

Transmisión OFDM por canales acústicos subacuáticos

María del Castillo González-Monge, Pablo Cobacho-Ruiz, Francisco Javier Cañete, Unai Fernández-Plazaola.
{mcastillo, pcobacho, francis, unai}@ic.uma.es.

Communications and Signal Processing Lab, Telecommunication Research Institute (TELMA),
Universidad de Málaga, Málaga 29010, Spain.

Abstract—This paper presents a multicarrier modulation system with low complexity designed for wide-band underwater acoustic communications within the ultrasonic range (from 32 kHz to 128 kHz). Underwater Acoustic Communications (UAC) systems are recognized as one of the most challenging communication media in use today due to their temporal and frequency selectivity characteristics. This paper addresses the development of an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system employing QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) modulation. Paper describes the performance comparison between two methods of channel response estimation using pilots: time interpolation versus frequency interpolation. The system's performance is evaluated using impulse responses obtained from shallow water measurements conducted in the Mediterranean Sea.

Index Terms—Underwater Acoustic Communications, OFDM, QPSK, channel response estimation.

I. INTRODUCCIÓN

Durante las últimas décadas, se ha observado un creciente interés por las comunicaciones subacuáticas ya que sus aplicaciones se han expandido tanto en el ámbito militar como en el comercial [1]. Algunas de estas aplicaciones son la monitorización de sensores medioambientales marinos, el control de robots sumergidos para mantenimiento de infraestructuras sumergidas, estudios geológicos y arqueológicos, o las comunicaciones entre buzos y embarcaciones.

En entornos subacuáticos, frente a sistemas cableados, resultan de gran interés las comunicaciones inalámbricas, pues ofrecen mucha mayor versatilidad y maniobrabilidad de equipos y menos coste.

En los últimos tiempos, se han probado distintas tecnologías para la transmisión inalámbrica de información en entornos subacuáticos. Una opción son las ondas electromagnéticas de radiofrecuencia. Éstas presentan una gran atenuación creciente con la frecuencia y la salinidad, superando los centenares de dB por metro de distancia y, por ello, no son factibles para estos sistemas. Otra opción son las ondas electromagnéticas a frecuencias ópticas. Se basan en la transmisión con dispositivos láser y captación mediante diodos fotosensibles. Sufren menos atenuación que las señales de radiofrecuencia pero debido a la directividad de los dispositivos láser requieren de un sistema de apuntamiento automático. Además, se ven muy afectadas por la turbidez, que depende de la concentración y el tamaño de las partículas en suspensión del agua. La mejor opción es el uso de ondas acústicas que se basan en transmitir ondas de presión en la banda audible y ultrasónica (<200kHz aproximadamente) [2]. Aunque con un ancho de banda bastante menor que las otras opciones (del orden de decenas de kHz) y una velocidad de propagación mucho

más reducida (unos 1500 m/s), estas ondas no tienen una atenuación tan elevada, por lo que se pueden lograr alcances del orden de centenares de metros, e incluso decenas de kilómetros si se usan bandas de frecuencias más reducidas (pocos kHz) [3].

El canal UAC se caracteriza por tener una larga respuesta al impulso, por su alta selectividad en frecuencia, mucho mayor que la del canal radio. Además, presenta una dispersión Doppler elevada aunque los terminales de comunicación sean estáticos y el movimiento sólo se deba a la deriva de las embarcaciones [4], [5]. Si a la elevada dispersión Doppler se le une respuestas al impulso de gran duración, puede ocurrir que el canal tenga comportamiento *over-spread*, lo que indicaría que la variación temporal del canal es tan rápida que el canal cambia significativamente en lo que dura su respuesta al impulso [6]. Esta situación hace muy difícil estimar la respuesta del canal en tiempo o en frecuencia [7].

A tenor de estas dificultades, no sorprende que muchos investigadores consideren el canal UAC como uno de los más hostiles para la transmisión de información [2].

