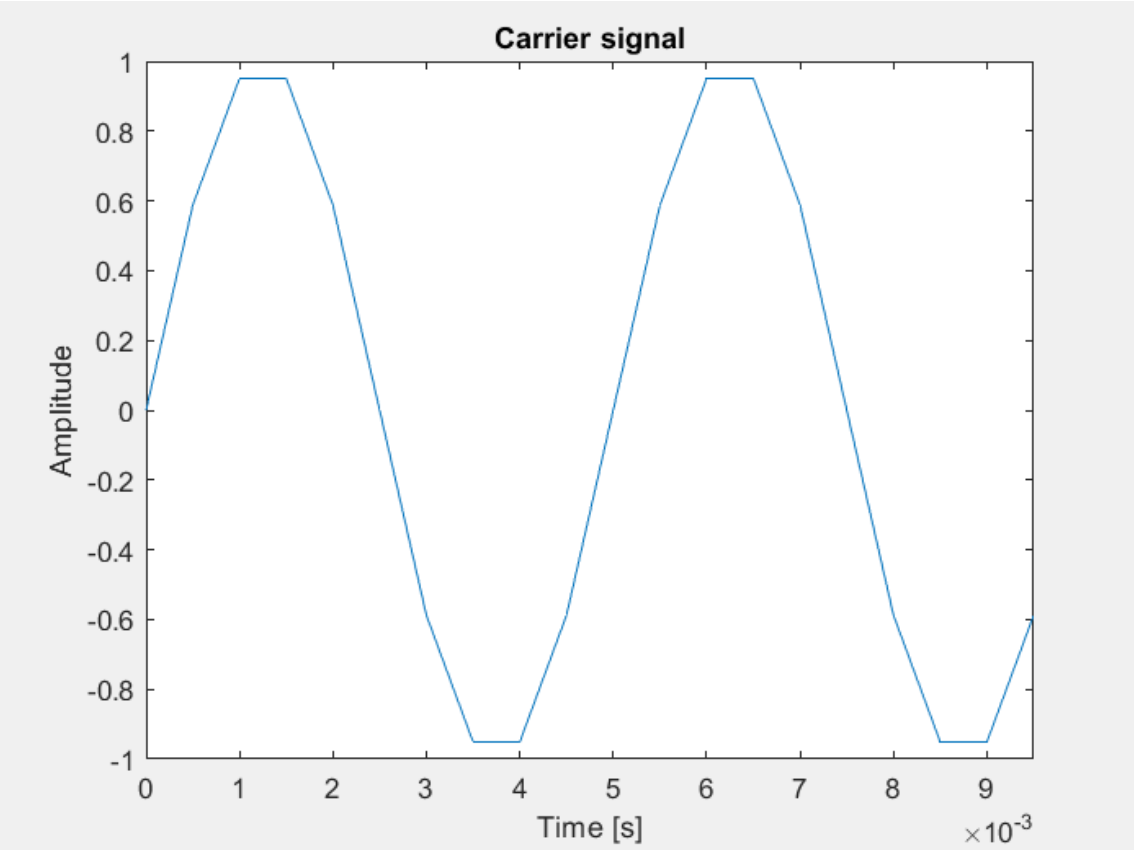


Fig 7. Sinusoidal carrier signal with O_f=10, N_c=2, f_c=200 kHz.

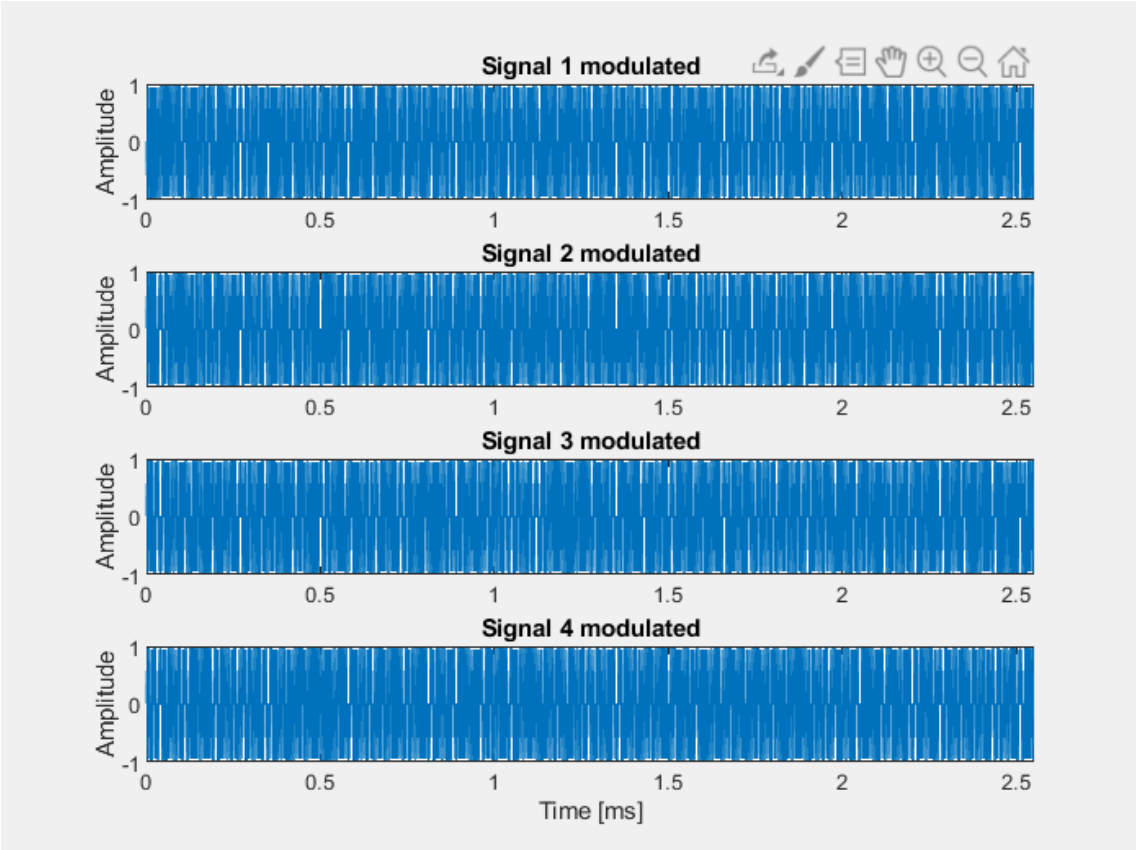


Fig 8. 255-bit BPSK modulated codes.

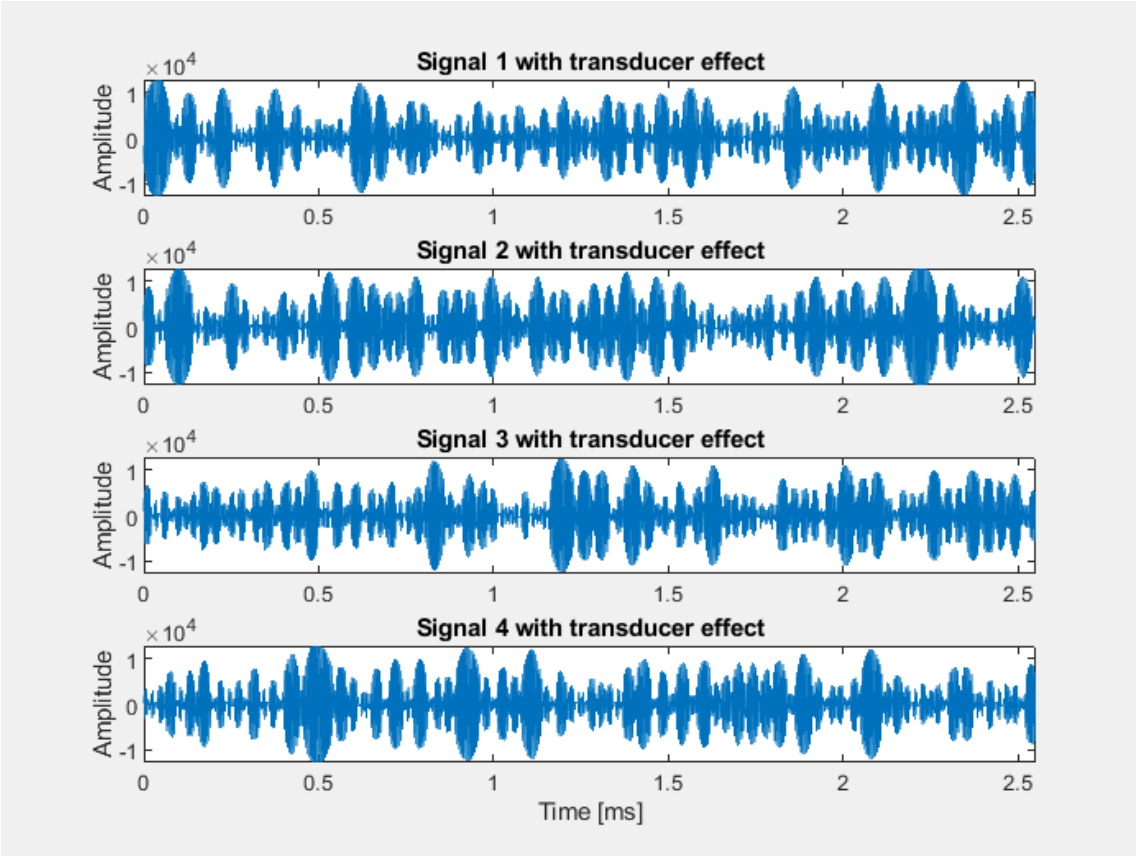


Fig 9. 255-bit BPSK modulated signals including the transducer effect.

