

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 597 878**

21 Número de solicitud: 201500540

51 Int. Cl.:

G01S 5/30 (2006.01)

12

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN

B2

22 Fecha de presentación:

22.07.2015

43 Fecha de publicación de la solicitud:

23.01.2017

Fecha de concesión:

26.04.2017

45 Fecha de publicación de la concesión:

05.05.2017

73 Titular/es:

**UNIVERSIDAD DE ALCALÁ (100.0%)
Plaza de San Diego, s/n
28801 Alcalá de Henares (Madrid) ES**

72 Inventor/es:

**GARCÍA NÚÑEZ , Enrique ;
UREÑA UREÑA, Jesús;
NOMBELA BLANCO , Francisco José ;
GUALDA GÓMEZ , David y
HERNÁNDEZ ALONSO, Álvaro**

54 Título: **Procedimiento de transmisión y de estimación del tiempo de llegada en sistemas de localización acústicos basados en modulación DFT-S-DMT**

57 Resumen:

En esta invención se propone el empleo de una modulación por multitono discreto, ensanchado por transformada discreta de Fourier (DFT-S-DMT, Discrete Fourier Transform-Spread-Discrete Multitone Modulation) no coherente, conjuntamente con una técnica de estimación de la velocidad relativa emisor/receptor, para su aplicación en sistemas de localización acústicos. Con ello se permite realizar un ajuste eficiente del ancho de banda disponible para emisión así como compensar el efecto Doppler a partir de la estimación realizada de la velocidad. Con esta invención se mitigan también los problemas de las modulaciones multiportadora como la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM, Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), que aunque permiten adaptar el ancho de banda de las señales a transmitir de forma eficiente, requieren la recuperación de reloj en el receptor y amplificar unas señales generadas que sufren de una elevada relación pico-valor medio de potencia (PAPR, Peak-to-Average Power Ratio).

ES 2 597 878 B2

DESCRIPCIÓN

PROCEDIMIENTO DE TRANSMISIÓN Y DE ESTIMACIÓN DEL TIEMPO DE LLEGADA EN SISTEMAS DE LOCALIZACIÓN ACÚSTICOS BASADOS EN MODULACIÓN DFT-S-DMT

5

SECTOR DE LA TÉCNICA

La invención pertenece al área técnica de la tecnología electrónica y de las comunicaciones. Dentro de este área, y atendiendo a su aplicación, se encuadra en el campo de los sistemas sensoriales acústicos.

10

ESTADO DE LA TÉCNICA

Los sistemas de localización acústicos actuales basados en la detección del instante de llegada, emplean habitualmente técnicas de espectro ensanchado por secuencia directa (DSSS, *Direct-Sequence Spread Spectrum*), las cuales permiten mitigar los problemas que presentaban los primeros sistemas de medición de distancias basados en la detección de envolvente de la señal recibida [J. Borenstein y Y. Koren. *Obstacle avoidance with ultrasonic sensors*. IEEE Journal of Robotics and Automation. 4(2): 213-218, 1988]. Estos problemas son la alta sensibilidad frente al ruido, escasa veracidad en las estimaciones de instantes de llegada e incapacidad para acceder simultáneamente al mismo canal por más de un emisor.

20

El primer sistema de localización acústico basado en técnicas DSSS fue propuesto en [M. Hazas y A.Ward. *A high performance privacy-oriented location system*. En Proc. of the 1st IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom 2003), páginas 216–223, Dallas (Estados Unidos), marzo 2003.], el cual se basaba en el empleo de secuencias pseudoaleatorias para modular en modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK, *Binary Phase Shift-Keying*) una portadora senoidal y estimar el tiempo de llegada mediante correlación. Desde entonces, este tipo de esquema de transmisión/detección en los sistemas de localización acústicos se ha popularizado en los últimos años, existiendo numerosos trabajos que emplean este tipo de técnicas.