Este trabajo, continuación de [8], describe la implementación de un simulador de un sistema de comunicación digital basado en OFDM sobre un canal UAC. Se realizan pruebas en banda ancha, en el rango de frecuencias ultrasónicas, que abarcan desde los 32 kHz hasta los 128 kHz considerando la modulación QPSK. Se utiliza un método de sincronización basado en correlación diferente al utilizado en [8] y se comparan las prestaciones con dos técnicas de estimación de canal: mediante interpolación en tiempo y en frecuencia.

La organización de este artículo es la siguiente. En la sección II se describen los equipos con los que se han obtenido las medidas utilizadas en este trabajo, presentando algunas de sus caracterizaciones. La sección III expone el modelo del sistema de transmisión basado en OFDM. Los resultados, así como los cuatro canales que se han probado en las simulaciones, se pueden ver en la sección IV. Por último, en la sección V, se presentan las conclusiones de este trabajo.

II. MEDIDAS SUBACUÁTICAS

Se han realizado múltiples campañas de medidas en aguas someras en el Mar Mediterráneo con el propósito de caracterizar el canal UAC tanto en banda estrecha [9] como en banda ancha, a frecuencias ultrasónicas centradas en 80 kHz con una anchura de 96 kHz [4], [8], [10]. Las medidas se han desarrollado en dos embarcaciones, ubicándose en una de ellas el transmisor, donde se encuentra el proyector y, en la otra, el receptor donde está situado el hidrófono. La profundidad del agua oscilaba entre 16 y 32 metros, con un

fondo predominantemente arenoso. Tanto el proyector como el hidrófono se sumergieron a una profundidad constante de 6 metros desde la superficie del agua. Las distancias entre las embarcaciones variaban desde 40 metros hasta 450 metros.

En la Fig. 1 se muestra un esquema simplificado del sistema de medidas. Algunos elementos que lo componen se pueden ver en la Fig. 1b. En el extremo transmisor se incluye un ordenador portátil (para inyectar las señales a transmitir); una tarjeta de adquisición que se utilizó como convertidor D/A; un amplificador de potencia y un proyector. Por otro lado, el extremo receptor consta de un hidrófono de bajo ruido; un preamplificador; una tarjeta de adquisición, que se utilizó como convertidor A/D y un segundo ordenador portátil. Se utiliza un software específico para obtener mediciones de forma automatizada, utilizando señales de sondeo de banda ancha que se post-procesan para caracterizar el canal UAC [10].

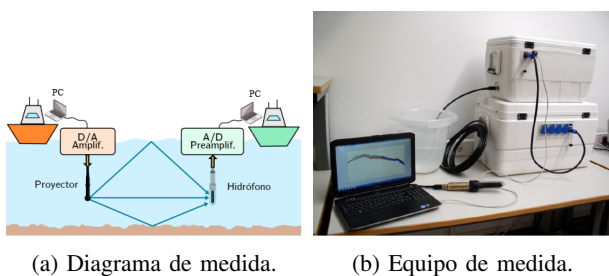


Fig. 1: Sistema de medida.

En la Fig. 2 se muestra un ejemplo de la respuesta al impulso variante en el tiempo. Como se puede observar, además del rayo principal, hay varios rayos secundarios que varían significativamente a lo largo del tiempo.

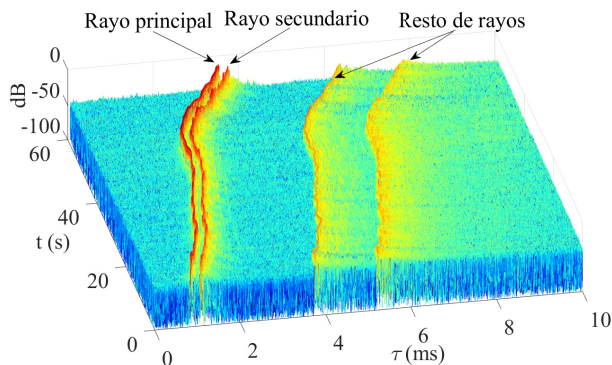


Fig. 2: Amplitud de la respuesta al impulso estimada $\hat{h}(t, \tau)$ como una función del retardo, τ , y del tiempo, t , a partir de las medidas tomadas.

