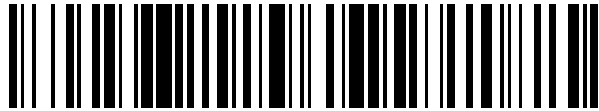


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 484 640**

21 Número de solicitud: 201230049

51 Int. Cl.:

**H04B 1/707** (2011.01)

**G01S 15/32** (2006.01)

12

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO

B2

22 Fecha de presentación:

**13.01.2012**

43 Fecha de publicación de la solicitud:

**11.08.2014**

88 Fecha de publicación diferida del informe sobre el estado de la técnica:

**21.08.2014**

Fecha de la concesión:

**13.01.2015**

45 Fecha de publicación de la concesión:

**20.01.2015**

73 Titular/es:

**UNIVERSIDAD DE ALCALÁ (50.0%)**  
**Plaza de San Diego, s/n**  
**28801 Alcalá de Henares (Madrid) ES y**  
**UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA (50.0%)**

72 Inventor/es:

**ÁLVAREZ FRANCO, Fernando Javier;**  
**MORENO ZAMORA, José Antonio;**  
**HERNÁNDEZ ALONSO, Álvaro;**  
**UREÑA UREÑA, Jesús y**  
**PÉREZ RUBIO, María Del Carmen**

74 Agente/Representante:

**GUTIÉRREZ DE MESA, José Antonio**

54 Título: **MÉTODO DE DETECCIÓN DE SEÑALES ULTRASONICAS CON MODULACION DSSS TOLERANTE AL EFECTO DOPPLER**

57 Resumen:

El uso de técnicas de modulación de espectro expandido por secuencia directa (DSSS) en los sistemas sensoriales ultrasónicos introduce importantes mejoras respecto a los sistemas clásicos basados en detección de envolvente. En este tipo de sistemas, la detección de señales se realiza mediante el uso de filtros acoplados (correladores) que convolucionan la señal recibida con la versión invertida en el tiempo de los patrones emitidos. Este proceso de comparación de patrones es especialmente sensible al movimiento del emisor o del receptor de señales ultrasónicas y su efecto Doppler asociado, dada la baja velocidad de propagación de estas señales comparada con la de las ondas electromagnéticas. Esta invención presenta un nuevo método de detección de señales ultrasónicas con modulación DSSS que permite llevar a cabo la detección de estas señales cuando el emisor o el receptor se encuentran en movimiento, así como realizar una estimación de la velocidad de este movimiento.

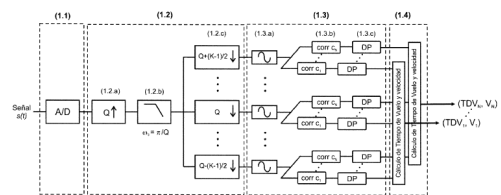


Figura 1

ES 2 484 640 B2

**DESCRIPCIÓN****SISTEMA DE DETECCIÓN DE SEÑALES ULTRASÓNICAS CON  
MODULACIÓN DSSS TOLERANTE AL EFECTO DOPPLER****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 ultrasónicos.

**10 ESTADO DE LA TÉCNICA**

Los sistemas sensoriales ultrasónicos basados en el cálculo de distancias, llevan a cabo esta función midiendo el tiempo de propagación de una señal ultrasónica entre el emisor y el receptor y multiplicando este tiempo por la velocidad de propagación de las ondas acústicas en el medio. Las versiones más simples de este tipo de sistemas emiten pulsos  
15 ultrasónicos que son detectados por el receptor mediante un proceso de rectificación-integración-umbralización [Polaroid Corporation. *Ultrasonic Ranging Systems*, 1991]. Estos sistemas son muy sensibles al ruido de ancho de banda estrecho, son poco precisos y además no permiten la emisión simultánea de varias señales con la capacidad  
20 de discriminar entre ellas.

La incorporación de técnicas de modulación de espectro expandido en los sistemas sensoriales ultrasónicos se produce a comienzo de los años 80 en los sistemas de  
25 evaluación no destructiva de materiales [C. M. Elias. *An ultrasonic pseudorandom signal-correlation system*. IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, SU-27(1):1-7, enero 1980], una década más tarde en el campo del sónar aéreo [K.-W. Jörg y M. Berg. *First results in eliminating crosstalk and noise by applying pseudo-random sequences to mobile robot sonar sensing*. En Proc. of IEEE/RSJ International Conference on  
30 Intelligent Robots and Systems (IROS'96), páginas 292-297, Osaka (Japón), noviembre 1996], y otra década más tarde en los sistemas de posicionamiento local [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.]. Hoy en día existe un  
35 elevado número de sistemas basados en este esquema de modulación que resuelven los