30

No obstante, estos esquemas siguen presentando ciertos inconvenientes como son la dificultad para limitar las emisiones dentro de la banda de paso de los transductores y la baja robustez frente al desplazamiento Doppler, según el tipo de secuencia

pseudoaleatoria empleada [J. A. Paredes, T. Aguilera, F. J. Álvarez, J. Lozano y J. Morera. *Analysis of Doppler Effect on the Pulse Compression of Different Codes Emitted by an Ultrasonic LPS*, Sensors, vol. 11, no. 11, pp. 10765-10784, Noviembre 2011], [D. F. Albuquerque, J. M. N. Vieira, S. I. Lopes, C. A. C. Bastos, P. J. S. G. Ferreira, *Indoor acoustic simulator for ultrasonic broadband signals with Doppler effect*. Journal of Applied Acoustics, Volume 97, October 2015, Pages 140-151].

Esto es especialmente importante en sistemas de localización en los que se hace uso del micrófono de teléfonos inteligentes como receptor, en los que el ancho de banda empleado es bastante limitado y el usuario puede encontrarse en movimiento. En estos sistemas, la modulación empleada suele ser espectro ensanchado por Chirp (CSS, *Chirp Spread Spectrum*), en los cuales se debe emplear un protocolo de comunicación de alto nivel para determinar el instante de llegada.

Finalmente existe un número limitado de trabajos en los que se hace uso de modulaciones multiportadora en sistemas de localización acústicos. En ellos se utiliza la técnica de espectro ensanchado por salto en frecuencia (FHSS, *Frequency-Hopping Spread Spectrum*) [M. M. Saad, C. J. Bleakley, S. Dobson. *Robust High-Accuracy Ultrasonic Range Measurement System*. IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, 60(10):3334-3341] o bien multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM, *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) con dos únicas portadoras donde el tiempo de llegada se estima mediante diferencias de fase [A. Ens, L. M. Reindl, J. Bordoy y J. Wendeberg. *Unsynchronized Ultrasound System for TDOA Localization*. En Proc. of the International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, pp. 1-9, 2014]. En ellos se asume el receptor estático y no se considera los efectos adversos del efecto Doppler en este tipo de modulaciones a excepción de [C. Bleakley, M. Taylor. *System and method for tracking a range of moving object*. WO 2014131894 A2] donde se emplea FHSS para el seguimiento de objetos.

El uso de OFDM en sistemas de localización acústicos permite ajustar de forma eficiente el ancho de banda de la señal modulada a la respuesta en frecuencia del transductor, así como una implementación eficiente mediante transformada inversa/directa y rápida de Fourier (IFFT/FFT, *Inverse Fast Fourier Transform/Fast Fourier Transform*). No obstante, OFDM presenta ciertas limitaciones para sistemas de localización acústicos. En primer

lugar, la necesidad de emplear un modulador en cuadratura a la salida de la IFFT para transmitir la salida compleja en la banda de frecuencia deseada. Siendo por tanto imprescindible la recuperación del reloj (estimación de la fase y frecuencia del oscilador local) para reconstruir de forma efectiva la señal recibida, lo cual introduce cierta complejidad en el receptor. En el caso de realizar la demodulación no coherente mediante correlación con las portadoras en fase y cuadratura, se degrada la estimación del tiempo de llegada, siendo por tanto menos evidentes sus ventajas frente a sistemas de posicionamiento basados en DSSS.

10 En segundo lugar, OFDM puede presentar una elevada relación pico-valor medio de potencia (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) a la salida del modulador, lo cual reduce la relación señal a ruido de cuantización (SQNR, *Signal-to-Quantization-Noise Ratio*) del conversor digital-analógico así como la eficiencia del amplificador empleado a la entrada del transductor. Todo ello conlleva una menor relación señal-ruido en el receptor, dando
15 lugar a una mayor tasa de errores en la estimación del instante de llegada, pese a los esfuerzos de algunas investigaciones [D. F. Albuquerque, J. M. N. Vieira, S. I. Lopes, C. A. C. Bastos, P. J. S. G. Ferreira, *OFDM Pulse Design with Low PAPR for Ultrasonic Location and Positioning Systems*. En Proc. 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN 2013)].

20

La presente invención presenta un procedimiento de transmisión y de detección del instante de llegada para sistemas de localización acústicos basados en una modulación por multitono discreto, ensanchado por transformada discreta de Fourier (DFT-S-DMT, *Discrete Fourier Transform – Spread – Discrete Multitone Modulation*) no coherente, la
25 cual conserva las ventajas de OFDM al tiempo que reduce el PAPR de la señal a transmitir y evita el uso de moduladores en cuadratura. Asimismo el procedimiento propuesto permite mejorar la detección del tiempo de llegada mediante la estimación de la velocidad del receptor y la compensación del efecto Doppler.