III. MODELO SISTEMA DE TRANSMISIÓN

En la Fig. 3 se muestra un diagrama de bloques del sistema. En el transmisor, se diferencian 3 bloques; en el primero se realiza el mapeo de símbolos QPSK, y, posteriormente, se genera directamente la señal en paso banda, como en la Modulación con Multitono Discreto (DMT, *Discrete Multitone Modulation*), ahorrando la necesidad de sincronización de portadora en frecuencia [8]. A continuación, se realiza la

Transformada Inversa de Fourier (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform*), actuando como modulación.

En el último bloque del transmisor, se añade el prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) para evitar interferencia intersimbólica (ISI, *Inter Symbol Interference*) e interferencia entre portadoras (ICI, *Inter Carrier Interference*). Tras pasar por el canal, en el receptor, se realiza la sincronización de símbolo. A continuación, se elimina el prefijo cíclico y se realiza la Transformada de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) para hacer la demodulación. El bloque de igualación en frecuencia (FEQ, *Frequency Equalizer*) compensa los efectos producidos por el canal en la señal recibida. Por último, se deciden los símbolos QPSK recibidos.

El canal se simula a partir de su caracterización obtenida con las medidas realizadas. En este artículo se asume que el canal no varía dentro de un símbolo OFDM. Para estimar el canal, el 50 % de las portadoras de cada símbolo OFDM se destinan a pilotos. La ubicación de las portadoras pilotos cambia en cada símbolo OFDM. En los símbolos impares se ubican en las posiciones impares mientras que en los símbolos pares, en las pares, como se muestra en la Fig. 4. La estimación de canal se realiza de dos maneras diferentes: con interpolación en frecuencia y con interpolación en tiempo.

A. Sincronización temporal, estimación y compensación del canal

El procedimiento de sincronización que se utiliza está basado en calcular el retardo temporal que existe en cada símbolo usando la técnica de correlación. Para ello, se correlaciona la señal recibida con una versión del símbolo transmitido que contiene sólo los pilotos, es decir, sólo el 50 % de las portadoras.

Para contrarrestar la distorsión que se produce en los canales UAC, se ha aplicado una igualación en frecuencia Zero-Forcing (ZF). El canal se estima mediante los dos métodos mencionados anteriormente, que se muestran en la Fig. 4 donde, en el eje de abscisas, n es el índice temporal de símbolo OFDM y, en el eje de ordenadas, k es el índice frecuencial de portadora. En la interpolación en frecuencia, la respuesta en frecuencia que afecta a la portadora j de datos se estima mediante una interpolación de la de las portadoras $j-1$ y $j+1$, ambas pilotos. En cambio, en la interpolación en tiempo, la estimación de la respuesta en frecuencia que afecta a una portadora de datos del símbolo i se obtiene interpolando la de las portadoras pilotos situadas en la misma frecuencia pero del símbolo anterior, $i-1$, y posterior, $i+1$.

B. Parámetros principales del sistema

El sistema tiene una frecuencia de muestreo fija de 500 kHz. Se han realizado 6 configuraciones distintas variando varios parámetros como son: el método usado para la estimación de canal, el número de puntos de la FFT (N), el tamaño del prefijo cíclico (M) y el número de portadoras útiles ($N_{\text{útiles}}$), aquellas que quedan dentro de la banda utilizada de 32 kHz hasta 128 kHz.

En la Tabla I se presentan las diferentes configuraciones que se han realizado para este estudio, seleccionadas con el objetivo de mantener el mismo régimen binario en todos los casos. Puesto que se destinan el 50 % de las portadoras como