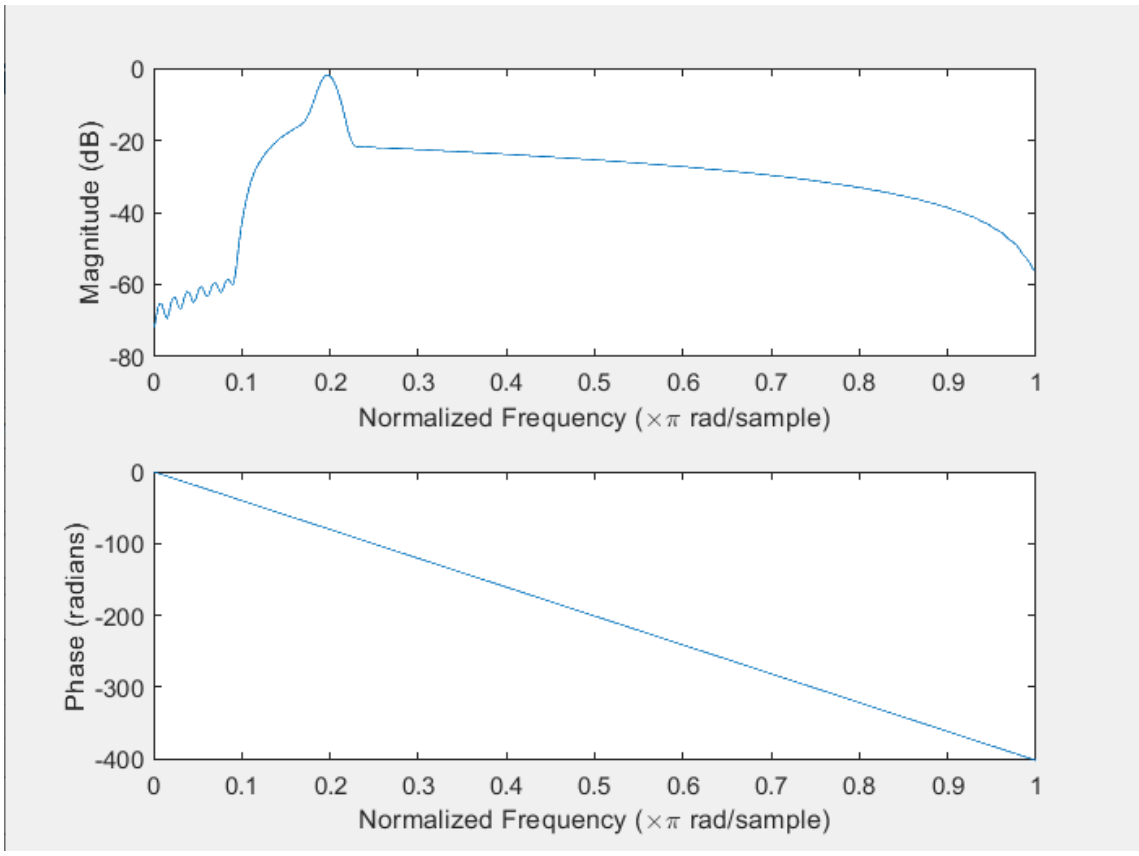


Fig 10. Magnitude and phase response for the selected ProWave200LM450 transducer model.

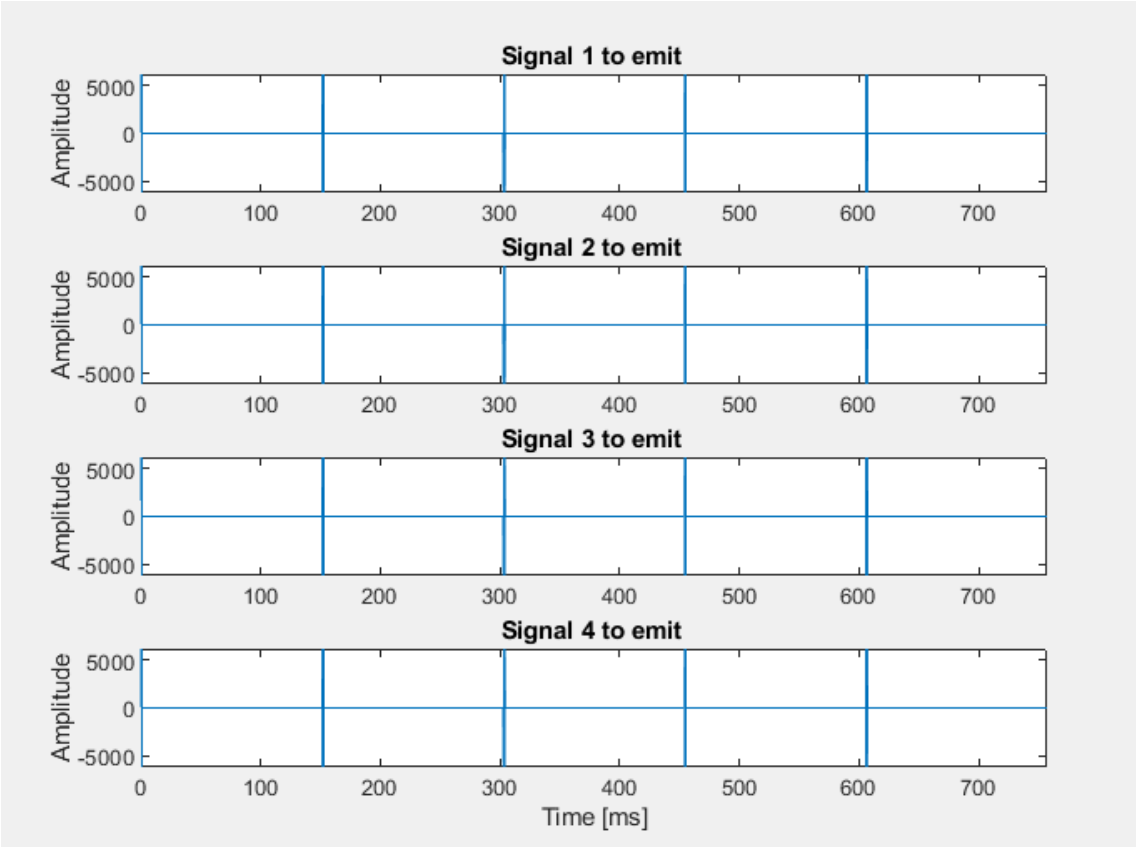


Fig 11. Emitted signals considering a CDMA protocol and repetition period of 150 ms.

3 Scene configuration

In this window, shown in Fig. 12, the user must first configure the receiver model and its position. Then, the bathymetry corresponding to the 2D plane formed by each emitter with the receiver should be defined. The bathymetry values are entered via a .txt file, using the "select file" button for each bathymetry. An example is shown in Fig. 15. The content of the file must be two columns, where the first column indicates distance between emitter and receiver, and the second column indicates the depth at that particular distance. **Important:** All files must contain at least two rows, where the first row is the depth at distance 0 (emitter location), and the last row must be the depth at distance *R* (distance between emitter and receiver). An arbitrary number of entries can be added in increasing order of distances in between.

Fig 12. Scene configuration: reception and environment configuration.

The temperature profile (Fig. 13) can be entered in two ways: firstly, by selecting the txt option and uploading a .txt file containing two columns, the first being the depth (in increasing order), and the second the temperature. An example is shown in Fig. 17. Secondly, by selecting the array option, entering directly the values in the corresponding depth and temperature fields. **Important:** the last depth value must match the maximum depth previously introduced in the bathymetry files.

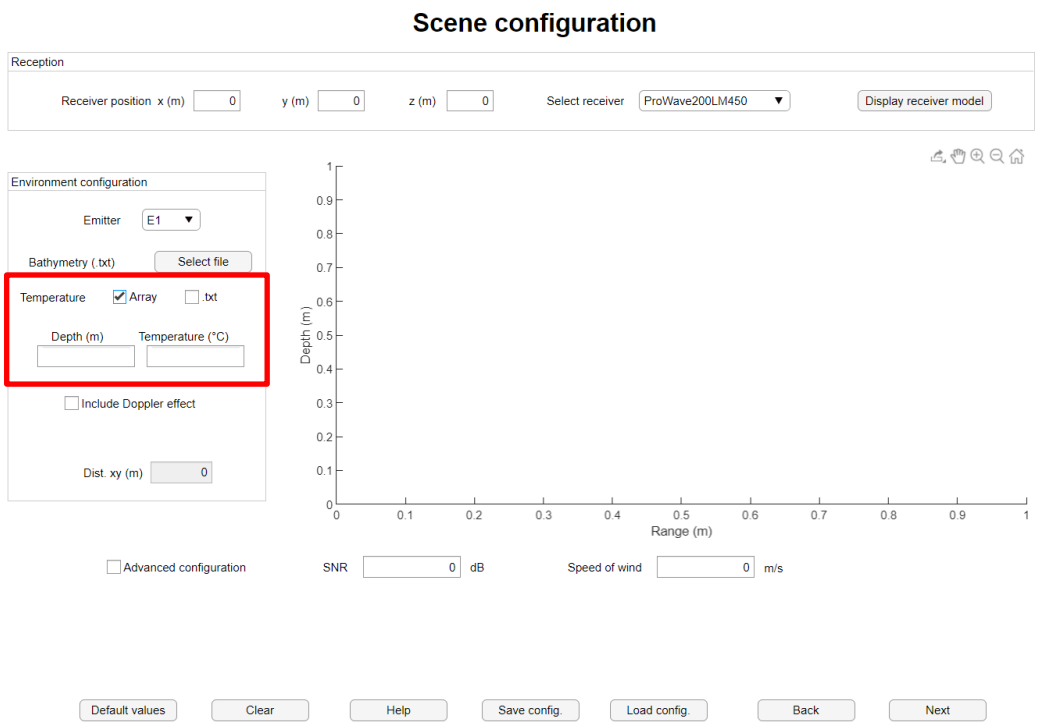


Fig 13. Scene configuration: Temperature configuration.

Finally, if desired, other parameters can be configured, such as the Doppler effect due to the movement between emitter and receiver, the Signal-to-Noise ratio (SNR), wind speed and other advance settings, as shown in Fig. 14.