30 **EXPLICACIÓN DE LA INVENCION**

Esta invención presenta un procedimiento de estimación del instante de llegada de señales acústicas para sistemas de localización, basado en una modulación DFT-S-DMT no coherente y capaz de compensar el efecto Doppler. El sistema de localización contemplado está formado por un número N , ($N \geq 1$) de estructuras de posicionamiento

(LPS, *Local Positioning System*) compuestas a su vez por un conjunto de al menos 3 balizas emisoras. Éstas transmiten de forma simultánea o multiplexada en el tiempo, secuencias moduladas en DFT-S-DMT para posicionar un elemento móvil dentro del área de cobertura de los LPS mediante multilateración hiperbólica (sin sincronismo entre balizas y elemento móvil) o esférica (con sincronismo entre balizas y elemento móvil).
 5 Asimismo en el sistema de localización de la invención, es necesario el sincronismo entre balizas de un mismo LPS, siendo innecesario dicho sincronismo entre balizas de distintos LPS.

10 La Modulación por Multitono Discreto (DMT, *Discrete Multitone Modulation*) se define como:

$$T_q[n] = \sum_{m=0}^{2M-1} f_q[m] \cdot e^{j2\pi mn/2M}; n = 0, \dots, 2M - 1$$

15 Donde $f_q[m]$ es el símbolo transmitido en la sub-banda m y cumple la propiedad de simetría hermitica, $f_q[2M-m] = f_q[m]^*$; $f_q[m]^*$ es el complejo conjugado de $f_q[m]$; M es el número total de canales de idéntico ancho de banda en los que se divide el espectro entre 0 y $F_s/2$; F_s la frecuencia de muestreo del emisor y $T_q[n]$ es la salida del modulador DMT en banda base de duración $2M$ muestras. Este tipo de modulación puede
 20 implementarse de forma eficiente mediante una IFFT de $2M$ puntos.

En esta invención se emplean secuencias Zadoff-Chu para la estimación del tiempo de llegada; no obstante podría emplearse cualquier otro tipo de secuencias con buenas propiedades de correlación. Las secuencias Zadoff-Chu se definen como:

25

$$s_q[l] = e^{\left(\frac{-j \cdot 2\pi q l(l+1)/2}{L_{ZC}}\right)}$$

donde L_{ZC} es un número impar igual a la longitud de la secuencia y q es un número entero conocido como raíz. Por tanto, $s_q[l]$ es la secuencia Zadoff-Chu generada con la
 30 raíz q y asignada a la entrada del modulador DMT para un emisor dado. Para alojar la secuencia en la banda de paso del transductor, cada bit de la secuencia Zadoff-Chu debe introducirse en los canales de la IFFT que se corresponde con las frecuencias de interés, mientras que el resto de canales deben ponerse al valor 0. Por tanto, el símbolo de

entrada al modulador DMT, tras aplicar la simetría hermitica es igual al siguiente vector de longitud $2M$:

$$f_q[m] = [0, \dots, 0, s_q^*[0], \dots, s_q^*[L_{|ZC} - 1], s_q[L_{|ZC} - 1], \dots, s_q[0], 0, \dots, 0]$$

5

Es posible generar una familia de secuencias Zadoff-Chu con bajas correlaciones cruzadas si la diferencia de raíces q para cada par de secuencias es un número primo relativo a la longitud $L_{|ZC}$. Esto se puede conseguir de forma sencilla si $L_{|ZC}$ es un número primo impar, permitiendo de esta forma generar hasta $L_{|ZC} - 1$ secuencias para las raíces $q = \{1, \dots, L_{|ZC} - 1\}$.

