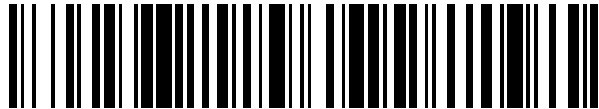


19



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)

12

SOLICITUD DE PATENTE

A2

22 Fecha de presentación:

13.01.2012

43 Fecha de publicación de la solicitud:

11.08.2014

71 Solicitantes:

**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 ULTRASÓNICAS CON MODULACIÓN 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.

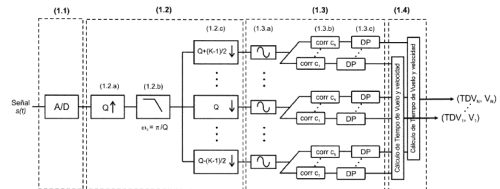


Figura 1

ES 2 484 640 A2

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 ¹, 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 ¹ 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.

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 π/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).

15

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 $Q=4$). 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 significativa en la práctica, ya que sus salidas son computadas antes de la llegada de la nueva muestra en un tiempo $1/fs \gg 1/fmclk$.

30

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 π/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

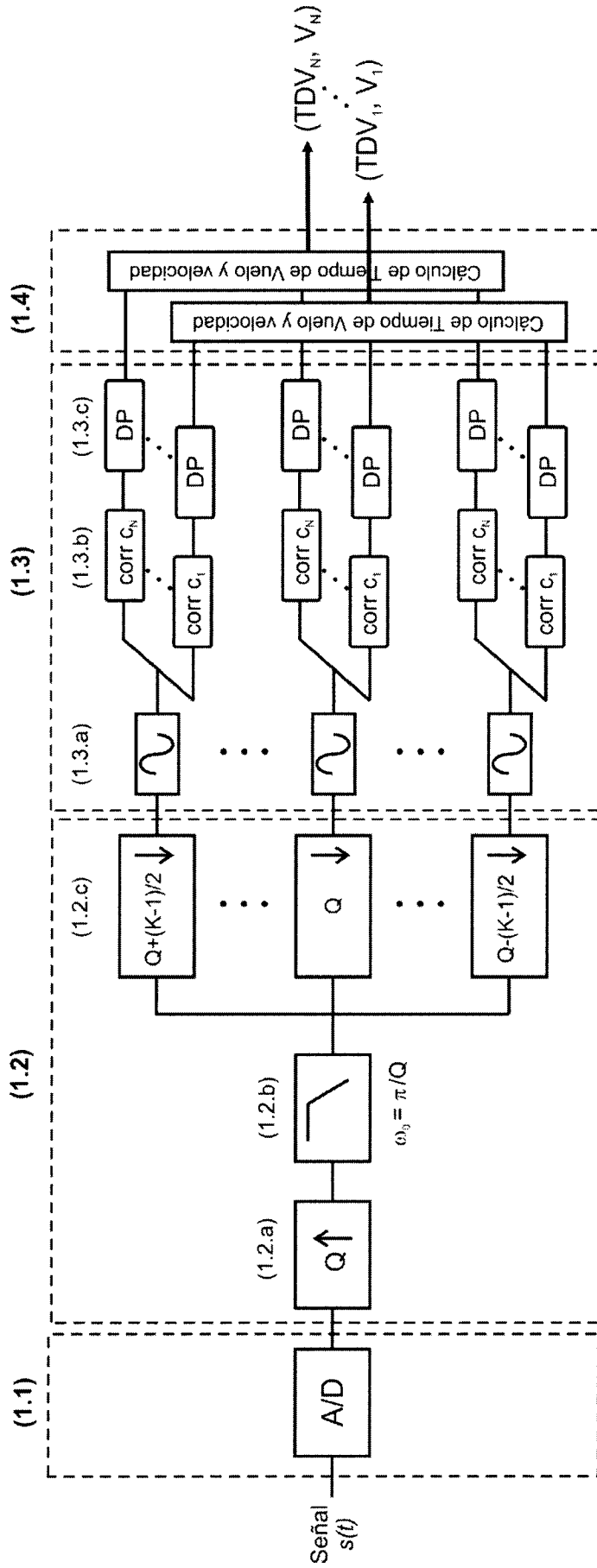


Figura 1

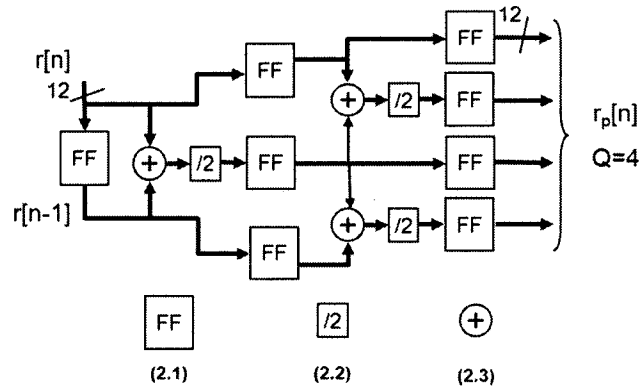


Figura 2

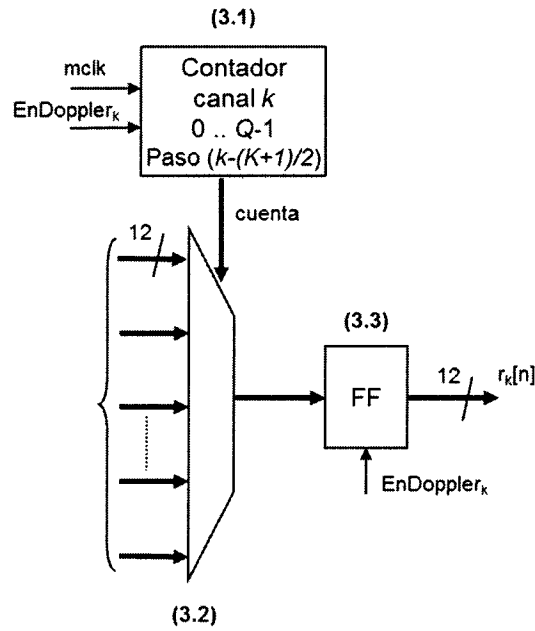


Figura 3

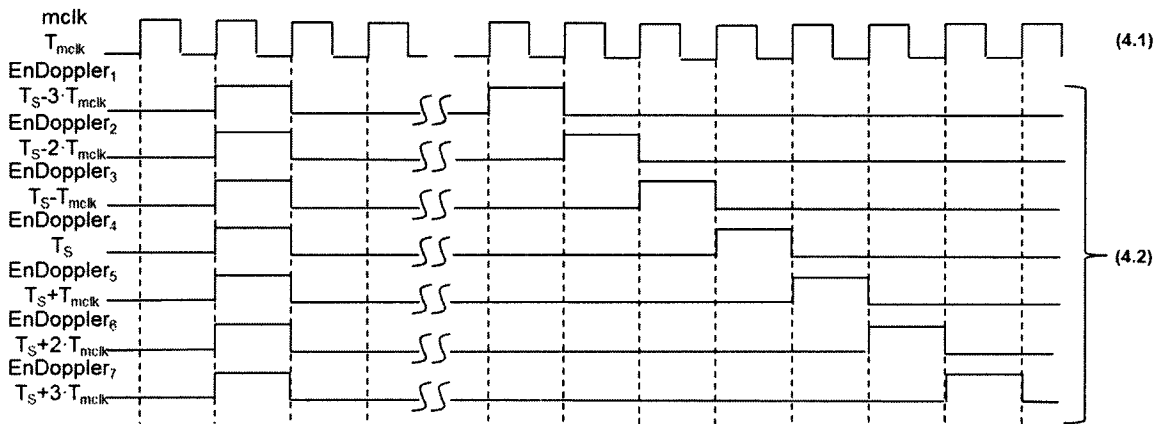


Figura 4

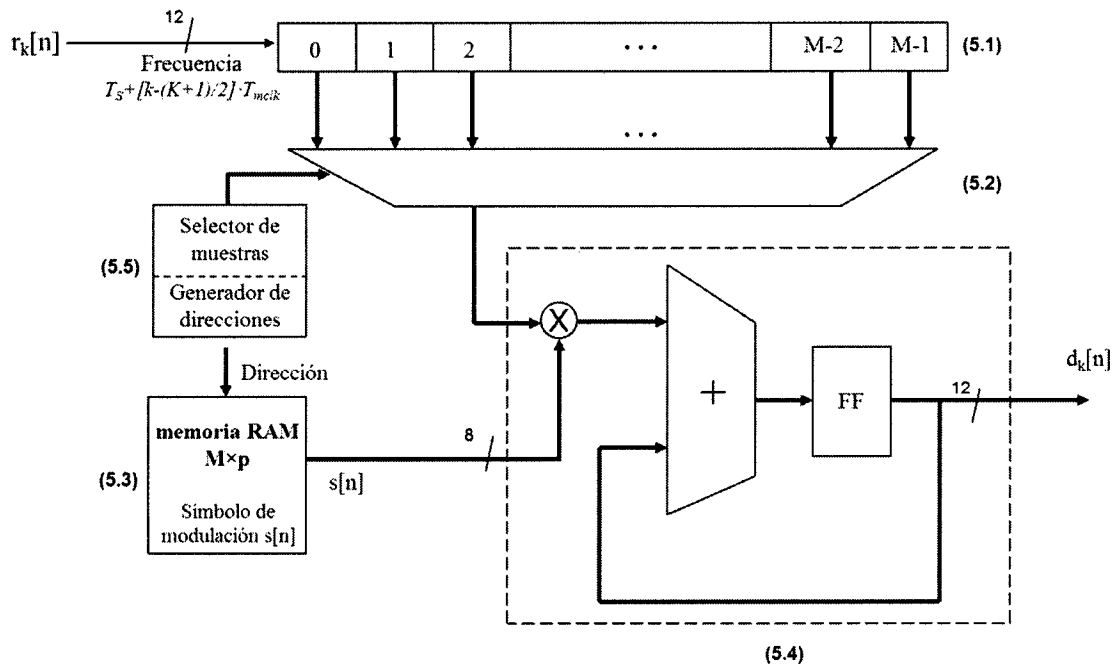


Figura 5