inconvenientes de los sistemas basados en detección de envolvente. Sin embargo, todos estos sistemas basan su correcto funcionamiento en la suposición de que tanto los emisores como los receptores son estáticos o se mueven a muy baja velocidad. La relativamente baja velocidad de propagación de las ondas acústicas con respecto a la de las ondas electromagnéticas tiene como consecuencia que el desplazamiento Doppler que sufren las primeras sea mucho más acusado con idénticas velocidades de emisor y/o receptor, lo que puede provocar que estas señales sean completamente irreconocibles por el receptor en un sistema basado en modulación de espectro expandido por secuencia directa (*Direct Sequence Spread Spectrum* - DSSS) con emisores y/o receptores móviles. Esta invención describe un método de detección de estas señales tolerante al Doppler que permite no sólo detectar estas señales sino también realizar una estimación de la velocidad relativa entre los emisores y el receptor.

## EXPLICACIÓN

Esta invención propone un nuevo método de detección de señales ultrasónicas con modulación DSSS. El esquema DSSS consiste en la modulación por desplazamiento de fase binaria (*Binary Phase Shift Keying* - BPSK) con un símbolo formado por  $NC$  ciclos de una portadora senoidal de frecuencia  $fc$  de una familia de códigos binarios pseudoaleatorios con buenas propiedades de correlación. Para códigos binarios de longitud  $L$ , la duración total  $t_e$  de las señales moduladas (patrones de emisión) viene dada por:

$$t_e = \frac{NC \cdot L}{fc}$$

El espectro de estos patrones de emisión  $p(t)$  se caracteriza por expandirse a lo largo de un rango de frecuencias relativamente amplio, lo que les confiere las propiedades resaltadas en la sección anterior.

El elemento fundamental del método de procesamiento propuesto consiste en un banco de  $K$  filtros multitasa (con  $K$  impar) cuyo objetivo es compensar el desplazamiento Doppler de la señal recibida causado por el movimiento de los emisores y/o del receptor. La señal recibida  $s(t)$  es en primer lugar muestreada a una frecuencia  $fs$ , para

obtener así la señal discreta en el tiempo  $s[n]$  con espectro  $S(\omega)$ . Esta señal es interpolada con factor de interpolación  $Q$  mediante la inclusión de  $Q-1$  ceros entre dos valores consecutivos de  $s[n]$ . Se obtiene así una nueva señal  $si[m]$ , con  $m=n/Q$ , cuyo espectro,  $Si(\omega)$  es una versión comprimida un factor  $Q$  del espectro  $S(\omega)$ , esto es:

5 
$$Si(\omega) = S(\omega \cdot Q)$$

La señal interpolada  $si[m]$  es filtrada con un filtro paso-baja cuya función de transferencia  $H_{LP}(\omega)$  viene dada por:

10 
$$H_{LP}(\omega) = \begin{cases} Q & 0 \leq |\omega| \leq \pi / Q \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

obteniéndose así una nueva señal  $sf[m]$  cuyo espectro  $Sf(\omega)$  viene dado por:

15 
$$Sf(\omega) = \begin{cases} Q \cdot S(\omega \cdot Q) & 0 \leq |\omega| \leq \pi / Q \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

Esta señal se lleva a continuación a un banco de  $K$  diezmadores con factor de diezmado  $Q-k+(K+1)/2$ , para  $k=[1, 2, \dots, K]$ , de donde se obtienen  $K$  señales  $sd_k[l]$ , cuyos espectros  $Sd_k(\omega)$  vienen dados por:

20 
$$Sd_k(\omega) = \begin{cases} \frac{Q}{Q+(K+1)/2-k} S\left(\frac{\omega \cdot Q}{Q+(K+1)/2-k}\right) & 0 \leq |\omega| \leq \pi \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

25 El objetivo de este banco de filtros multitasa es, como se ha indicado anteriormente, compensar el desplazamiento Doppler provocado por el movimiento de los emisores y/o el receptor. Si la señal recibida  $s(t)$  ha sido emitida como un patrón  $p(t)$  por un emisor que se mueve hacia el receptor a una velocidad  $ve$ , y este receptor se mueve a su vez hacia el emisor a una velocidad  $vr$ <sup>1</sup>, el espectro de  $s(t)$  está relacionado con el del patrón original  $p(t)$  como:

30 
$$S(\omega) = P\left(\omega \frac{c - ve}{c + vr}\right)$$

---

35 <sup>1</sup> Las velocidades  $ve$  y  $vr$  se consideran negativas cuando son de alejamiento.