10

Con el fin de minimizar el PAPR de la señal modulada en DMT, esta invención emplea DFT-S-DMT, la cual se puede expresar como:

$$T_q[n] = \sum_{m=0}^{2M-1} F_q[m] \cdot e^{j2\pi mn/2M}; n = 0, \dots, 2M - 1$$

15

Donde $F_q[m]$ es igual a:

$$F_q[m] = [0, \dots, 0, S_q^*[0], \dots, S_q^*[L_{|ZC} - 1], S_q[L_{|ZC} - 1], \dots, S_q[0], 0, \dots, 0]$$

20

y $S_q[k]$, $0 \leq k \leq L_{|ZC} - 1$, representa la transformada discreta de Fourier de la secuencia Zadoff-Chu $s_q[l]$, definida como:

$$S_q[k] = \sum_{l=0}^{L_{|ZC}-1} s_q[l] \cdot e^{-j2\pi kl/L_{|ZC}}$$

25

Donde $L_{|ZC} < M$. Por tanto, cada una de las balizas del sistema de localización acústico transmite por un modulador DMT las secuencias Zadoff-Chu en el dominio de la frecuencia, tras realizar una FFT de $L_{|ZC}$ puntos y reordenar los canales a la entrada del modulador. Estas transformaciones constituyen en su conjunto la modulación DFT-S-DMT, la cual introduce de forma similar a las técnicas DSSS de portadora única, una ganancia de proceso igual a $M/L_{|ZC}$. No obstante, la modulación DFT-S-DMT conserva las ventajas de las modulaciones multiportadora, pudiendo ajustar el ancho de banda de la

30

señal transmitida al ancho de banda del transductor, así como realizar la igualación de señal en el dominio de la frecuencia de forma eficiente. Nótese que en el caso en que $L_{ZC} = M$, la modulación DFT-S-DMT se reduce a la modulación DMT.

- 5 Dada la auto-correlación periódica ideal de las secuencias Zadoff-Chu de longitud L_{ZC} un número primo impar, este tipo de secuencias tiene una densidad espectral de potencia constante, reduciendo por tanto el PAPR de la señal transmitida. Por tanto, la modulación DFT-S-DMT mantiene las ventajas de OFDM para sistemas de localización acústicos, al tiempo que minimiza el PAPR (minimizando por tanto el consumo de las balizas) y
 10 permite realizar la detección del tiempo de llegada de forma no coherente.

La estimación en el receptor del instante de llegada de las secuencias moduladas en DFT-S-DMT y transmitidas simultáneamente por las balizas de cada uno de los LPS se calcula siguiendo la siguiente métrica para cada una de las señales transmitidas:

15

$$P(d) = \left| \sum_{m=0}^{L_{ZC}-1} R[d+m] \cdot S_q^*[m] \right|^2$$

donde $R[m]$ es la señal recibida demodulada, obtenida tras realizar las siguientes operaciones:

- 20 1. FFT de una ventana deslizante de $2M$ puntos de la señal recibida, afectada por la respuesta en frecuencia del transductor y el canal acústico. El comienzo de la ventana deslizante aplicada para la detección de la secuencia transmitida queda definido por el índice d .
2. Selección a la salida de la FFT de los canales empleados durante la transmisión.

25

El instante de llegada de la señal acústica estimada (\hat{d}) puede expresarse como:

$$\hat{d} = \arg \max P(d)$$

- 30 La métrica $P(d)$ puede realizarse de forma equivalente en el dominio del tiempo mediante un banco de correladores acoplados a cada una de las señales transmitidas por las balizas, $T_q[n]$, y calculando la envolvente del resultado mediante la transformada de Hilbert.

Una vez realizada la estimación del instante de llegada de cada una de las señales transmitidas por el LPS (\hat{d}), es posible estimar la velocidad lineal del receptor debido a la expansión/compresión de la señal acústica producida por efecto Doppler. Siendo T_s el periodo de muestreo de las señales transmitidas por cada una de las balizas, $T_q[n]$, el movimiento relativo emisor-receptor tiene el efecto equivalente al remuestreo de la señal con un periodo T_d expresado como:

$$T_d = T_s \cdot \frac{1}{1 + v/c}$$

Donde v/c , referenciado como α en adelante, se corresponde con el factor de expansión/compresión de la señal recibida debido al efecto Doppler.

