

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 397 853**

51 Int. Cl.:

**H04B 1/69**

(2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **20.09.2006 E 06793660 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **31.10.2012 EP 2070200**

54 Título: **Procedimiento para estimar la hora de llegada en sistemas de banda ultra-ancha**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**11.03.2013**

73 Titular/es:

**FUNDACIO PRIVADA CENTRE TECNOLOGIC DE  
TELECOMUNICACIONS DE CATALUNYA  
(100.0%)  
PARC MEDITERRANI DE LA TECNOLOGIA,  
AVDA. CANAL OLIMPIC S/N  
08860 CASTELLDEFELS (BARCELONA), ES**

72 Inventor/es:

**NAVARRO RODERO, MONICA;  
NAJAR MARTON, MONTSERRAT y  
IBARS CASAS, CHRISTIAN**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 397 853 T3**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Procedimiento para estimar la hora de llegada en sistemas de banda ultra-ancha

**Campo de la invención**

5 La presente invención se refiere a la estimación de la hora-de-llegada (ToA) de señales transmitidas a través de un medio inalámbrico. Más precisamente, la presente invención se refiere a la estimación de la ToA de señales en sistemas de banda ultra-ancha (UWB).

**Estado de la técnica**

10 Los sistemas de comunicación basados en banda ultra-ancha de radio de impulso (IR-UWB) han sido concebidos como sistemas de comunicación por radio que podrían facilitar aplicaciones muy precisas de cálculo de distancias y de localización, dados los pulsos de duración extremadamente breve. Esta naturaleza de alta resolución temporal de la señal de UWB hace del procedimiento de estimación de la ToA un buen candidato para la estimación de la localización en las comunicaciones de UWB.

15 Las técnicas de localización basadas en el tiempo se fundan en mediciones del tiempo de propagación empleado por la señal al viajar entre un nodo de destino y un nodo de referencia. Esto requiere habitualmente un mínimo de tres nodos de referencia para estimar la posición en un espacio bidimensional.

Para aplicaciones de cálculo de distancias es suficiente un único nodo de referencia. La precisión del cálculo de distancias depende de cuán precisamente pueda discriminar el receptor la primera señal que llega, que, en un entorno de multitrayecto, puede no ser la más potente. Actualmente, la mayoría de las técnicas conocidas de cálculo de distancias se basan en procedimientos de estimación de la ToA en el dominio temporal. La solución de máxima probabilidad (ML) tiene limitaciones prácticas, debido al requisito de muy altas tasas de muestreo. El enfoque convencional basado en la correlación, descrito por V. Somayazulu, J. R. Foerster y S. Roy [“Retos de diseño para sistemas de UWB de muy alta velocidad de datos”, en la Conferencia Asilomar sobre Señales, Sistemas y Ordenadores], da como resultado un estimador de la ToA muy lento, que requiere una búsqueda exhaustiva sobre un gran número de compartimientos. Los enfoques iterativos de ML también han sido estudiados por J. Y. Lee y R. Scholtz [“Cálculo de distancias en un entorno denso de multitrayecto usando enlaces de radio de UWB”, IEEE J. Selected Areas Commun., vol. 20, nº 9, diciembre de 2002], pero requiriendo aún un muestreo muy alto de velocidades.

Una evaluación de prestaciones del conocido algoritmo del Autovector (EV), usando datos medidos para distintos perfiles, se describe en la obra “Prestaciones de algoritmos de estimación de la ToA en distintas condiciones de multitrayecto interior”, de Alsindi, Nayef Ali et al, CONFERENCIA DE COMUNICACIONES Y REDES INALÁMBRICAS 2004, vol. 1, 21 de marzo de 2004, págs. 495 a 500. Alsindi extiende una base de datos de mediciones de canales interiores con un perfil de propagación de Trayecto Directo No Detectado (UDP), y la evaluación es sobre el estimador de ToA de super-resolución (algoritmo EV, enfoque de subespacio) que compara sus prestaciones con la conversión directa al dominio temporal, aplicando una Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT). Las mediciones de transferencia de canal se toman en el dominio de la frecuencia, usando un analizador de espectro, y luego son manipuladas para obtener la representación de señales del dominio temporal (respuesta de impulso de canal). Por lo tanto, esta evaluación de prestaciones de EV se basa en la función de transferencia de canal (respuesta de impulso de canal), no en una modulación específica de señales de UWB para las comunicaciones de datos.