donde  $c$  es la velocidad de propagación de las ondas acústicas en el medio. Como ya se ha visto anteriormente, el espectro de las señales de salida de los diezmadores viene dado por:

$$5 \quad Sd_k(\omega) = cte \cdot S\left(\frac{\omega \cdot Q}{Q + (K+1)/2 - k}\right) = P\left(\omega \frac{Q}{Q + (K+1)/2 - k} \frac{c - ve}{c + vr}\right)$$

de modo que el desplazamiento en frecuencia provocado por el movimiento de los emisores y/o el receptor se cancela si:

$$10 \quad \frac{Q}{Q + (K+1)/2 - k} = \frac{c + vr}{c - ve} \rightarrow Q = \left(k - \frac{K+1}{2}\right) \frac{c + vr}{ve + vr} = \left(k - \frac{K+1}{2}\right) \frac{c + vr}{vrel}$$

donde  $vrel = vr + ve$  es la velocidad relativa del emisor respecto del receptor. Si, como sucede en la práctica,  $c \gg |vr|$ , es posible simplificar la expresión anterior para tener:

$$15 \quad Q \approx \left(k - \frac{K+1}{2}\right) \frac{c}{vrel}$$

o bien, resolviendo para la velocidad relativa emisor-receptor:

$$20 \quad vrel_k \approx \left(k - \frac{K+1}{2}\right) \frac{c}{Q} = \left(k - \frac{K+1}{2}\right) \Delta v \text{ con } k = [1, 2, \dots, K]$$

donde se ha definido la resolución Doppler del sistema como:

$$25 \quad \Delta v = \frac{c}{Q}$$

que es la diferencia de valor entre velocidades relativas cuyo efecto corrigen dos ramas vecinas del sistema de detección.

30 Las señales de salida de los diezmadores son sometidas a un proceso de detección por filtrado adaptado de los patrones DSSS emitidos. Este proceso se realiza en tres etapas:

1. Correlación con el símbolo de modulación, formado por  $NC$  ciclos de una portadora senoidal de frecuencia  $fc$ .

35

2. Correlación en paralelo con la familia de  $N$  códigos binarios pseudoaleatorios que constituyen la base de los patrones de emisión DSSS.
3. Detección de picos de las señales de salida de los correladores binarios.

5

Al final de este proceso se obtienen un conjunto de  $K \times N$  parejas de datos  $(tk, i, pk, i; k=[1,2,\dots,K], i=[1,2,\dots,N])$ , siendo  $tk, i$  el instante de ocurrencia del pico de correlación obtenido en la rama  $k$  para el código  $i$  y  $pk, i$  la magnitud de este pico. Finalmente, las  $K$  parejas  $(tk, i, pk, i)$  asociadas a un mismo código se llevan a una etapa de cálculo de tiempo de propagación y velocidad relativa que realiza dos computaciones:

10

1. Calcula el tiempo de propagación del código  $i$  ( $tp_i$ ) como el tiempo de ocurrencia del pico de correlación de mayor magnitud asociado a este código ( $tm, i$ ) menos la duración del patrón de emisión ( $te$ ), es decir:

15

$$tp_i = t_{m,i} - t_e \quad ; \quad \text{con } p_{m,i} = \max(p_{k,i}) \quad \forall k$$

2. Calcula la velocidad relativa del emisor  $i$  respecto del receptor como una media ponderada de las velocidades de referencia de cada rama, siendo los pesos de esta media ponderada la amplitud de los picos de correlación  $pk, i$  obtenidos a la salida de los correspondientes correladores en las  $K$  ramas del sistema, es decir:

20

25

$$v_i = \sum_{k=1}^K p_{k,i} \cdot vrel_k$$

Al final de este proceso, el método de detección propuesto proporciona el tiempo de propagación de todas las señales recibidas, así como una estimación de las velocidades relativas de los emisores de esas señales respecto del receptor.

30

Es importante notar que la expansión espectral provocada por los diezmadores que tienen un factor de diezmado mayor que  $Q$  podría dar lugar a un fenómeno de *aliasing* si existieran componentes en frecuencia de la señal próximas a la frecuencia de Nyquist.

35

Para evitar este fenómeno se debe muestrear la señal recibida con una tasa de muestreo ligeramente superior al límite teórico, esto es:

$$f_s \geq 2 \left( f_c + \frac{BW}{2} \right) \left( 1 + \frac{K-1}{2Q} \right)$$

5

donde  $f_c$  es la frecuencia de portadora de la modulación DSSS y  $BW$  el ancho de banda efectivo los patrones emitidos (ambas en Hz). En la práctica, el factor  $(1+(K-1)/2Q)$  que multiplica al límite teórico es muy pequeño y la condición anterior se cumple con facilidad.