Suponiendo que la velocidad relativa emisor-receptor es constante durante el tiempo en que transcurre la emisión de dos periodos de $T_q[n]$, el factor de compresión puede expresarse como:

$$\alpha = \frac{v}{c} = \frac{L_e}{L_r} - 1$$

Donde L_e es el periodo de emisión en muestras de las señales transmitidas por las balizas y L_r es la duración en muestras de un periodo de la señal recibida, afectada por el efecto Doppler. En esta invención, la estimación L_r se realiza a partir del cálculo del número de muestras entre correlaciones de dos periodos consecutivos de la señal recibida con cada $T_q[n]$. Por tanto, por cada correlador acoplado a cada señal $T_q[n]$, se estima una velocidad lineal a partir del factor α . Con el fin de reducir los errores en la estimación, es posible calcular la media de la velocidad lineal estimada por cada uno de los correladores acoplados a cada baliza.

Finalmente, el desplazamiento Doppler estimado puede compensarse mediante el remuestreo de la señal de entrada o mediante filtros de mínima varianza.

30

DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Figura 1 muestra el diagrama de bloques del sistema de localización acústico contemplado en la invención.

La Figura 2 muestra el diagrama de bloques del procesado requerido para la generación de las señales a emitir por cada baliza así como las transformaciones sufridas debidas al filtrado del transductor (2.5) y del canal acústico (2.6), junto con el algoritmo de detección del instante de llegada.

5

La Figura 3 muestra el diagrama de bloques de la realización preferente del módulo de correlación (2.9) sin considerar el efecto de filtrado del transductor ni del canal acústico.

La Figura 4 muestra un esquemático del procedimiento de estimación del factor de expansión/compresión de la señal recibida debido al efecto Doppler.

10

MODO DE REALIZACIÓN

Tal y como se muestra en el diagrama de bloques del sistema de localización acústico de la invención, Figura 1, éste está formado por un número N de estructuras de localización (1.1), cada una de ellas con áreas de cobertura que pueden solaparse entre sí (1.2) (1.3) (1.4). En este sistema, un elemento móvil (1.5), con independencia de otros que puedan posicionarse simultáneamente, es capaz de adquirir las señales acústicas de los LPS, posicionarse y seguir rutas de navegación (1.6) dentro del área de cobertura del sistema global

15

20

Las secuencias Zadoff-Chu son transformadas al dominio de la frecuencia mediante una FFT de L_{ZC} puntos (2.1), posteriormente la salida de la misma se reordena de modo que se cumpla con la propiedad de simetría hermítica y se transmite a las frecuencias de paso de los transductores (2.2). Las secuencias se transforman de nuevo al dominio del tiempo mediante una IFFT de M puntos (2.3) y se pasa a través de un conversor serie-paralelo (2.4) el cual introduce zero-padding para separar las emisiones consecutivas. La señal a emitir por cada baliza, $T_q[n]$ es filtrada por el transductor (2.5) y afectada por la respuesta impulsiva del canal (2.6a) y ruido (2.6b). En el receptor, la señal recibida y digitalizada pasa a través de un conversor serie-paralelo para realizar la FFT de M muestras de la señal de entrada; a la salida de la misma, los canales en los que se introdujo en el emisor la secuencia Zadoff-Chu son utilizados para calcular la métrica $P(d)$ (2.9). La salida de dicho bloque es utilizado por un detector de picos (2.10) para estimar el instante de llegada al receptor, \hat{d} , de la señal emitida $T_q[n]$.

25

30

En la Figura 3 se muestra el diagrama de bloques de la realización preferente del módulo de correlación (2.9) sin considerar el efecto de filtrado del transductor ni del canal acústico. En esta situación, la señal recibida contiene un retardo de duración desconocido (3.1) y la señal transmitida $T_q[n]$ con duración $2M$ muestras (3.2). Para cada $T_q[n]$ y valor d , se realiza el producto escalar de la señal transmitida $T_q[n]$ con una ventana deslizante de $2M$ muestras de la señal de entrada (3.3) con comienzo en la muestra d de la señal recibida. El máximo valor del producto escalar se producirá cuando $d = \hat{d}$ (3.4).