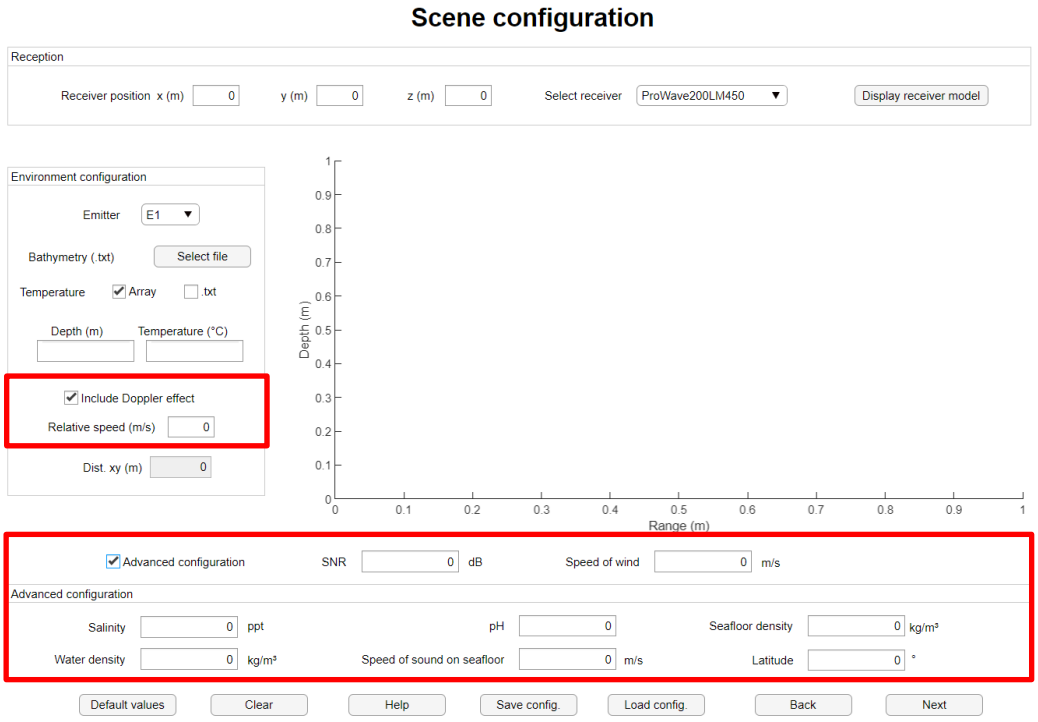
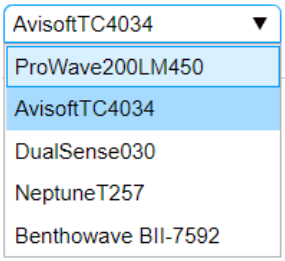


Fig 14. Scene configuration: Doppler effect and advanced configuration.

In the following tables the main parameters and options are described.

Naming	Definition	Remarks
Dist. (xy)	Distance in meters in the plane between the corresponding emitter and receiver	
SNR	Signal-to-Noise Ratio	In dB
Speed of wind	Speed of wind at the sea-surface	In m/s

Table 4. Main parameters in the scene configuration screen.

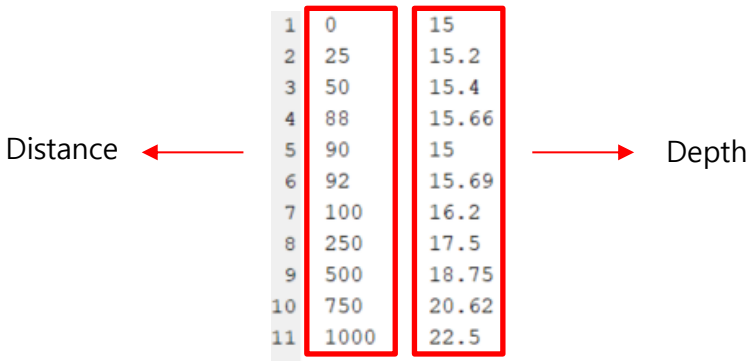
Options	Definition
	Receiver selection.
Display receiver model	Display the selected receiver model. See Fig. 18.
Default values	Automatically loads default values in the configuration fields to provide better guidance to the user.
Clear	Removes any values entered in the configuration fields.
Help	Opens the user guide.
Save config.	Saves in a .mat file the configuration selected by the user
Load config.	Loads a previously saved configuration from a .mat file

Back	Returns to the previous window.
Next	Advances to the next window.

Table 5. Additional utilities in the scene configuration screen.

3.1. Example

The bathymetry has been entered in the following txt. This bathymetry can be seen in Fig. 17.



The temperature values have been entered in the following .txt. Note that the maximum depth introduced in any of the bathymetry files defines the maximum depth on Fig. 16. (22.5 m).

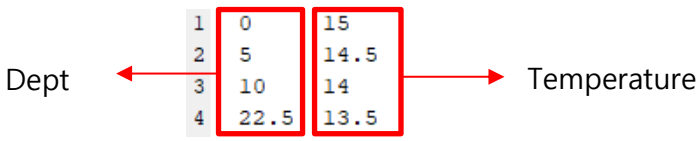


Fig 16. Example .txt file for the temperature profile configuration.

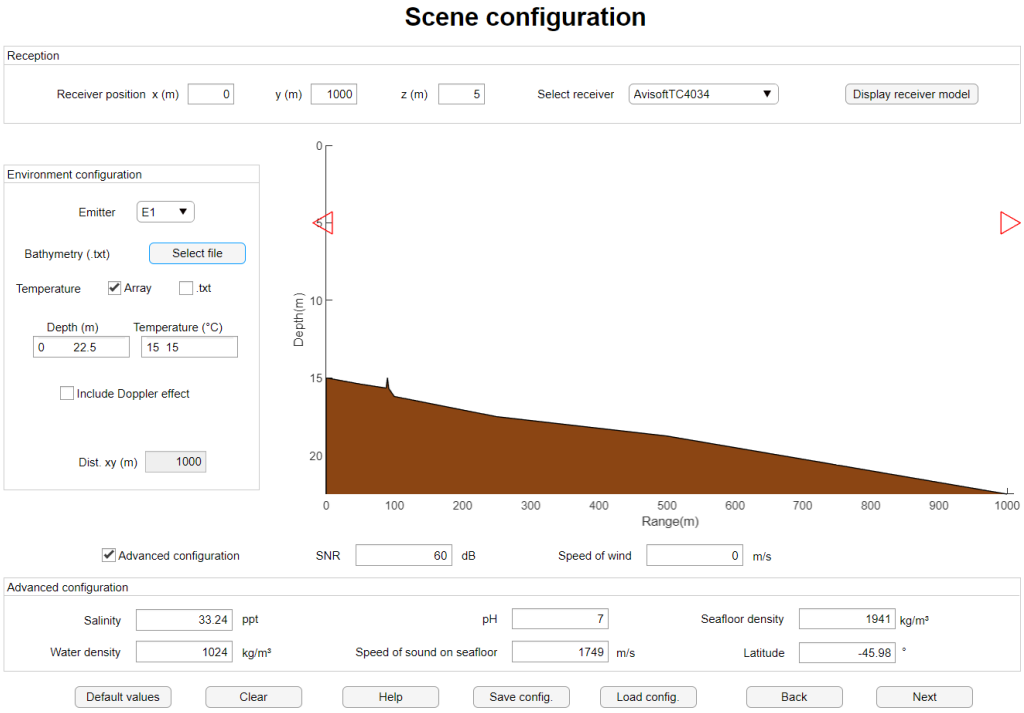


Fig 17. Scene configuration example.

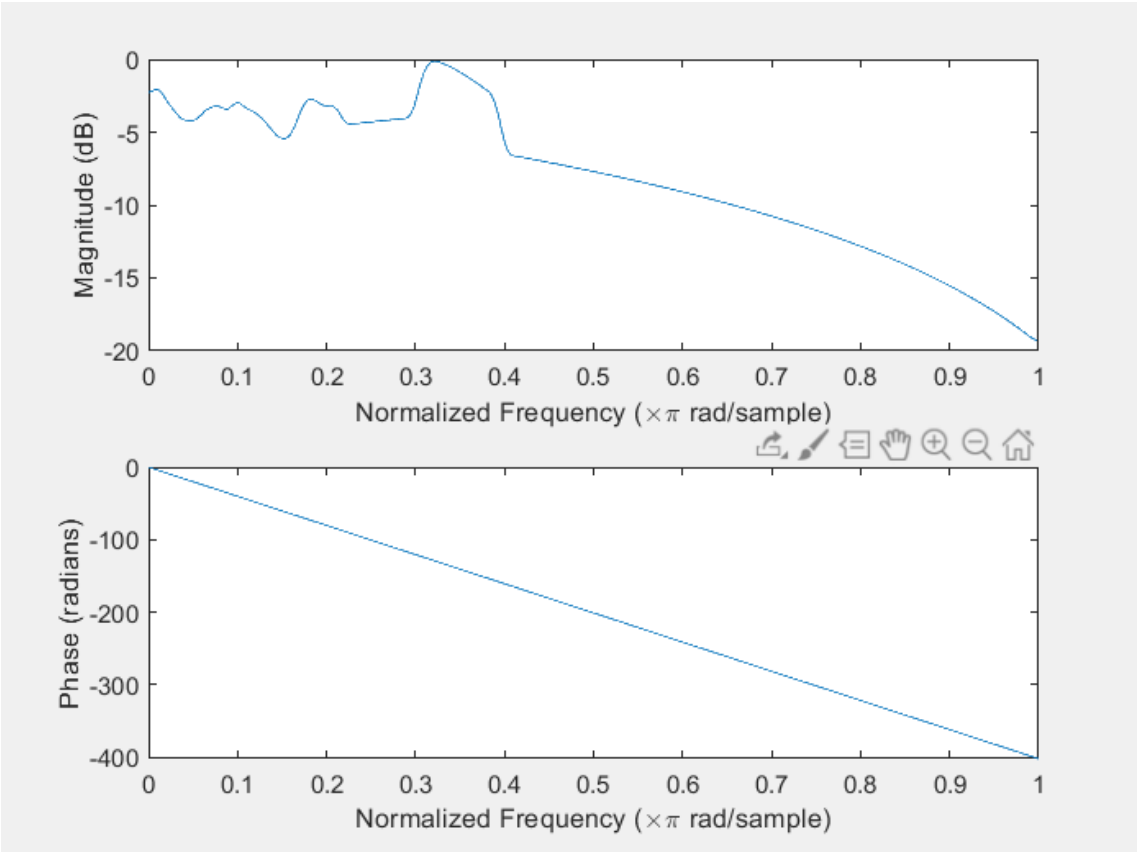


Fig 18. AvisoftTC4034 receiver model.