10

### DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La figura 1 muestra el diagrama de bloques del método propuesto de detección de señales ultrasónicas con modulación DSSS tolerante al efecto Doppler. El primer bloque de este diagrama es el convertidor encargado de muestrear la señal recibida (1.1). A continuación se muestra el banco de filtros multitasa que realiza la compensación del desplazamiento Doppler de esta señal (1.2), y que está constituido por un interpolador con factor de interpolación  $Q$  (1.2.a), un filtro paso-baja con frecuencia de corte en  $\pi/Q$  (1.2.b) y un banco de  $K$  diezmadores con factor de diezmado  $Q-k+(K+1)/2$ , para  $k=[1,2,\dots,K]$  (1.2.c). Las señales de salida del banco de filtros multitasa entran a continuación en el bloque de detección por filtrado acoplado (1.3), que está formado a su vez por un banco de  $K$  filtros acoplados al símbolo de modulación (1.3.a), un banco de  $K \times N$  filtros acoplados a los códigos binarios pseudoaleatorios (1.3.b), y un banco de  $K \times N$  detectores de pico de correlación (1.3.c). Finalmente, las  $K \times N$  salidas del bloque de detección, entran en un banco de  $N$  etapas de cálculo de tiempos de propagación y velocidades relativas (1.4).

15

20

25

30

La figura 2 muestra el diagrama de bloques de la realización preferente para  $Q=4$  de la pareja módulo interpolador-filtro paso-baja como un interpolador lineal segmentado. Este diagrama está formado por registros (2.1), módulos de división por 2 (2.2) y módulos de suma (2.3).

35

La figura 3 muestra el diagrama de bloques de la realización preferente del módulo de diezmado, formado por un contador módulo  $Q$  (3.1), un multiplexor de  $Q$  entradas de datos (3.2) y un registro de salida (3.3).

5 La figura 4 muestra la relación que existe entre la señal de reloj maestra de la realización preferente del módulo receptor (4.1) y las señales de reloj que gobiernan el comportamiento de los módulos que aparecen en las distintas ramas de este receptor (4.2) para  $K=7$ .

10 La figura 5 muestra el diagrama de bloques de la realización preferente del filtro acoplado al símbolo de modulación. Este diagrama está formado por un registro de desplazamiento de  $M=NC \cdot fs/fc$  muestras (5.1), un multiplexor de  $M$  entradas de datos (5.2), una memoria RAM que almacena las  $M$  muestras del símbolo de modulación (5.3), una unidad MAC para llevar a cabo la correlación entre las muestras de entrada y el símbolo de modulación (5.4) y una unidad de control encargada de seleccionar las muestras del buffer y de la memoria RAM que son enviadas en cada instante a la unidad MAC (5.5).

20

### **MODO DE REALIZACIÓN**

La realización preferente de las etapas de interpolación y filtrado paso-baja que aparecen a continuación del conversor A/D se realiza mediante la estructura de interpolación lineal segmentada que aparece representada en la figura 2 (para  $Q=4$ ).  
 25 Este sistema obtiene  $Q-1$  nuevas muestras linealmente interpoladas entre la muestra actual  $r[n]$  y anterior  $r[n-1]$ , previamente almacenada en un registro. Como puede verse en la figura 2, la estructura está completamente segmentada en un total de  $\log_2 Q$  segmentos, lo que le permite operar a una alta frecuencia  $fmclk=Q \cdot fs$  (reloj maestro), aunque implica una latencia de  $\log_2 Q$  periodos de operación. Esta latencia no es  
 30 significativa en la práctica, ya que sus salidas son computadas antes de la llegada de la nueva muestra en un tiempo  $1/fs \gg 1/fmclk$ .

La realización preferente de las etapas de diezmado se lleva a cabo con los módulos de despacho que aparecen representados en la figura 3. Cada uno de estos módulos está  
 35



constituido por un multiplexor de  $Q$  entradas de datos, un contador módulo  $Q$  con paso de cuenta  $k-(K+1)/2$  y un registro de salida. Las entradas del multiplexor están formadas por la muestra actual y las  $Q-1$  muestras linealmente interpoladas entre esta muestra y la anterior. Estas entradas se actualizan a la frecuencia de muestreo  $fs$ . Los contadores y el  
 5 registro de salida operan a una frecuencia de reloj diferente para cada rama del receptor, que viene dada por:

$$EnDoppler_k = \frac{1}{T_s + (k - (K + 1)/2) \cdot T_{mclk}} \quad \text{con } k = [1, 2, \dots, K]$$

10 siendo  $T_s=1/fs$  el periodo de muestreo y  $T_{mclk}=1/f_{mclk}$  el periodo del reloj maestro. Éstas son las frecuencias de reloj a las que operan el resto de etapas de cada rama del receptor: filtro acoplado al símbolo de modulación, correladores binarios y detectores de picos. La figura 4 muestra la relación entre las señales de reloj de cada rama y el reloj  
 15 maestro  $f_{mclk}$  para  $K=7$ .