Mientras, en la Figura 4, se muestra un esquemático del procedimiento de estimación del factor de expansión/compresión de la señal recibida debido al efecto Doppler. El número de muestras entre la primera transmisión de $T_q[n]$ (4.1) y la segunda (4.2), es conocido e igual a L_e . En recepción, la separación en muestras entre el primer periodo (4.3) y el segundo (4.4) se calcula mediante la estimación del número de muestras entre los picos de correlación detectados. Esta separación en situación estática del receptor es igual a L_e muestras, mientras que al estar afectado por Doppler esta separación es igual a L_r . En la Figura 4 se representa el caso particular en el que L_r es menor que L_e y por tanto el receptor se acerca hacia las balizas, produciendo la compresión de la señal recibida ($T_d < T_s$). También puede darse el caso de expansión de la señal recibida ($T_d > T_s$).

Con el fin de minimizar el número de operaciones necesarias, la realización preferente de los módulos de transformadas de Fourier de la Figura 2 se basan en la FFT o en la IFFT. Por otro lado, el tamaño M de las transformadas IFFT y FFT del modulador DMT y la frecuencia de muestreo del emisor, F_s , deben escogerse teniendo en cuenta que dichos parámetros fijan el ancho de banda de cada sub-banda a un valor igual $F_s/2M$. Por tanto, cada una de las balizas que conforman los N LPS debe transmitir una secuencia Zadoff-Chu por las sub-bandas situadas dentro de la banda de paso del transductor y generadas con raíces q , cuya diferencia entre las usadas por pares de balizas sea igual a un número primo relativo a $L_{|ZC}$; de modo que sus correlaciones cruzadas sean bajas.

El sistema puede hacer uso de la realización preferente de la Figura 3 o bien mediante la correlación en el dominio del tiempo de la señal recibida con la señal emitida y el posterior cálculo de su envolvente con una transformada de Hilbert.

El detector de picos que sigue al correlador puede detectar el máximo valor de la misma o bien puede estar basado en una umbralización estática o dinámica. Asimismo, el módulo detector de picos puede proporcionar instantes absolutos de su detección, en cuyo caso es necesario una señal de sincronismo, o bien puede proporcionar los instantes de detección relativos a la ocurrencia de un pico de referencia. Finalmente, el procedimiento de la invención se implementa preferentemente en dispositivos programables tipo arrays de bloques lógicos programables (FPGA, *Field Programmable Gate-Array*) o procesadores digitales de señal (DSP, *Digital Signal Processors*).

10 **APLICACIÓN INDUSTRIAL**

Sistemas de localización acústicos de personas y/o objetos, Sistemas de detección de obstáculos por ultrasonidos (sonar aéreo y marino), Sistemas de evaluación no destructiva de materiales, Sistemas de comunicación acústicos.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de transmisión y detección del instante de llegada para sistemas de localización acústicos **caracterizado por:**

- 5 • El uso de una modulación DFT-S-DMT para ser empleado entre un receptor y un emisor que transmite una secuencia Zadoff-Chu modulada en DFT-S-DMT, con propiedades ideales de auto-correlación periódica.
- Ser capaz de detectar el instante de llegada de la señal emitida de forma no coherente, evitando así el uso de moduladores en cuadratura y la
10 recuperación de fase y frecuencia de los osciladores en el receptor.
- Minimizar el PAPR de la señal transmitida debido al factor de expansión L_{zcd}/M empleado en el modulador y a la envolvente constante de las secuencias Zadoff-Chu, permitiendo el ahorro de batería en el sistema de emisión de señales acústicas.
- 15 • Permitir ajustar de forma eficiente el ancho de banda de la señal transmitida sin necesidad de aumentar la duración de la emisión y adaptarse a las frecuencias de paso del transductor acústico.
- Permitir la estimación de la velocidad relativa emisor-receptor mediante el cálculo del factor de compresión en muestras entre dos picos de correlación
20 de periodos de emisión consecutivos, y compensar el efecto Doppler en el cálculo del instante de llegada de la señal emitida.

2. El procedimiento, según la reivindicación 1, **caracterizado por:**

- 25 • El uso de la citada modulación DFT-S-DMT para ser empleado entre un receptor en el nodo a posicionar y al menos tres emisores que constituyen cada una de las N ($N > 1$) estructuras de posicionamiento (LPSs) donde cada baliza emisora transmite una secuencia Zadoff-Chu modulada en DFT-S-DMT, de forma simultánea o multiplexada en el tiempo, con propiedades de auto-correlación ideales y correlaciones cruzadas limitadas en amplitud,
30 minimizando las interferencias por acceso múltiple; mientras que cualquier receptor móvil puede posicionarse y navegar dentro del área de cobertura de los N LPSs mediante multilateración hiperbólica o esférica, no siendo necesario el sincronismo en la emisión de las señales entre distintos LPS.