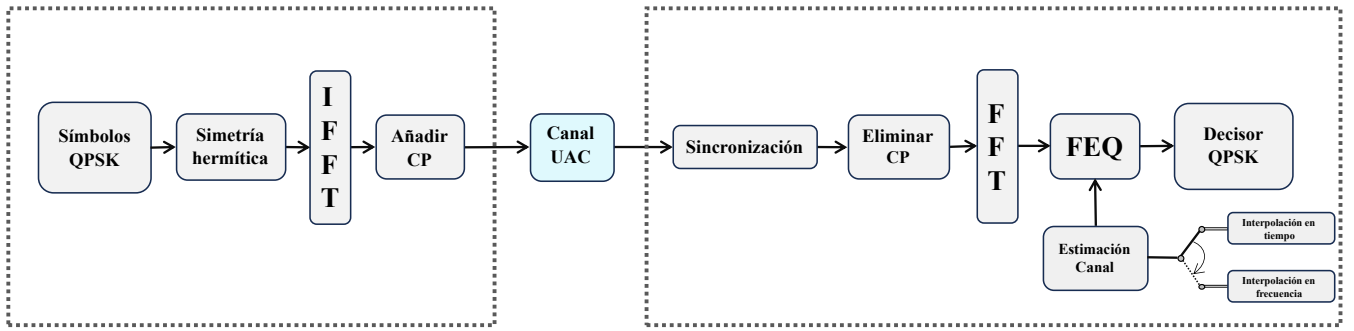


Fig. 3: Modelo del sistema OFDM con las alternativas de estimación de canal.

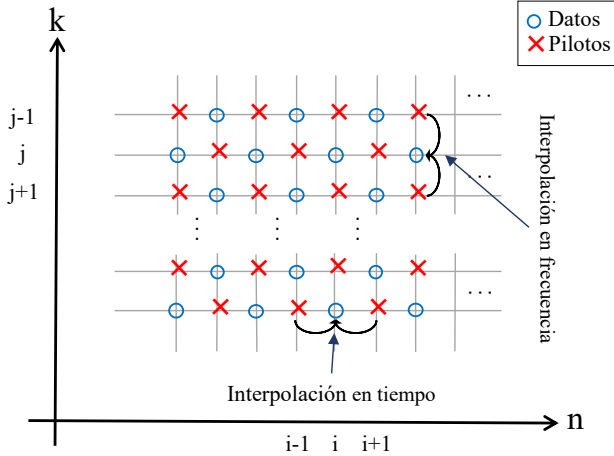


Fig. 4: Disposición de los pilotos en portadoras y símbolos.

Canal	Profundidad [m]	Separación entre embarcaciones [m]
A1	26-23	192-140
A2	28-32	320-436
B1	26-27	95-85
B2	17-16	47-49

TABLA II: Medidas de profundidad y separación entre embarcaciones en los distintos canales.

pilotos, el sistema obtiene la mitad del régimen binario, siendo éste de 61.44 Kbps.

Conf.	Método de estimación	N	M	N_útiles
1	Interpolación en tiempo	4096	1024	788
2	Interpolación en frecuencia	4096	1024	788
3	Interpolación en tiempo	8192	2048	1575
4	Interpolación en frecuencia	8192	2048	1575
5	Interpolación en tiempo	16384	4096	3148
6	Interpolación en frecuencia	16384	4096	3148

TABLA I: Parámetros de configuración para cada simulación.

IV. CANALES

Los canales utilizados se han caracterizado en base a las mediciones realizadas. En la Tabla II se detalla la separación entre las embarcaciones y la profundidad del mar en cada canal y en la Fig. 5 se muestran las respuestas al impulso. Se puede observar que en los canales A, donde las embarcaciones están más separadas, hay una mayor cantidad de rayos visibles. Esto es debido a que los rayos recorren mayores distancias pero de longitudes parecidas, dando lugar a atenuaciones similares y haciendo que mayor número de ellos sea significativos comparativamente con el rayo principal. Sin embargo, en los canales B, las barcas están más cerca, implicando que los rayos recorren distancias más cortas pero menos similares. En este caso, los primeros rayos son dominantes en comparación con el resto, que son más atenuados y relativamente no son significativos.