La realización preferente del filtro acoplado al símbolo de modulación es la que aparece representada en la figura 5, formada por un registro de desplazamiento de  $M= NC \cdot fs/f_c$  muestras, un multiplexor de  $M$  entradas de datos, una memoria RAM de  $M \times p$   
 20 posiciones de memoria que almacena las muestras del símbolo de modulación, y una unidad MAC. Cada vez que en el registro entra una nueva muestra proveniente del módulo de despacho con frecuencia  $EnDoppler_k$ , se realiza la correlación de todas las muestras almacenadas en el registro con el símbolo de modulación almacenado en la  
 25 memoria RAM a la frecuencia del reloj maestro  $f_{mclk}$ .

No se propone ninguna realización preferente para el correlador binario, ya que la estructura de este módulo depende de la familia de códigos pseudoaleatorios a detectar en particular. El sistema puede hacer uso tanto de correladores directos como de  
 30 arquitecturas de correlación eficiente para este tipo de códigos binarios, como por ejemplo el correlador eficiente de secuencias Golay propuesto en [Popovic, B. M.; "Efficient Golay correlator", Electronics Letters, 1999, 35 (17), pp. 1427–1428], el de conjuntos de secuencias complementarias propuesto en [Alvarez, F.J.; Urena, J.; Mazo, M.; Hernandez, A.; Garcia, J.J.; Jimenez, J.A.; "Efficient generator and pulse  
 35

compressor for complementary sets of four sequences”, Electronics Letters , 40 (11) ,  
2004, pp. 703 - 704] o el de códigos LS propuesto en [M.C. Pérez, J. Ureña, C. De  
Marziani, A. Hernández, J.J. García, and F.J. Álvarez, "Very efficient correlator for  
loosely synchronised codes", Electronics Letters, 2010, 46 (16), pp. 1127-1129].

5 Tampoco se propone ninguna realización preferente para el módulo detector de picos  
que sigue al correlador binario, que puede estar basado en umbralización estática o  
dinámica. Este módulo detector de picos puede proporcionar tiempos absolutos de  
ocurrencia de los picos de correlación, en cuyo caso es necesaria una señal de  
sincronismo entre los emisores y el módulo receptor, o bien tiempos relativos a la  
10 ocurrencia del primer pico.

### **APLICACIÓN INDUSTRIAL**

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

20

25

30

35

**REIVINDICACIONES**

1. Un sistema de detección de señales ultrasónicas con modulación DSSS, tolerante a  
5 efecto Doppler, basado: en un banco de filtros multitasa; en un bloque de detección;  
y en un bloque de estimación de tiempos de propagación y velocidades relativas para  
emisores y/o receptores en movimiento. El banco de filtros multitasa para compensar  
el efecto Doppler consiste en un interpolador lineal de factor  $Q$  con arquitectura  
10 segmentada, en un filtro paso-bajo con frecuencia de corte en  $\pi/Q$ , y en un banco de  
 $K$  diezmadores con una arquitectura basada en un multiplexor y un contador de  
módulo variable. El bloque de detección de las secuencias emitidas consiste en un  
banco de  $K$  filtros acoplados al símbolo de la modulación para  $K$  velocidades de  
15 referencia, un banco de  $K \times N$  filtros acoplados a las  $N$  secuencias binarias  
pseudoaleatorias a detectar para cada emisor a cada una de las  $K$  velocidades de  
referencia, y un banco de  $K \times N$  detectores de los máximos de correlación; se dispone  
de un pico de correlación para cada una de las  $K$  velocidades de referencia, en cada  
20 uno de los  $N$  emisores. El bloque de estimación de tiempos de propagación y  
velocidades relativas para emisores y/o receptores en movimiento se basa en la  
media ponderada de las  $K$  velocidades de referencia de cada emisor con respecto al  
receptor, utilizando como pesos de ponderación la magnitud de los  $K$  picos de  
25 correlación detectados en cada filtro acoplado para cada una de las velocidades de  
referencia consideradas.