4 Ray tracing

The ray tracing screen (Fig. 19) sets the configuration for the ray tracing underwater acoustic propagation model [9]. To perform the ray tracing, the following parameters must be defined:

- Number of rays: this value is highly dependent on the environment size. To obtain meaningful results and resolve all potential propagation paths, a high value (at least 500 rays) is recommended.
- Step (layer): the water column is divided into layers of this length. A smaller value provides more resolution in the ray-tracing for non-constant sound speed profiles, but it is more computationally demanding. A value of 10 cm is a good trade-off.
- Geometric divergence coefficient refers to the geometrical spreading type: 20 for spherical, 10 for cylindrical or between 20 and 10 for a customized option.
- Initial and final opening angles refer to the aperture of the selected emitter.
- The ray reduction factor decimates the number of rays to be plotted, in order to improve the visibility of the ray-tracing results. Note that the computation of arrivals is done with the total number of rays launched.

Once the configuration is completed, the ray tracing is performed by clicking on the corresponding button.

When the calculation is done, the ray tracing will be displayed in the main screen (see Fig. 22), whereas the sound speed profile and absorption coefficient can be viewed in pop-up windows.

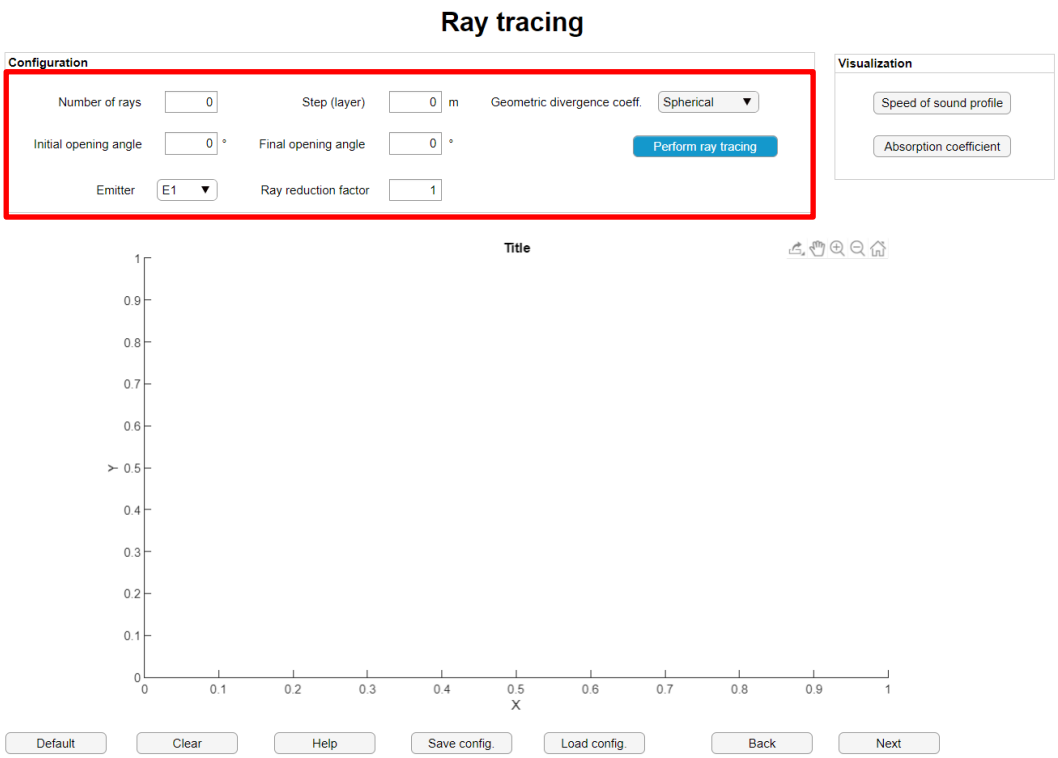
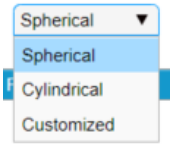


Fig 19. Ray tracing window.

Options	Definition
	Geometric divergence coefficient.
Speed of sound profile	Displays the speed of sound profile. See Fig. 20.
Absorption coefficient	Displays the absorption coefficient as a function of depth. See Fig. 21.
Default values	Automatically loads default values in the configuration fields to provide a better guidance to the user.
Clear	Removes any values entered in the configuration fields.

Help	Opens the user guide.
Save config.	Saves in a .mat file the configuration selected by the user
Load config.	Loads a previously saved configuration from a .mat file.
Back	Returns to previous window.
Next	Advances to next window.

Table 6. Additional utilities in the ray tracing screen.

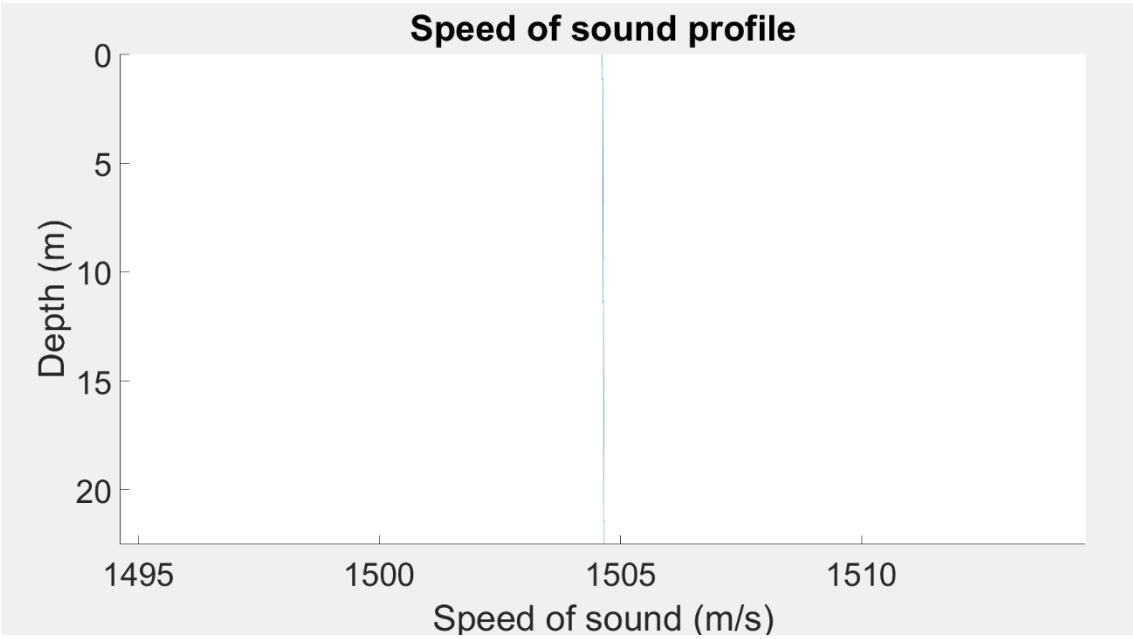


Fig 20. Example of speed of sound profile.

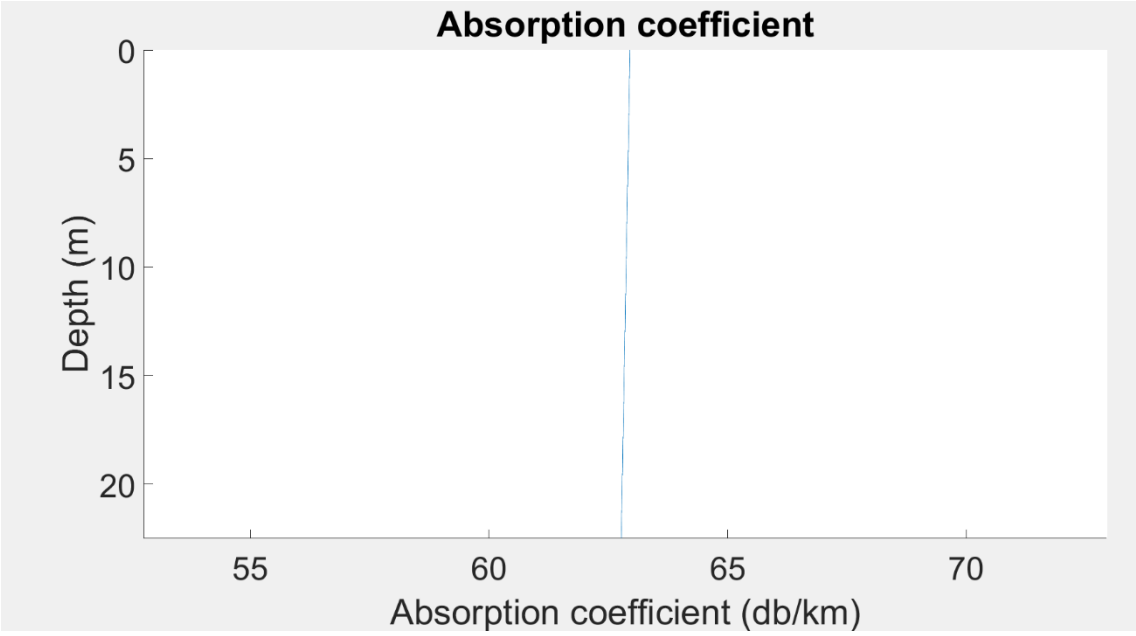


Fig 21. Example of absorption coefficient profile.

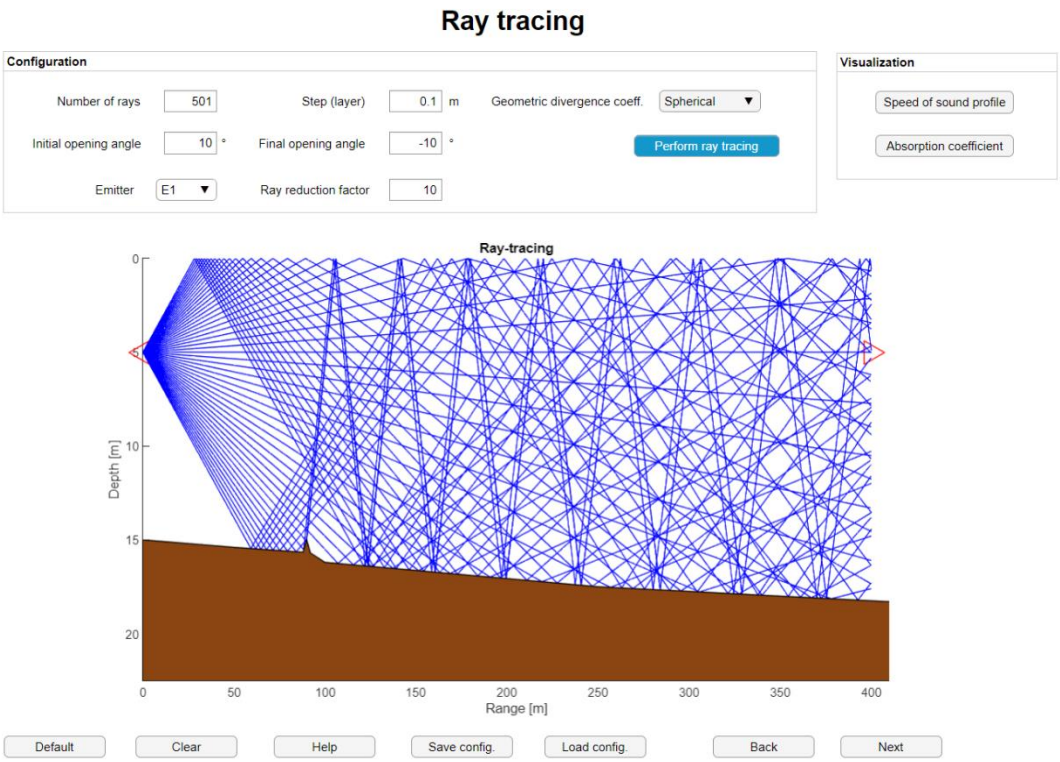


Fig 22. Example of ray tracing window.