Recientemente, han aparecido en la bibliografía propuestas para reducir las restricciones de muestreo y los intervalos temporales requeridos para la estimación de estimadores de ToA basados en el dominio temporal. Un enfoque abordado por S. Gezici, Z. Sahinoglu, A. Molisch, H. Kobayashi y V. Poor [“Un algoritmo de estimación de la ToA en dos etapas para sistemas de UWB de radio de impulso”, Laboratorios de Investigación Eléctrica de Mitsubishi, diciembre de 2005] consiste en un proceso de estimación de la ToA en dos etapas, que consiste en una estimación grosera inicial de la ToA, seguida por una etapa de mayor resolución. Siguiendo esta estrategia, una primera estimación grosera de la ToA, en base a la energía de señal recibida, es seguida por una etapa de correlación de baja velocidad que estima la ToA en base a pruebas de hipótesis. Un estimador similar en dos etapas está propuesto por I. Guvenc y Z. Sahinoglu [“Estimación de la ToA en base a umbrales para sistemas de UWB de radio de impulso”, Conferencia Internacional de IEEE sobre Banda Ultra-Ancha], basado en un receptor de detección de energía basado en umbrales. El esquema admite un muestreo de la tasa de símbolos, pero requiere usar varios símbolos y un diseño adecuado de la onda de la señal. Un enfoque adicional en dos etapas está considerado por P. Cheong, A. Rabbachin, J. Montillet, K. Yu e I. Oppermann [“Sincronización, ToA y estimación de posición para dispositivos de UWB de alta velocidad de datos y baja complejidad”, Conferencia Internacional de IEEE sobre Banda Ultra-Ancha], que describe un receptor no coherente basado en una etapa de detección de energía, en base a ventanas de integración con cambios de resolución temporal entre las dos etapas. Un parámetro crítico para estos estimadores se halla en la selección de umbrales.

En resumen, la mayoría de las técnicas conocidas sobre aplicaciones de cálculo de distancias en sistemas de

comunicaciones de UWB se basan en técnicas del dominio temporal para la estimación de la hora-de-llegada. Sin embargo, los enfoques del dominio temporal padecen principalmente de (a) limitaciones prácticas de la solución de máxima probabilidad, debido al requisito de muy altas tasas de muestreo, y (b) gran tiempo de estimación de enfoques basados en la correlación, debido a la búsqueda requerida sobre un gran número de compartimientos.

5 **Resumen de la invención**

Es por lo tanto un objeto de la presente invención proporcionar un procedimiento para la estimación de la hora-de-llegada (ToA) de una señal transmitida a través de un sistema inalámbrico que está basado en un enfoque del dominio de la frecuencia. Esto permite tasas de muestreo sub-Nyquist, logrando a la vez una alta precisión del cálculo de distancias. Así, la hora-de-llegada es estimada a partir de la señal muestreada del dominio de la frecuencia. Por lo tanto, este procedimiento de estimación de la ToA de baja complejidad resuelve los problemas provenientes de los procedimientos conocidos de estimación de la ToA.

En particular, es un objeto de la presente invención un procedimiento para estimar una hora-de-llegada de una señal  $y(t)$  recibida, comprendiendo dicho procedimiento las etapas de: generar una pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia provenientes de la señal  $y(t)$  recibida; estimar (41) una matriz  $\hat{R}_{YY}$  de correlación a partir de dicha pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia; a partir de dicha matriz  $\hat{R}_{YY}$  de correlación, calcular una distribución de energía de señal con respecto a distintos retardos de propagación; hallar un valor de retardo en el cual dicha distribución de energía de señal supere un cierto umbral  $P_{th}$ , representando dicho valor de retardo la estimación de la hora-de-llegada.

Dicha señal recibida es, preferiblemente, una señal de banda ultra-ancha y, más preferiblemente, una señal de banda ultra-ancha de radio de impulso. En este caso, la etapa de estimar una matriz de correlación a partir de una pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia se lleva a cabo por medio de la explotación de la diversidad temporal de dicha señal de banda ultra-ancha de radio de impulso.

Dicha distribución de energía de señal está, preferiblemente, dada por el cálculo de un pseudo-periodograma.

Dicha etapa de hallar dicho valor de retardo puede efectuarse evaluando exhaustivamente la distribución de energía de señal en una pluralidad de valores del retardo de propagación.