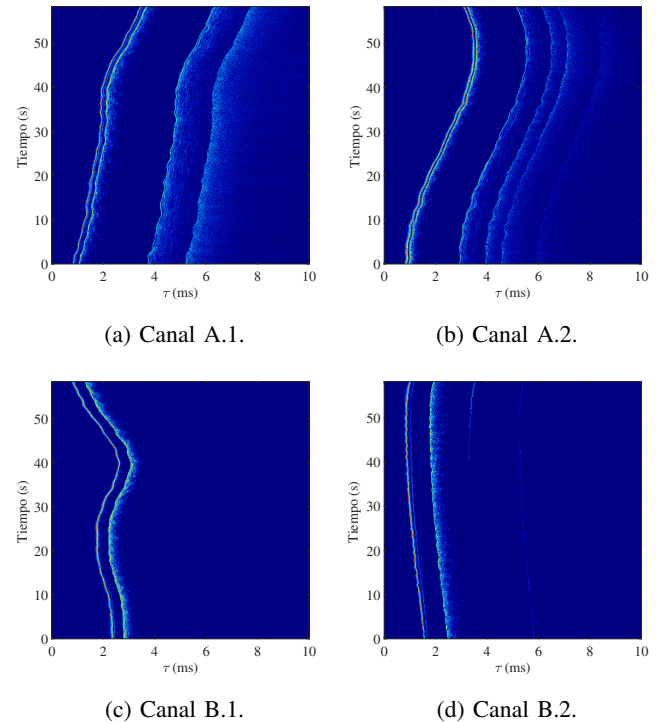


Fig. 5: Respuesta al impulso estimada a partir de las medidas.

V. RESULTADOS

En esta sección se exponen los resultados obtenidos para cada configuración del sistema de transmisión mostrada en la Tabla I.

En los canales A, cuyos resultados se muestran en la Fig. 6, se obtiene que para las configuraciones 1 y 2 la estimación por interpolación en tiempo ofrece mejores resultados frente a la interpolación en frecuencia. Dado que el tiempo de símbolo es reducido, el sistema sufre menor variación temporal que frecuencial y, por tanto, funciona mejor la interpolación en tiempo. Cuando se aumenta el tiempo de símbolo (configura-

ciones 5 y 6) existe mayor variación temporal que frecuencial y la estimación por interpolación en frecuencia proporciona una *Bit Error Rate* (BER) menor. En las configuraciones 3 y 4 no se puede asegurar qué método garantiza mejores resultados. Nótese que en las configuraciones 5 y 6 el prefijo cíclico abarca el 98 % de la energía de la respuesta al impulso, lo que mitiga el impacto de la selectividad en frecuencia del canal, eliminando sustancialmente la ISI. Sin embargo, debido a la alta variación temporal, la configuración 5 no proporciona buenos resultados, al contrario que la configuración 6, que logra el valor más bajo de BER entre todas las configuraciones.

En los canales B, el método de interpolación en frecuencia presenta una BER menor en todos los casos independientemente del tiempo de duración de símbolo. La razón es que aunque puedan tener una variación temporal parecida, al tener menos rayos significativos, tienen menos variación en frecuencia y, por tanto, los resultados son mejores con este tipo de interpolación. Además, en todas las configuraciones la duración del prefijo cíclico cubre la longitud efectiva de la respuesta al impulso.

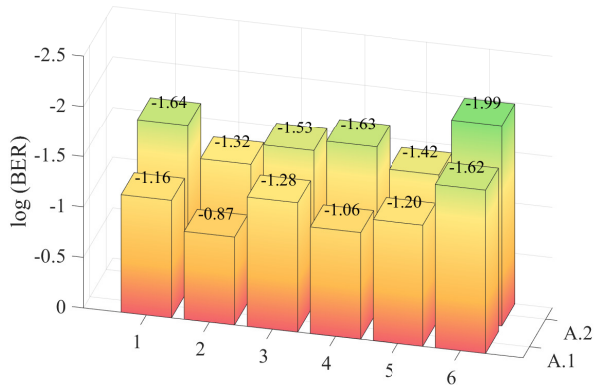


Fig. 6: Resultados de BER en escala logarítmica para todas las configuraciones propuestas en los canales A.1 y A.2.