5 Results

This window (Fig. 23) shows the results obtained in the different simulation steps. Table 7 shows the buttons available in the results window.

Options	Definition
Baseband / Modulation results ▼ Baseband / Modulation results Arrivals at receiver Correlation and received signal Position estimation	Results selection.
Back	Returns to previous window.
Next	Advances to next window.

Table 7. Main options in the results screen.

An example using Kasami sequences will be described next. However, the results for the other coding sequences will be analogous.

Set of measurements 1: Baseband and modulated signals

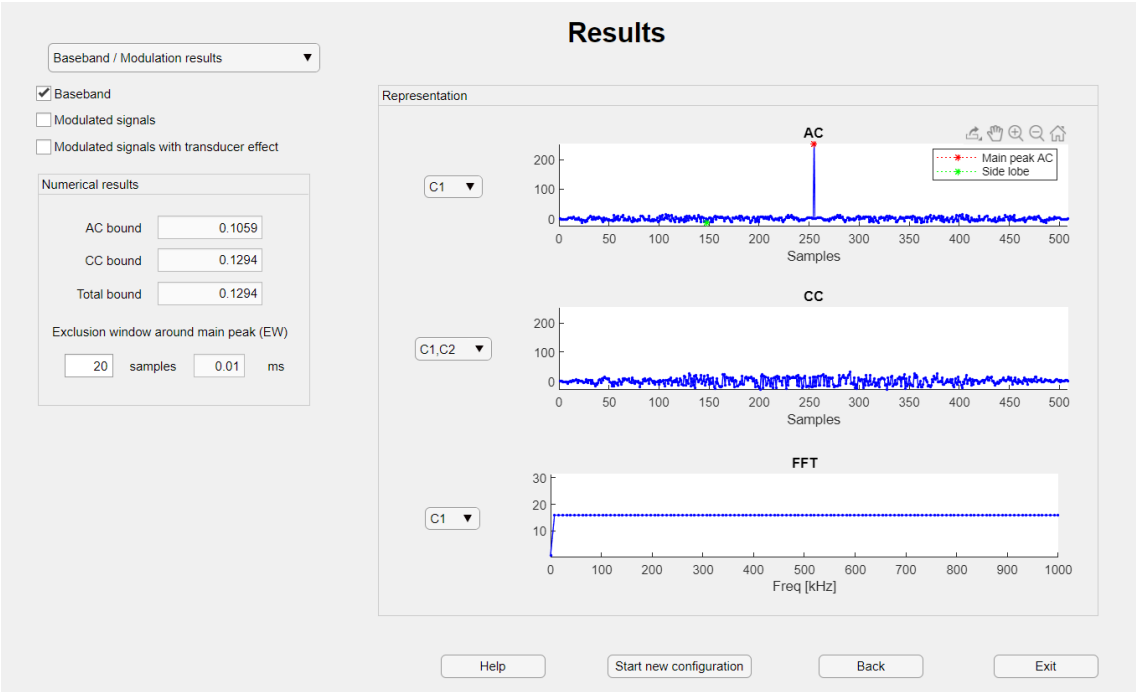


Fig 23. Results window: AC, CC and FFT for 255-bit Kasami codes.

Naming	Definition	Remarks
AC	Autocorrelation function.	
CC	Cross correlation function.	
FFT	Fast Fourier transform.	
AC bound	Ratio between the maximum AC sidelobe amplitude and the main AC peak.	The side lobes are obtained by removing the main peak and recalculating the maximum value of the signal.
CC bound	Ratio between the maximum CC amplitude and the main AC peak	
Total bound	Maximum value between AC bound and CC bound.	
Exclusion window	Exclusion window around main peak.	An exclusion window is applied around the main peak to avoid the sidelobes introduced by the modulation step.

Table 8. Results screen: Set of measurements 1.

Options	Definition
C1 ▼	Dropdown button to select the code whose AC or FFT is going to be displayed.
C1,C2 ▼	Dropdown button to select the pair of codes whose CC is going to be displayed.

Table 9. Results screen: Additional utilities for the set of measurements 1.

Set of measurements 2: Arrivals and attenuation at the receiver

After the execution of the ray tracing propagation model, the arrivals and the attenuation at the receiver are displayed.

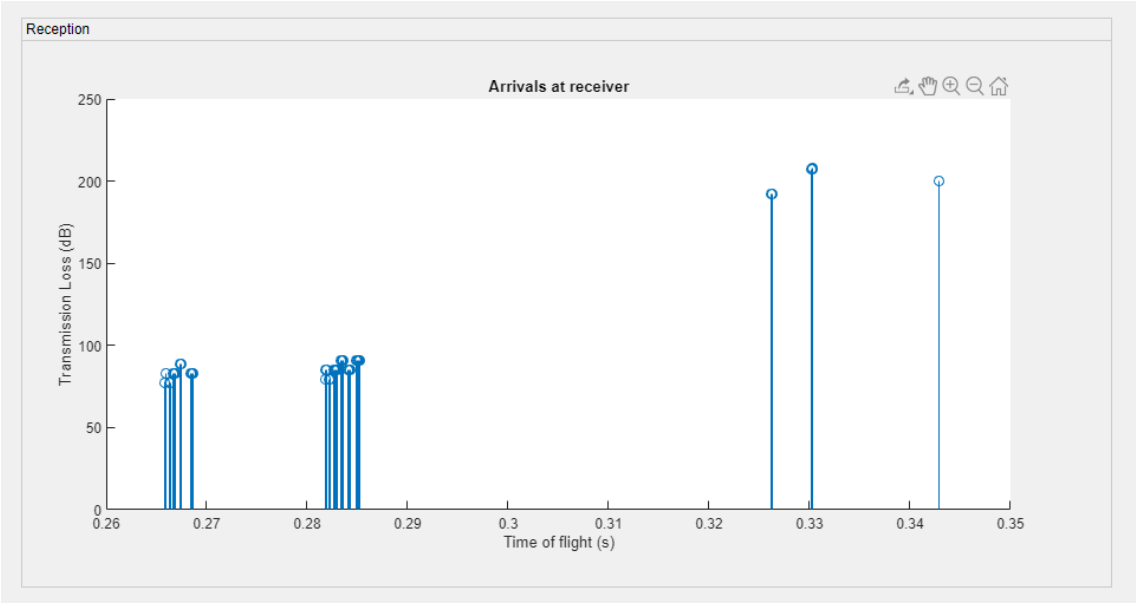


Fig 24. Results window: Arrivals at the receiver for the previously shown configuration.

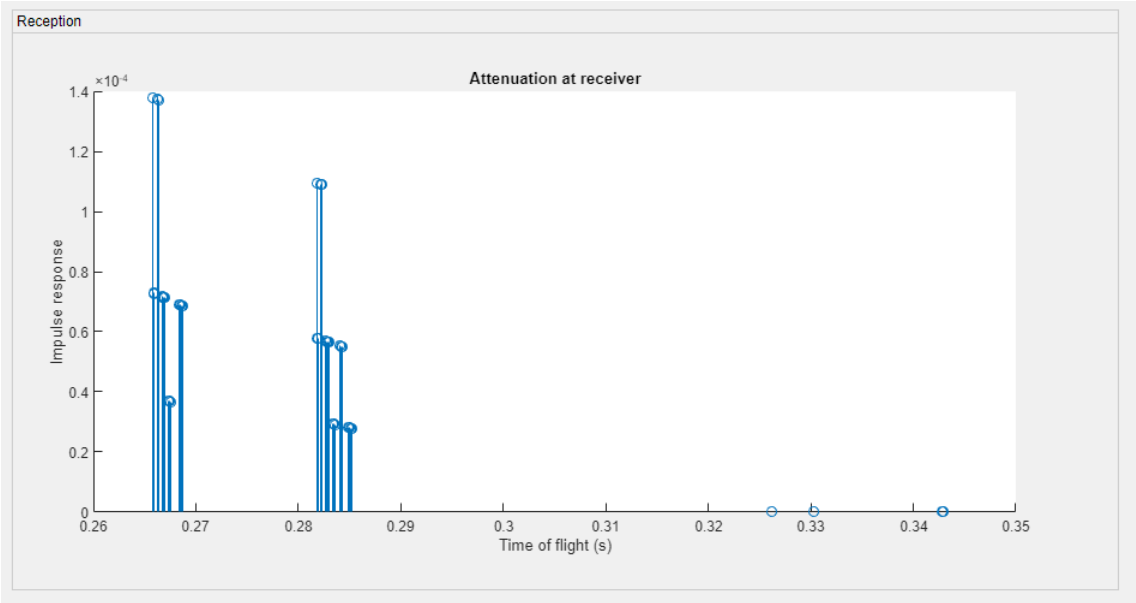


Fig 25. Results window: Attenuation at the receiver for the previously shown configuration.

Set of measurements 3: Received signal and correlations

The tool displays next the results corresponding to the receiving stage. An example of this window is illustrated in Fig. 26, which shows the received signal (top graph), its correlation functions with each transmitted code (middle graph) as well as the FFT of the received signal (bottom graph).