30

35

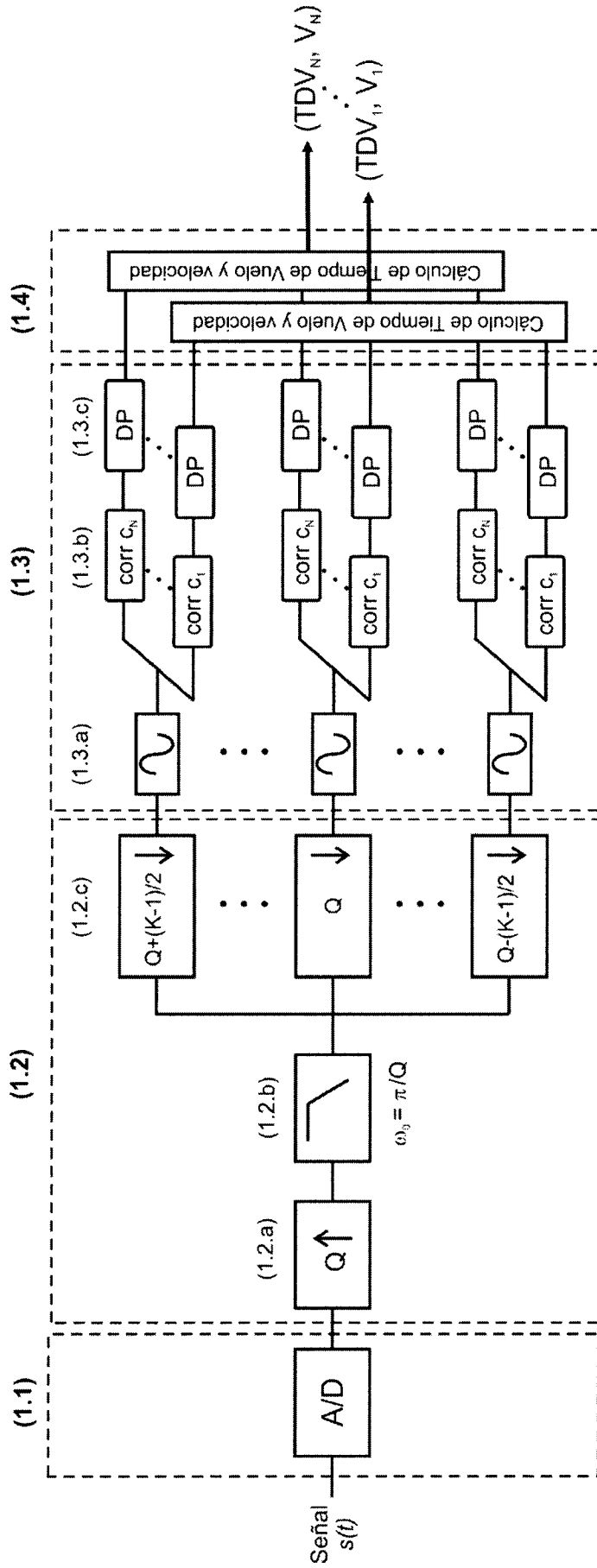


Figura 1

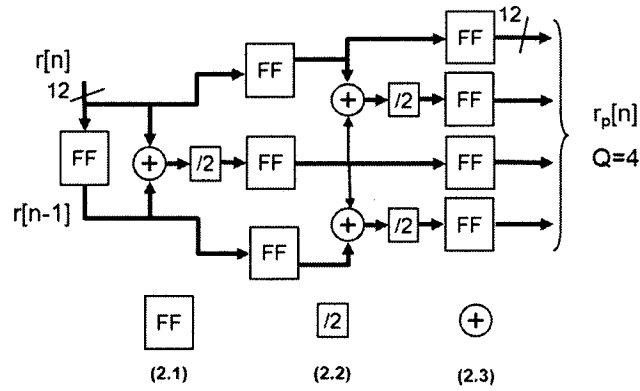


Figura 2

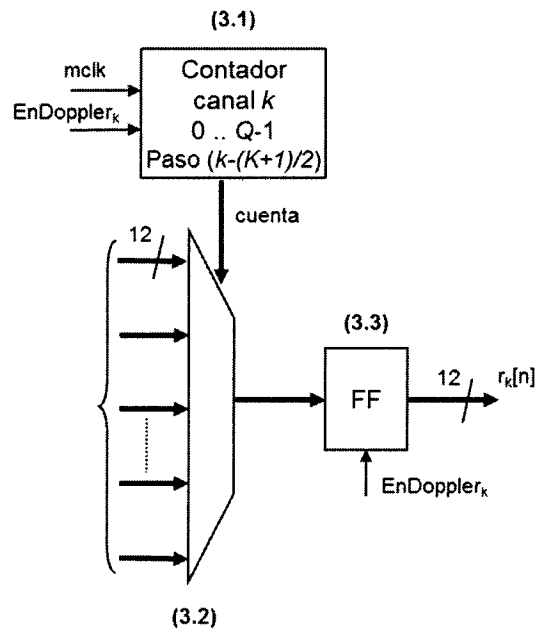


Figura 3

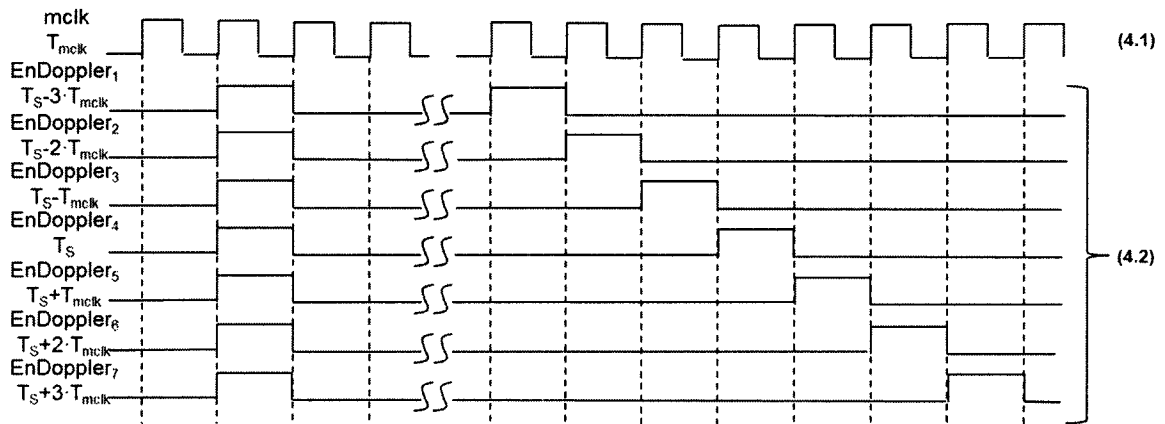


Figura 4

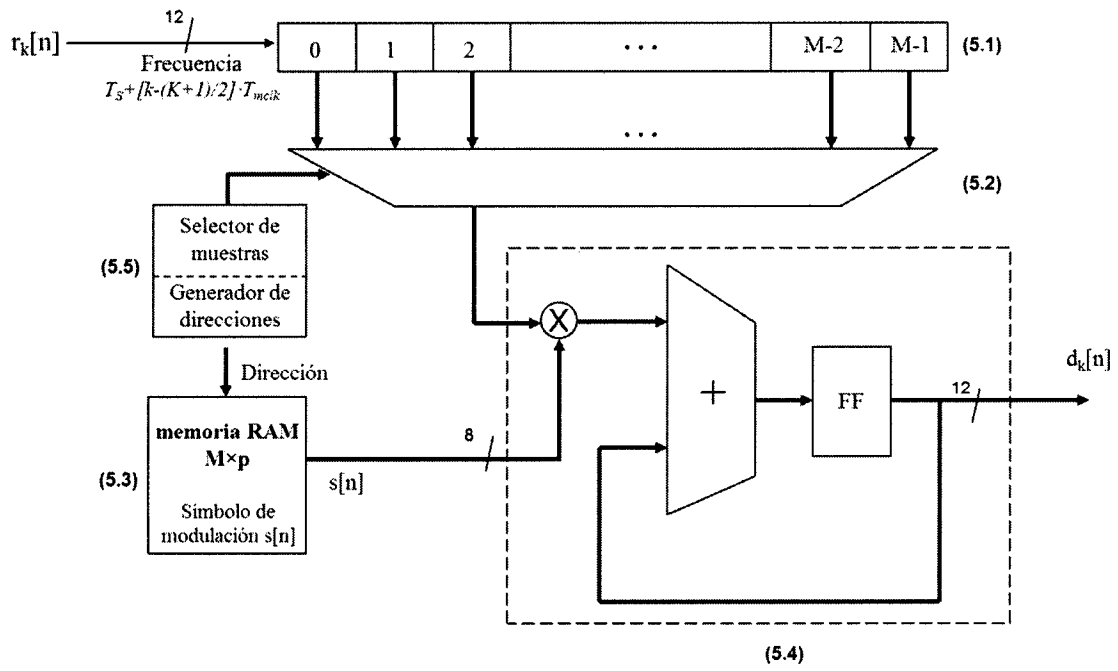


Figura 5



OFICINA ESPAÑOLA  
DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

②① N.º solicitud: 201230049

②② Fecha de presentación de la solicitud: 13.01.2012

③② Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤① Int. Cl.: **H04B1/707** (2011.01)  
**G01S15/32** (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	US 2009180524 A1 (WANG XINYU et al.) 16.07.2009, párrafos [0006-0007],[0026-0068]; figuras; reivindicaciones 1-13.	1
A	US 6633617 B1 (3COM CORPORATION) 14.10.2003, columna 5, línea 5 – columna 6, línea 2; columna 6, línea 50 – columna 13, línea 23; figuras 4,6,7.	1
A	PÉREZ, M.C et al. "Efficient Hardware Implementation for Detecting CSS-based Loosely Synchronous codes in a Local Positioning System". Proceedings of 14th IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, Mallorca, España, 22–26 Septiembre 2009. Apartados 1 y 2.	1
A	SHARIF B S et al. "Closed loop doppler tracking and compensation for non-stationary underwater platforms". OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition Sept. 11-14, 2000, Piscataway, NJ, USA. VOL: 1 Págs: 371-375. Apartados I a IV.	1
A	JOHNSON M et al. "Improved Doppler tracking and correction for underwater acoustic communications". IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97, Múnich, Alemania 21-24 Abril 1997, VOL: 1 Págs: 575-578. Apartados 1 y 2.	1

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**  
11.08.2014

**Examinador**  
J. Cotillas Castellano

**Página**  
1/4

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

H04B, G01S, H04L

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

INVENES, EPODOC, XPI3E, NPL, XPESP



Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 11.08.2014