- Ser capaz de detectar el instante de llegada de las señales transmitidas por cada baliza acústica de forma no coherente, evitando así el uso de moduladores en cuadratura y la recuperación de fase y frecuencia de los osciladores en el receptor.
- 5
- Minimizar el PAPR de la señal transmitida por cada baliza debido al factor de expansión $L_{|zcd}/M$ empleado en el modulador y a la envolvente constante de las secuencias Zadoff-Chu, permitiendo el ahorro de batería en el sistema de emisión de señales acústicas.
- 10
- Permitir ajustar de forma eficiente el ancho de banda de la señal transmitida sin necesidad de aumentar la duración de la emisión y adaptarse a las frecuencias de paso del transductor acústico.
 - Permitir la estimación de la velocidad relativa emisor-receptor mediante el cálculo del factor de compresión en muestras entre dos picos de correlación de periodos de emisión consecutivos, y compensar el efecto Doppler en el cálculo del instante de llegada de la señal emitida por cada baliza. La velocidad lineal se calcula como media de las estimaciones de la velocidad relativa entre cada baliza y el receptor móvil.
- 15

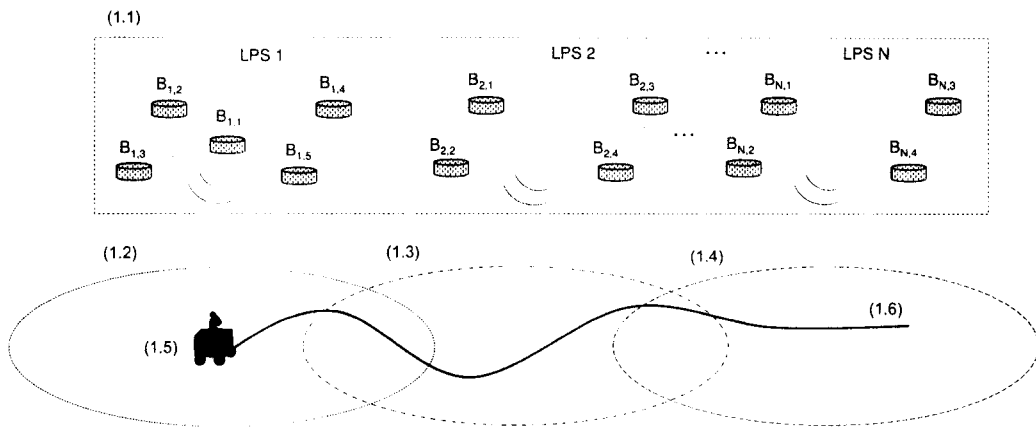


FIG 1

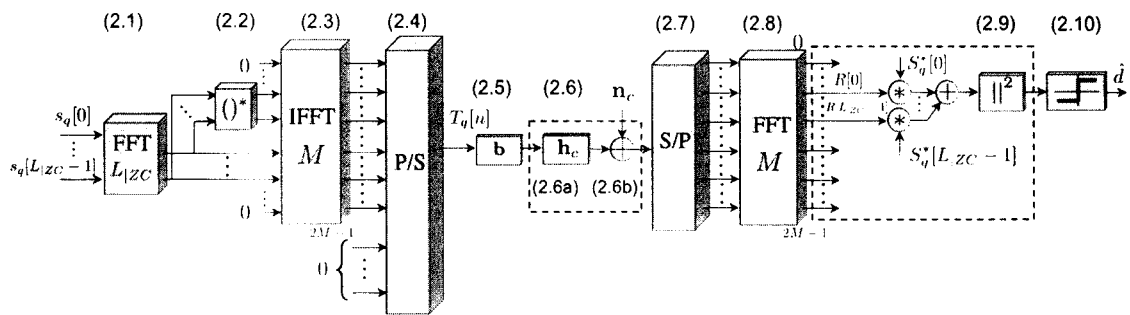


FIG 2

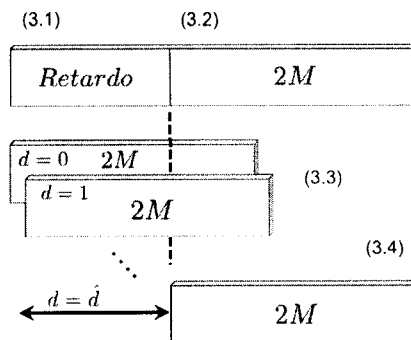


FIG 3

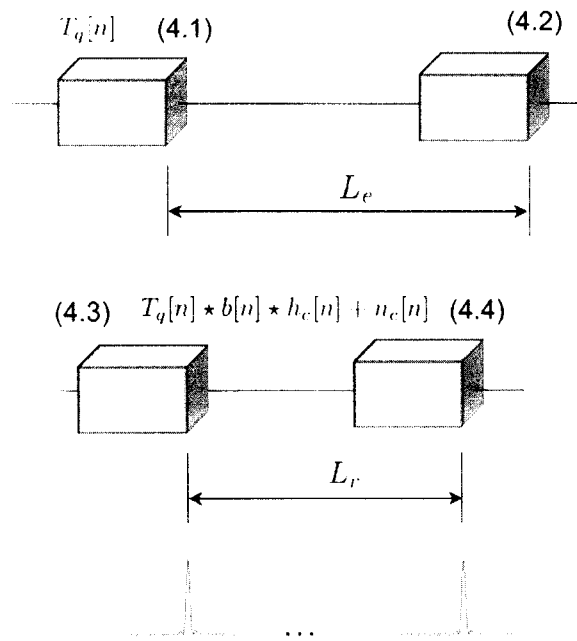


FIG 4



OFICINA ESPAÑOLA
DE PATENTES Y MARCAS
ESPAÑA

②① N.º solicitud: 201500540

②② Fecha de presentación de la solicitud: 22.07.2015

③② Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TECNICA

⑤① Int. Cl.: **G01S5/30** (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	WO 2007050289 A1 (RAYTHEON CO) 30/05/2007, página 1, línea 11 a página 35, línea 22; figuras 1-6.	1-2
A	Hammer F. et al. "An acoustic position estimation prototype system for underground mining safety". Applied Acoustic Elsevier Publishing, GB vol: 92 págs: 61 - 74 XP029199947 ISSN 0003-682X Doi: doi:10.1016/j.apacoust.2014.12.009 Davies William J	1-2

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

El presente informe ha sido realizado

para todas las reivindicaciones

para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe
06.10.2016