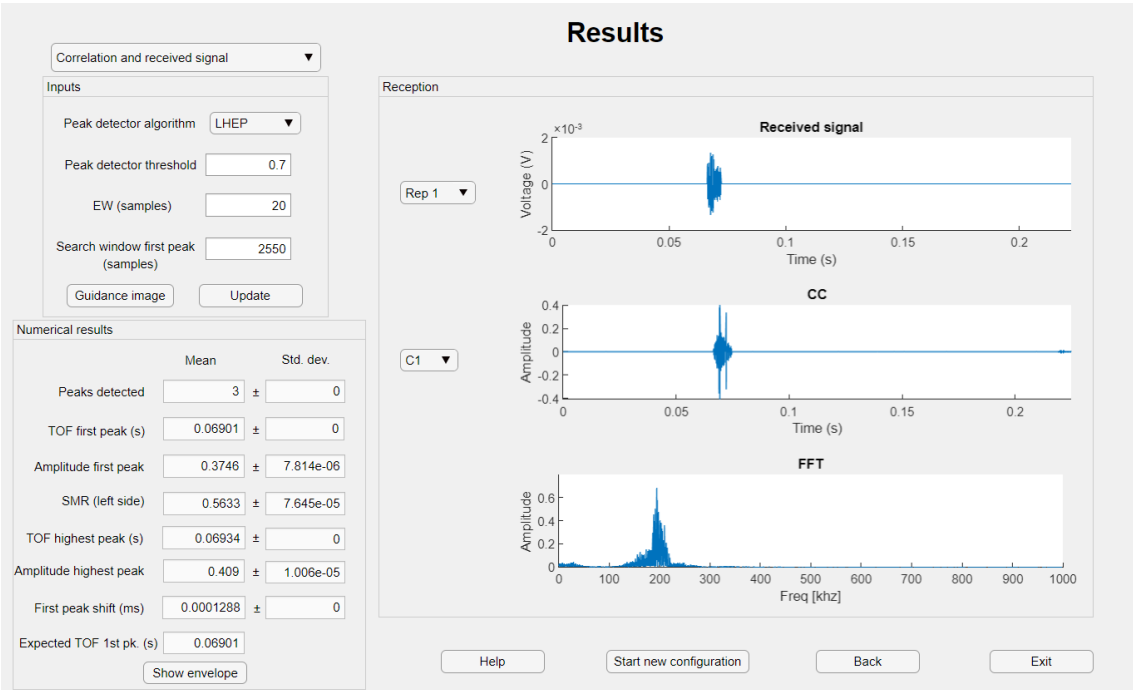


Fig 26. Results window: Received signal and correlation.

Naming	Definition	Remarks
Received signal	The signal captured by the receiver. It consists of the contributions from each emitter-receiver pair, plus Gaussian noise.	
CC	Cross correlation function.	
FFT	Fast Fourier transform.	
Peaks detected	Number of detected peaks.	
TOF first peak	Time of flight of the first peak detected.	In seconds (s).
SMR	Side lobe to main lobe ratio. It is calculated considering only the samples on the left side from the first detected	

	peak, so that later peaks caused by multipath do not interfere in this calculation.	
TOF highest peak	Time of flight of the highest detected peak.	In seconds (s).
First peak shift	Difference between theoretical and calculated time of flight of the first peak.	In milliseconds (ms).
Expected TOF 1st. peak	Theorical time of flight of the first peak.	In seconds (s).

Table 10. Results screen: Set of measurements 3.

Options	Definition
Peak detector threshold 0.7	Threshold to estimate the correlation peaks on the normalized correlation signal. See Fig. 26.
EW (samples) 20	Exclusion window around the main peak, in samples, to calculate the sidelobes avoiding modulation effects. See Fig. 26.
Show envelope	Displays the envelope of the correlation signal. The first peak and the side lobe are indicated. See Fig. 27.
LHEP MCA	Peak detector algorithm.

Table 11. Results screen: Additional utilities for the set of measurements 3.

For each correlation signal, the first peak (first arrival) is searched. This search can be performed by two different algorithms: 1) LHEP (Left from Highest-Energy Peak), which searches for the highest energy peak, and then sets a search window to the left of that peak. If the algorithm detects a peak that exceeds a configurable threshold, it will select this peak as the first peak; if no peak meets the requirement, the first peak is assumed to be the highest energy peak. 2) MCA (Multipath Compensation Algorithm), described in [9]. This algorithm attempts to compensate for multipath effects based on the rough estimation of the channel impulse response, from which

the corresponding direct line-of-sight path is obtained for each transmitter-receiver channel. For clarification purposes, a different case than the one shown in Fig. 24 is shown to demonstrate the performance of the peak detection algorithms.

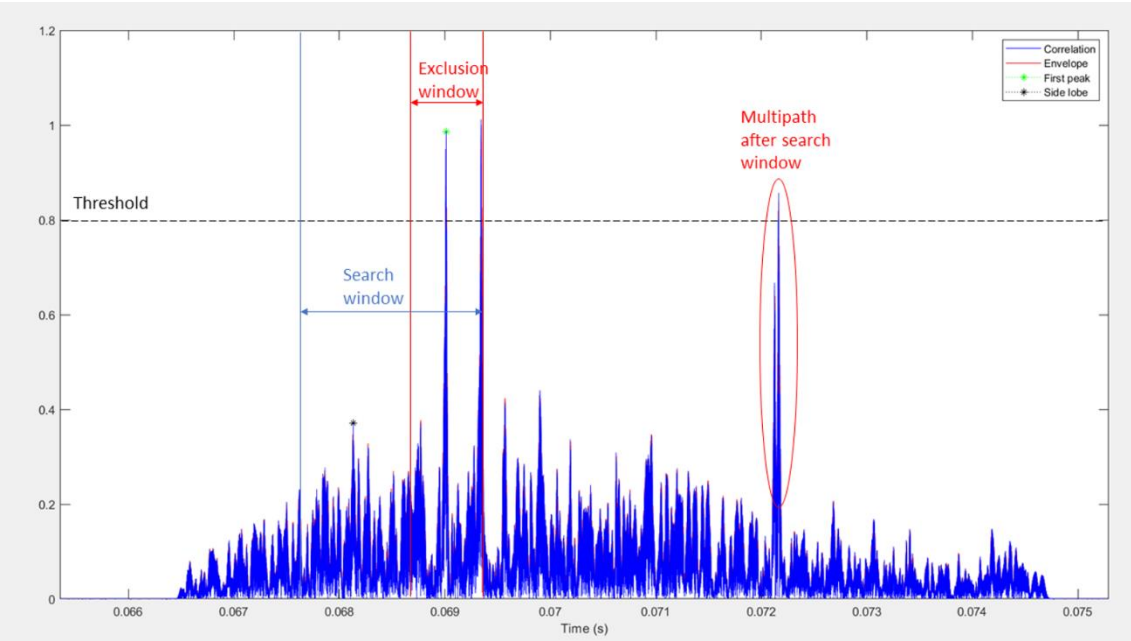


Fig 26. LHEP algorithm.

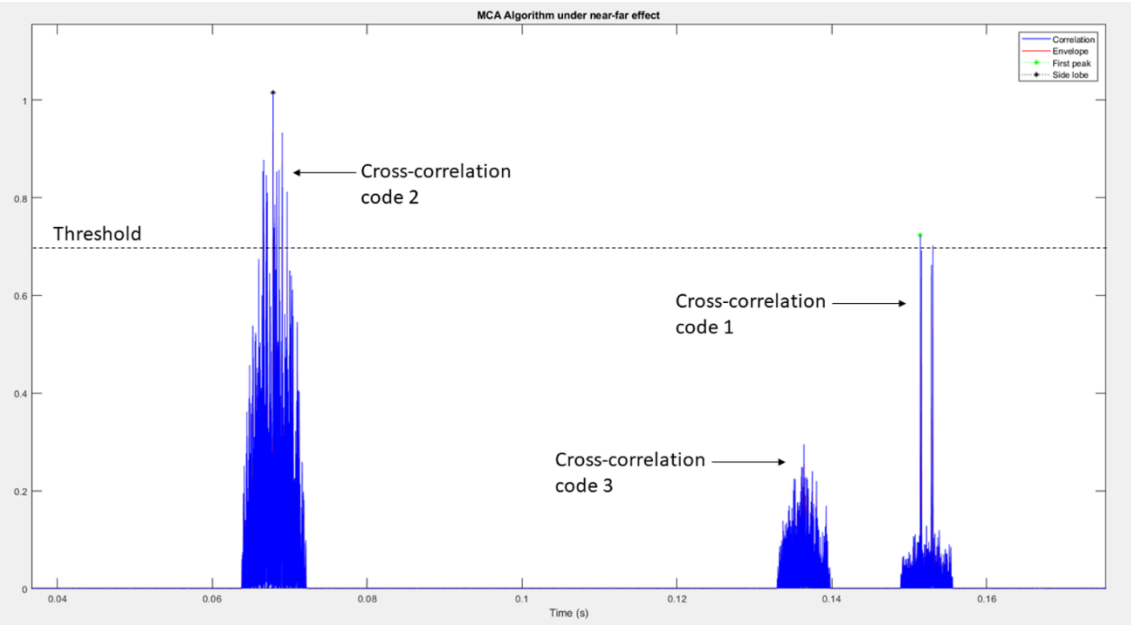


Fig 27. MCA algorithm under near-far effect, when looking for code 1.

Set of measurements 4: Position estimation

Finally, the estimated positions are plotted in Fig. 28, the actual position of the receiver is represented by a blue square, the emitters are shown in black squares and the estimated receiver positions for the different simulations are marked with pink crosses.