**Declaración**

<b>Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)</b>	Reivindicaciones 1	<b>SI</b>
	Reivindicaciones	<b>NO</b>
<b>Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)</b>	Reivindicaciones 1	<b>SI</b>
	Reivindicaciones	<b>NO</b>

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	US 2009180524 A1 (WANG XINYU et al.)	16.07.2009
D02	US 6633617 B1 (3COM CORPORATION)	14.10.2003
D03	PÉREZ, M.C et al. "Efficient Hardware Implementation for Detecting CSS-based Loosely Synchronous codes in a Local Positioning System". Proceedings of 14th IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, Mallorca, España, 22-26 Septiembre 2009. Apartados 1 y 2.	22.09.2009
D04	SHARIF B S et al. "Closed loop doppler tracking and compensation for non-stationary underwater platforms". OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition Sept. 11-14, 2000, Piscataway, NJ, USA. VOL: 1 Págs: 371-375.	11.09.2000
D05	JOHNSON M et al. "Improved Doppler tracking and correction for underwater acoustic communications". IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97, Múnich, Alemania 21-24 Abril 1997, VOL: 1 Págs: 575-578. Apartados 1 y 2.	21.04.1997

**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**

Los documentos recuperados en la fase de búsqueda y citados en el Informe sobre el Estado de la Técnica, referidos a sistemas de detección de señales tolerantes a efecto Doppler, si bien presentan algunas similitudes con el sistema reivindicado, se diferencian en numerosas características que hacen que este sistema se considere nuevo y con actividad inventiva, según lo establecido en los Art. 6.1 y 8.1 de LP.

El documento D01 divulga un sistema para el tratamiento de señales con modulación DSSS mediante el cual se compensa el efecto Doppler. Dicho sistema consta, entre otros elementos, de un banco de filtros de interpolación (véase el párrafo 48) y un detector de picos (véase el elemento 324). No se encuentra aquí descrito, sin embargo, la utilización de un banco de diezmadores, un banco de filtros acoplados a las secuencias pseudoaleatorias a detectar, entre otros elementos reivindicados.