Examinador
J. Botella Maldonado

Página
1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

G01S

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI, NPL, XPEP, XPAIP, XPI3E, INSPEC.

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 06.10.2016

Declaración

Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones 1-2	SI
	Reivindicaciones	NO
Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)	Reivindicaciones 1-2	SI
	Reivindicaciones	NO

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de aplicación industrial. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

Base de la Opinión.-

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como se publica.

1. Documentos considerados.-

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	WO 2007050289 A1 (RAYTHEON CO)	30.05.2007
D02	Hammer F. et al. "An acoustic position estimation prototype system for underground mining safety". Applied Acoustic Elsevier Publishing, GB vol: 92 págs: 61 - 74 XP029199947 ISSN 0003-682X Doi: doi:10.1016/j.apacoust.2014.12.009 Davies William J	

2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de Patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración

El documento D01 presenta un sistema de sonar que incluye un generador de forma de onda de espectro ensanchado de baja probabilidad de impacto en mamíferos marinos en sustitución de las señales HFM tradicionales en sistemas de sonar y con un producto ancho de banda - tiempo similar a estas.

El documento D02 presenta un sistema de estimación de posición de mineros en las proximidades de maquinaria, estimando el instante de llegada de señales acústicas emitidas por altavoces y recibidas en receptores móviles situados en los mineros. Se utilizan señales moduladas en modulación de frecuencia hiperbólica (HFM) que compensa el efecto Doppler en la señal de recepción.

Consideramos que ninguno de estos documentos anticipa la invención tal como se reivindica en las reivindicaciones 1ª y 2ª, ni hay en ellos sugerencias que dirijan al experto hacia el objeto reivindicado en las citadas reivindicaciones.

Por lo tanto las reivindicaciones 1ª y 2ª poseen novedad y actividad inventiva.