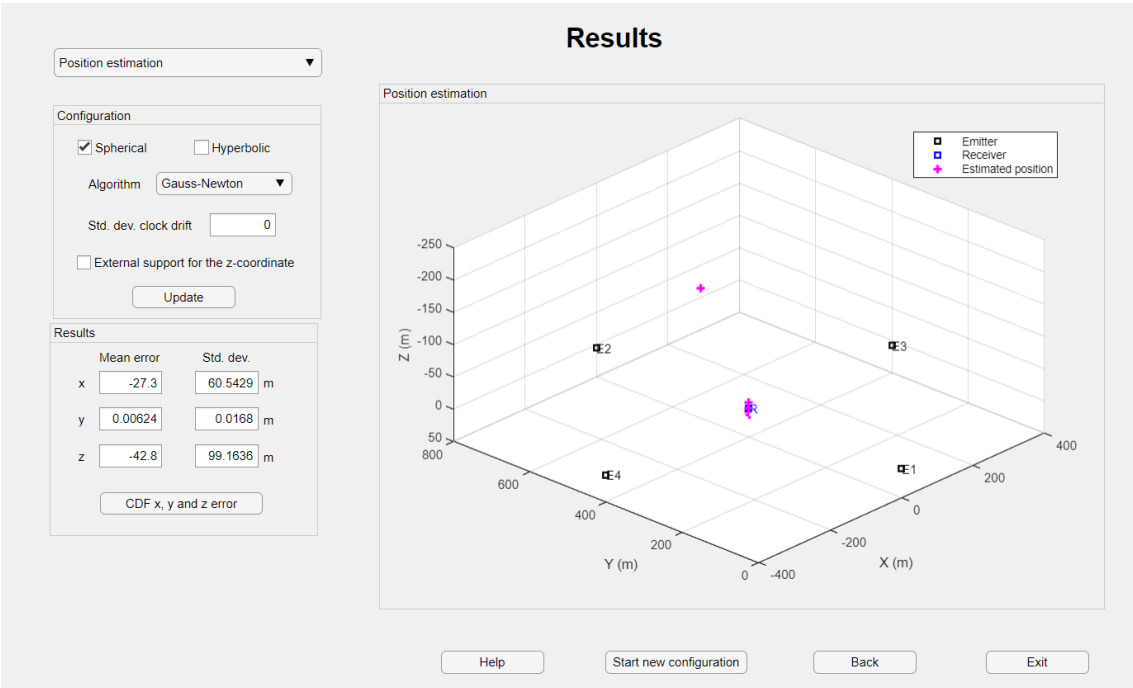


Fig 27. Results window: Position estimation.

In the tool, this estimation can be performed via two different methods: Gauss-Newton (GN) [11] or Cayley Menger (CM) [12]. For GN the spherical and hyperbolic cases are available, while for CM only the spherical case is available, since in the hyperbolic case the results obtained are very poor. On the one hand, the GN method is based on the use of a Jacobian matrix described in eq. (8) to determine the position of the receiver finding the minimum value of vector ΔX, resulted from an iterative process.

$$\Delta X = (J^T \cdot J)-1 \cdot J^T \cdot B \qquad (8)$$

Where B is a vector formed by the differences of measures and the estimation of those measures for each iteration of the algorithm. On the other hand, the use of the CM method is based on the application of Cayley-Menger determinants. In this case, the number of emitters should be at least 4, for the 3D position estimation.

Since the *z*-coordinate is typically the coordinate where the worst results are obtained, the tool offers the possibility of using an external support for this coordinate, simulating that it has been obtained externally to this positioning system (for example, by a pressure sensor). Also it is possible to modify the standard deviation of the clock drift to make the system more similar to reality.

The parameters to be entered in this window are listed in table 12.

Naming	Definition	Remarks
Spherical / Hyperbolical	Select between spherical or hyperbolical position estimation algorithm.	
Mean error	Displays the mean error in the 3 dimensions.	
Std. Dev. Clock drift	Standard deviation of the clock drift.	
CDF x, y and z error	Displays the cumulative distribution function of *x, y* and *z* errors.	

Table 12. Results screen: Set of measurements 4.

6 Real data results

In this window the results obtained in real tests are analyzed. Firstly, the configuration of the experiment must be completed.

The first step is to load the modulated codes, as shown in Fig. 29. These codes must be stored in a .mat file with as many rows as emitters were involved.

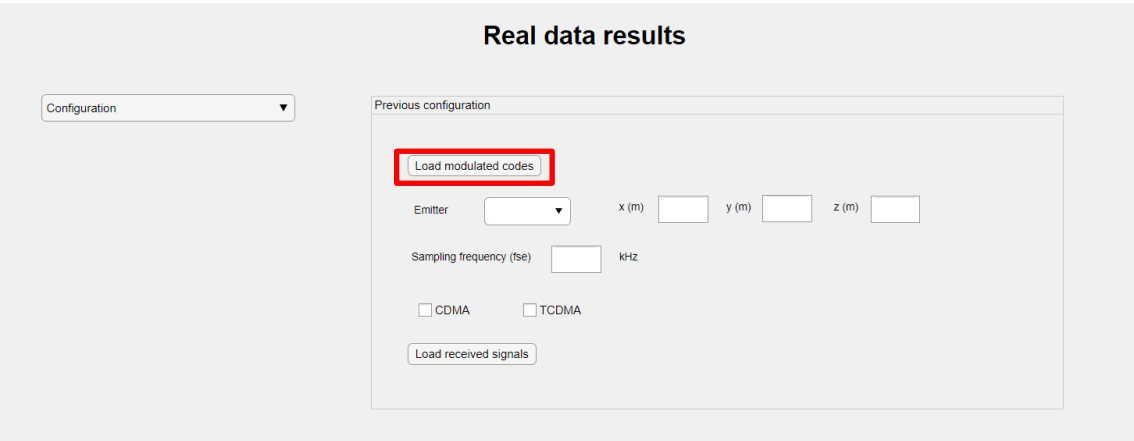


Fig 289. Real data results configuration: Load modulated codes.

The next step is to enter the coordinates for each transmitter, the sampling frequency and the transmission method.

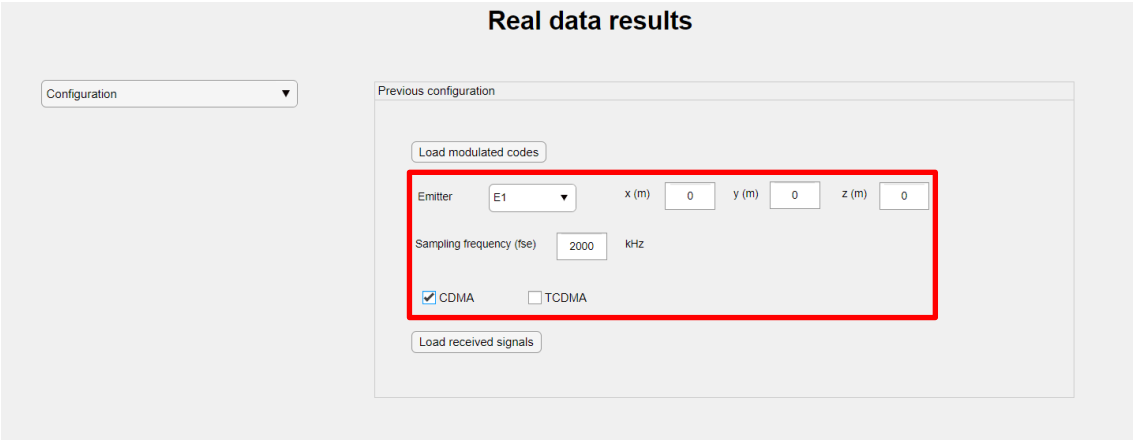


Fig 30. Real data results configuration: Coordinates, sampling frequency and transmission method.

Finally, the received signals are loaded. The tool expects a .mat file with as many rows as repetitions were performed.

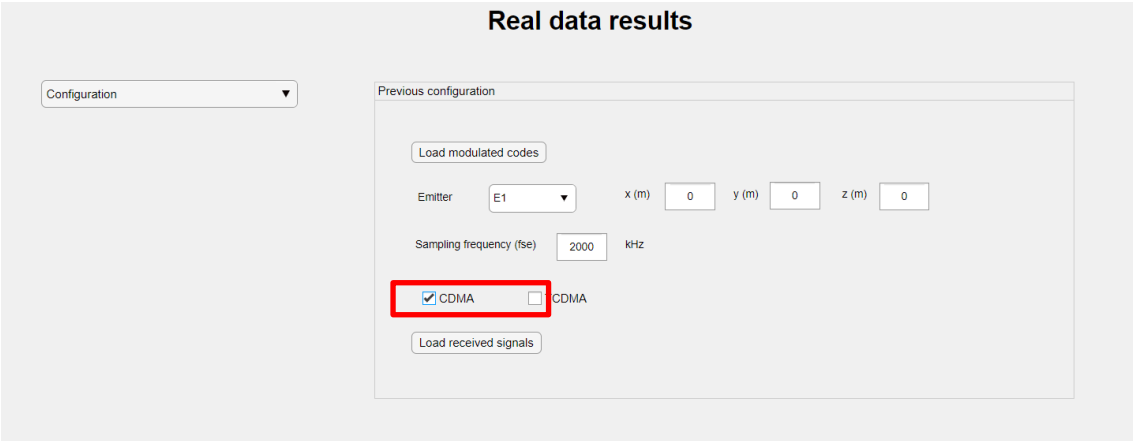


Fig 31. Real data results configuration: Load received signals.

Once the configuration is completed, the selector can be switched to the received signal and correlation window, where the received signal, the correlation with each code and its FFT are shown. The numerical results have been explained in detail in section 5: set of measurements 3.