El documento D02 describe un sistema para compensar el efecto Doppler de las señales enviadas desde un emisor hacia un receptor. En este sistema se realiza una interpolación entre los valores recibidos utilizando una función de interpolación dada.

En el documento D03 se describe un sistema de detección de señales ultrasónicas de banda ancha y con modulación BPSK, en el que se emplea un bloque de detección de secuencias emitidas que comprende un banco de filtros acoplados a las secuencias binarias a detectar y un banco de detectores de los máximos de correlación (véase la figura 2). Las señales recibidas se utilizan para medir los tiempos de propagación para así determinar la posición de un objeto móvil. En este caso, sin embargo, no se dispone de ningún bloque para compensar el efecto Doppler.

Los documentos D04 y D05 presentan otros sistemas para la corrección del efecto Doppler en señales ultrasónicas (o acústicas) moduladas. En ambos casos se utilizan bancos de filtros para interpolar muestras recibidas en un receptor, pero en ninguno de los documentos se divulgan unos bloques de detección o de estimación de tiempos de propagación como los reivindicados.

De este modo, en ninguno de los documentos citados, que reflejan el estado de la técnica anterior más próximo al objeto de la solicitud, se han encontrado presentes todas las características técnicas que se definen en la reivindicación independiente de la solicitud. Asimismo, se considera que las características diferenciales no parecen derivarse de una manera evidente de ninguno de los documentos citados ni de manera individual ni mediante una combinación evidente entre ellos.

Por todo lo anterior, se concluye que la reivindicación independiente satisfaría los requisitos de patentabilidad establecidos en el Art. 4.1 de la Ley 11/1986 de Patentes.