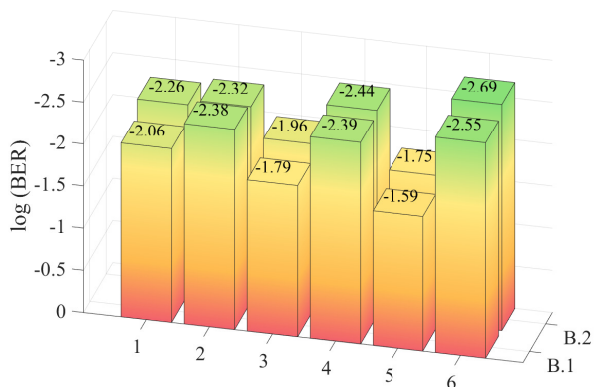


Fig. 7: Resultados de BER en escala logarítmica para todas las configuraciones propuestas en los canales B.1 y B.2.

Los resultados de BER mostrados, no muy reducidos, mejorarían ostensiblemente si se utilizara codificación de

canal. Sin embargo, se ha optado por no utilizarla para que las diferencias de los dos tipos de interpolación quedaran más manifiestas, pues la codificación de canal podría enmascararlas.

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se ha analizado la transmisión de señales OFDM en canales acústicos subacuáticos. La banda usada comprende desde los 32 kHz a los 128 kHz y el sistema se prueba con una frecuencia de muestreo de 500 kHz. Se han estudiado dos métodos de estimación del canal con varias configuraciones, todas con la misma eficiencia espectral. Se ha evaluado el sistema en cuatro canales UAC, que han sido caracterizados a partir de medidas realizadas en el Mar Mediterráneo. Los canales se han clasificado en canales A, que sufren notablemente las reflexiones del rayo directo, rayo secundario y ecos, y en los canales B, donde los ecos están muy atenuados. Tras comparar las prestaciones del sistema en cada configuración y para cada canal, se resaltan las siguientes conclusiones:

- En términos generales, los canales B obtienen mejores resultados de BER que los canales A, debido a que su respuesta al impulso tiene menor duración y los ecos no son significativos.
- En los canales A, cuando el tiempo de símbolo es reducido el método que ofrece menor BER es la interpolación en tiempo, siendo lo contrario con tiempos de símbolo mayores.
- En los canales B, el método de interpolación en frecuencia ofrece mejores prestaciones en todas las configuraciones ya que existe mayor variación temporal que frecuencial en todos los casos.

REFERENCIAS

- [1] M. Stojanovic, "Underwater acoustic communications," in *Proceedings of Electro/International 1995*, 1995, pp. 435–440.
- [2] M. Stojanovic and J. Preisig, "Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization," *IEEE communications magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 84–89, 2009.
- [3] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, and J. V. Sanders, *Fundamentals of acoustics*. John Wiley & sons, 2000.
- [4] J. López-Fernández, U. Fernández-Plazaola, J. F. Paris, L. Díez, and E. Martos-Naya, "Wideband ultrasonic acoustic underwater channels: Measurements and characterization," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 4, pp. 4019–4032, 2020.
- [5] M. Stojanovic, "Underwater acoustic communications: Design considerations on the physical layer," in *2008 Fifth Annual Conference on Wireless on Demand Network Systems and Services*. IEEE, 2008, pp. 1–10.
- [6] P. Qarabaqi and M. Stojanovic, "Statistical modeling of a shallow water acoustic communication channel," in *Proc. Underwater Acoustic Measurements Conference, Nafplion, Greece*. Citeseer, 2009, pp. 1341–1350.
- [7] A. C. Singer, J. K. Nelson, and S. S. Kozat, "Signal processing for underwater acoustic communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 90–96, 2009.
- [8] P. Cobacho-Ruiz, F. J. Cañete, E. Martos-Naya, and U. Fernández-Plazaola, "Ofdm system design for measured ultrasonic underwater channels," *Sensors*, vol. 22, no. 15, p. 5703, 2022.
- [9] F. J. Cañete, J. López-Fernández, C. García-Corrales, A. Sánchez, E. Robles, F. J. Rodrigo, and J. F. Paris, "Measurement and modeling of narrowband channels for ultrasonic underwater communications," *Sensors*, vol. 16, no. 2, p. 256, 2016.
- [10] U. Fernández-Plazaola, J. López-Fernández, E. Martos-Naya, J. F. Paris, and F. J. Cañete, "Hw/sw platform for measurement and evaluation of ultrasonic underwater communications," *Sensors*, vol. 22, no. 17, p. 6514, 2022.