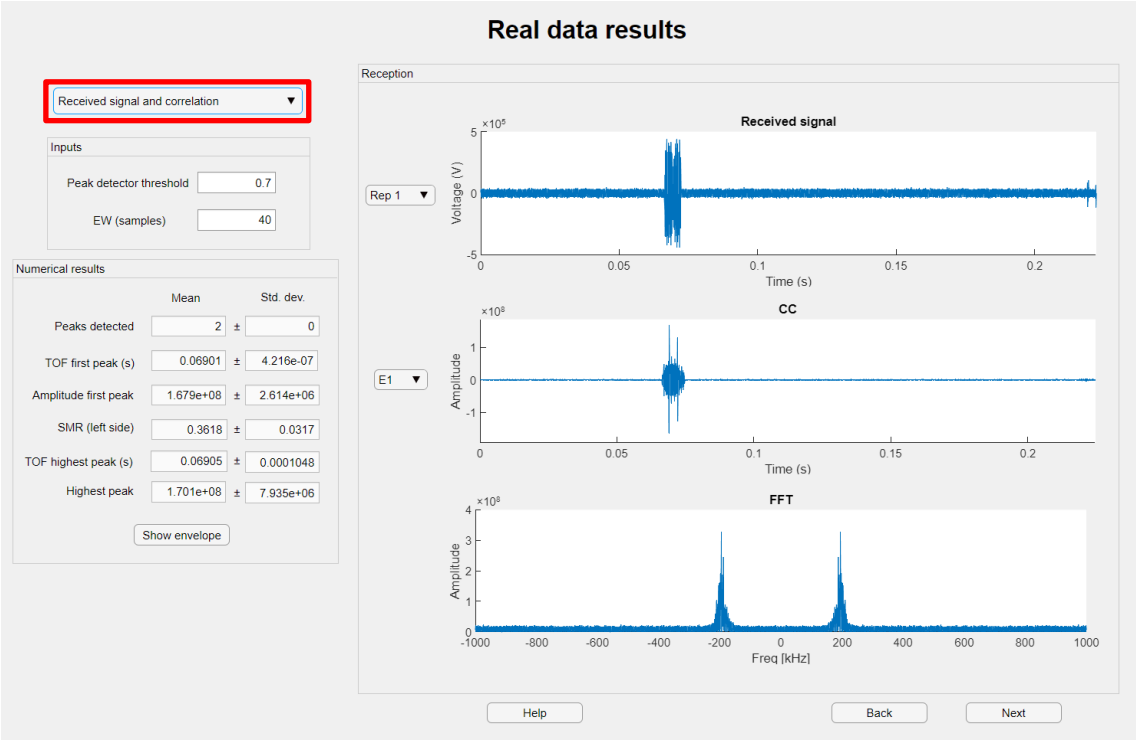


Fig 292. Real data results: Received signal and correlation.

Finally, by selecting the position estimation option, the calculated positions are displayed.

In the configuration section the positioning algorithm to be employed can be configured (spherical or hyperbolic).

The results section shows the estimated positions (pink crosses) as well as each coordinate's mean and standard deviation.

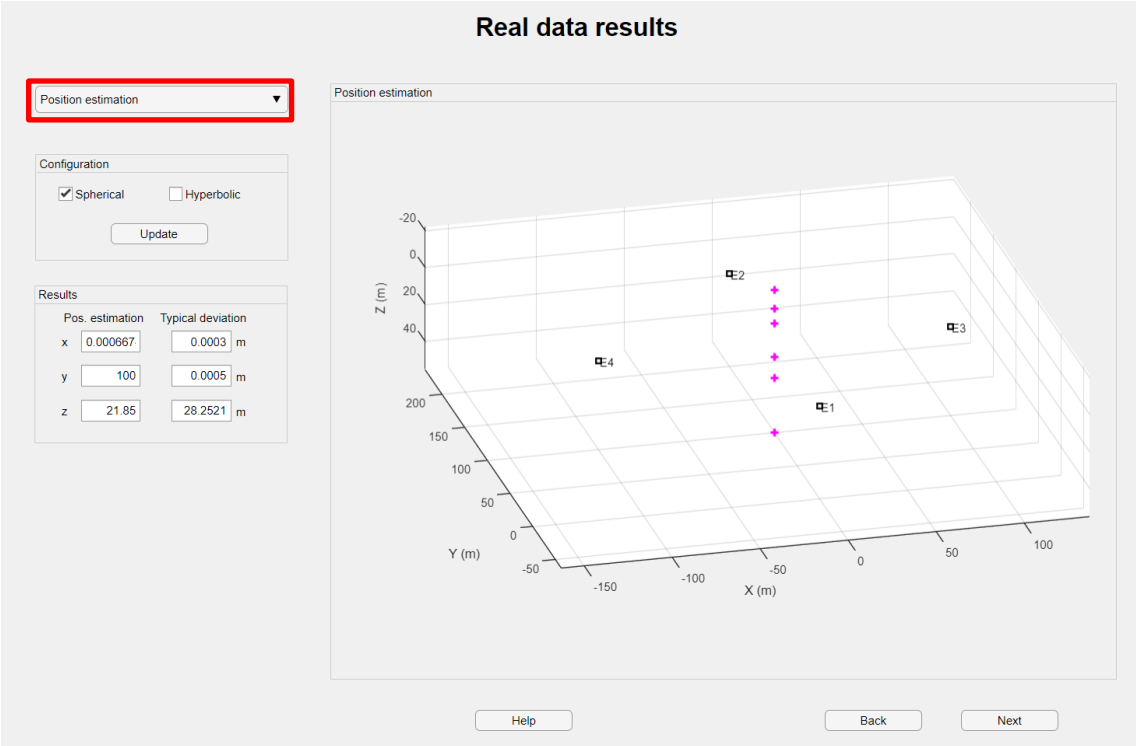


Fig 30. Real data results: Position estimation.

References

[1] T. Kasami. "Weight distribution formula for some class of cyclic codes". Technical report R-285, Coordinated Science Lab. University of Illinois, 1968.

[2] ProWave Electronic Corp. ProWave200LM450, Underwater Ultrasonic Ceramic Transducer. Available in: http://www.prowave.com.tw/english/products/ut/uwtx/uwtx.htm

[3] DualSense 030, Underwater Ultrasonic Transducer. Available in: https://chelsea.co.uk/wp-content/uploads/2020/08/DualSense-030-Datasheet.pdf

[4] NeptuneT257, Underwater Unltrasonic Transducer. Available in: https://www.neptune-sonar.co.uk/products/communications/t257

[5] Benthowave BII-7592, Underwater Ultrasonic Transducer. Último acceso junio 2021 [Online] Available in: https://www.benthowave.com/products/Specs/BII-7590SeriesDatasheet.pdf

[6] M.C. Pérez, R. Sanz, J. Ureña, Á. Hernández, C. De Marziani. "Correlator Implementation for Orthogonal CSS Used in Ultrasonic LPS". IEEE Sensors Journal, vol. 12, no. 9, pp. 2807-2816, 2012.

[7] S. Stanczak, H. Boche, M. Haardt. "Are LAS-codes a miracle?". IEEE Global Telecommunications Conference, San Antonio, TX, vol. 1, pp. 589-593, 2001.

[8] S. Murano, M. C. Pérez, J. Ureña, C. J. Bleakley, C. De Marziani. "Comparison of Zadoff-Chu Encoded Modulation Schemes in an Ultrasonic Local Positioning

System". Proceedings of the International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, pp. 206-212, 2018.

[9] J. Aparicio, A. Jiménez, F. J. Álvarez, J. Ureña, C. De Marziani, D. de Diego, N. Cruz, and H. Campos, "Accurate detection of spread-spectrum modulated signals in reverberant underwater environments," Applied Acoustics, vol. 88, pp. 57–65, 2015.

[10] T. Aguilera, F. J. Álvarez, D. Gualda, J. M. Villadangos, Á. Hernández, and J. 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.

[11] J. Yan, C. Tiberius, G. Bellusci, G. Janssen, "Design of Sparse Multiband Signal for Precise Positioning With Joint Low-Complexity Time Delay and Carrier Phase Estimation", in Proceedings of IEEE/ION PLANS 2008 (2008), pp. 660.

[12] F. Thomas and L. Ros, "Revisiting trilateration for robot localization," in IEEE Transactions on Robotics, vol. 21, no. 1, pp. 93-101, Feb. 2005.

Anexo: códigos

Se muestra código de elaboración propia, que se emplea en la herramienta, a modo de ejemplo. Se trata de una porción del case del selector de resultados en banda base de la ventana de visualización de resultados.

```
%se habilita la visibilidad a los botones correspondientes para este case
app.BasebandCheckBox.Visible='on';
app.ModulatedsignalsCheckBox.Visible='on';
app.Modulatedsignalswithtransducereffect CheckBox.Visible='on';
app.ArrivalsatreceiverCheckBox.Visible='off';
app.AttenuationatthereceiverCheckBox.Visible='off';
app.DropDown_2.Value=num2str(1);
Nemo=evalin('base','Nemo');
if Nemo~=1
    app.DropDown_3.Value=num2str(1);
end
app.DropDown_4.Value=num2str(1);
%se calculan las AC y se muestran
cota_ac=crear_cota_ac_k(1);
app.ACboundEditField.Value=cota_ac;
visualizar_ac_k(app.UIAxes,1);
app.UIAxes.Title.String=('AC');
%se calculan las CC y se muestran
cota_cc=crear_cota_cc_k(1);
app.CCboundEditField.Value=cota_cc;
cota_total=max(cota_ac,cota_cc);
app.TotalboundEditField.Value=cota_total;
visualizar_cc_k(app.UIAxes_2,1);
%se calcula la FFT de la secuencia y se muestra
codigo_kasami_sin_modular=evalin('base','codigo_kasami_sin_modular');
Nemo=evalin('base','Nemo');
fse=evalin('base','fse');
for i=1:Nemo
   [FDT(i,:),f]=fourier_transform_k(codigo_kasami_sin_modular(i,:),fse,'f
   rec');
    maximoy(i,:)=max(FDT(i,:));
    minimoy(i,:)=min(FDT(i,:));
end
assignin('base','FDT',FDT);
assignin('base','f',f);
ymax=max(maximoy);
ymin=min(minimoy);
l=length(f);
plot(app.UIAxes_3,f(1,l/2:end), FDT(1,l/2:end),'.-b');
xlim(app.UIAxes_3,[0 fse/2]);
ylim(app.UIAxes_3,[ymin ymax])
xlabel(app.UIAxes_3,'Freq [kHz]');
```

```
%se actualizan las variables recientemente obtenidas
Of=evalin('base','Of');
Nc=evalin('base','Nc');
fse=evalin('base','fse');
%se ocultan los botones que no pertenezcan a este case
app.ReceptionPanel.Visible='off';
app.ReceptionPanel_2.Visible='off';
app.RepresentationPanel.Visible='on';
app.NumericalresultsPanel.Visible='on';
app.NumericalresultsPanel_2.Visible='off';
app.PositionestimationPanel.Visible='off';
app.InputsPanel.Visible='off';
app.ConfigurationPanel.Visible='off';
app.ResultsPanel.Visible='off';
for i=1:Nemo
    E{i}=(['C' num2str(i)]);
end
app.DropDown_2.Items= E;
for i=1:Nemo
    I{i}=num2str(i);
end
app.DropDown_2.ItemsData=I;
app.BasebandCheckBox.Value=1;
app.ModulatedsignalsCheckBox.Value=0;
app.ModulatedsignalswithtransducereffectCheckBox.Value=0;
```

Universidad de Alcalá

Escuela Politécnica Superior

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

Universidad de Alcalá