25 Alternativamente, dicha etapa de hallar dicho valor de retardo se efectúa calculando las raíces de un polinomio.

La etapa de generar una pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia a partir de la señal  $y(t)$  recibida, preferiblemente, se efectúa: dividiendo la señal  $y(t)$  recibida en una pluralidad de bandas, filtrando dicha señal recibida por filtros de paso de banda, con respuesta de frecuencia aproximadamente Gaussiana; muestreando la salida de cada uno de los filtros de paso de banda, obteniendo por ello una pluralidad de muestras; a partir de dicha pluralidad de muestras, construir un vector  $\mathbf{S}$ ; a partir de dicho vector  $\mathbf{S}$ , crear un vector  $\mathbf{S}'$ ; y crear un vector  $\mathbf{Y}$  que es la concatenación del vector  $\mathbf{S}$ , un vector de ceros de tamaño  $Q$ , donde  $Q \geq 1$ , y el vector  $\mathbf{S}'$ .

Es otro objeto de la presente invención proporcionar un dispositivo para estimar la hora-de-llegada (ToA) de una señal transmitida a través de un sistema inalámbrico, que comprende medios adaptados para llevar a cabo las etapas del procedimiento para la estimación de la hora-de-llegada (ToA). En particular, el dispositivo para la estimación de la ToA está preferiblemente basado en arquitecturas de receptor de UWB que proporcionan muestras directas de la señal recibida en el dominio de la frecuencia a una tasa de muestreo sub-Nyquist.

Finalmente es un objeto adicional de la presente invención proporcionar un programa de ordenador...

Las ventajas de la invención propuesta se tomarán evidentes en la descripción siguiente.

**Breve descripción de los dibujos**

40 Para completar la descripción y a fin de brindar una mejor comprensión de la invención, se proporciona un conjunto de dibujos. Dichos dibujos forman parte integral de la descripción e ilustran una realización preferida de la invención, que no debería ser interpretada como una restricción del alcance de la invención, sino solamente como un ejemplo de cómo puede ser realizada la invención. Los dibujos comprenden las siguientes figuras:

45 La Figura 1A muestra un diagrama de bloques de un receptor (10) de muestreo del dominio de la frecuencia (FDS), según una realización de la presente invención.

La Figura 1B muestra un diagrama de bloques de un receptor (10') de muestreo del dominio de la frecuencia (FDS), según una realización de la presente invención.

La Figura 2 muestra un diagrama de bloques de un receptor (20) de muestreo del dominio de la frecuencia (FDS), según una realización preferida de la presente invención.

La Figura 3 muestra un ejemplo de una implementación específica del receptor, según la realización preferida de la presente invención.

La Figura 4 muestra algunos ejemplos de muestreo del dominio de la frecuencia.

5 La Figura 5A muestra un diagrama de bloques de la sección digital de un receptor, según una realización de la presente invención.

La Figura 5B muestra un diagrama de bloques de la sección digital de un receptor, según una realización de la presente invención.

La Figura 6A muestra un esquema de estimación de la ToA según una realización de la presente invención.

La Figura 6B muestra un esquema de estimación de la ToA según una realización de la presente invención.

10 La Figura 7 muestra algunos bloques del esquema de estimación de la ToA según una realización de la presente invención.

La Figura 8 muestra un esquema de estimación de la ToA según una realización adicional de la presente invención.

La Figura 9 muestra las muestras de señal obtenidas en la salida de la etapa ADC.

### **Descripción detallada de la invención**

#### 15 Definiciones

En el contexto de la presente invención, el término “aproximadamente” y los términos de su familia (tales como “aproximado”, “aproximación”, etc.) deberían ser entendidos como que indican valores o formas muy cercanos a los que acompañan al término precitado. Es decir, debería ser aceptada una desviación, dentro de límites razonables, de un valor o forma exactos, porque el experto en la técnica entenderá que una tal desviación de los valores o formas indicados es inevitable, debido a inexactitudes de medición, etc. Lo mismo se aplica al término “casi” o “cuasi-Gaussiano”.

20 Además, el término “seudo” ha sido empleado acompañando a términos tales como “espectro” o “periodograma”. De tal modo, se usan las expresiones “seudo-espectro” y “seudo-periodograma”. El término “seudo” se usa porque los términos “espectro” y “periodograma” son usados normalmente en el dominio de la frecuencia. Por ejemplo, el “espectro” indica normalmente distribución de energía en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, en el contexto de la presente invención, nos referimos a “espectros” y “periodogramas” en el dominio temporal, más precisamente, en el dominio de los retardos temporales. A fin de subrayar el uso de estos términos en un dominio que no es el típico para dichos términos, hemos empleado el término “seudo”.

30 En este texto, el término “comprende” y sus derivaciones (tales como “comprendiendo”, etc.) no deberían ser entendidos en sentido excluyente, es decir, estos términos no deberían ser interpretados como que excluyen la posibilidad de que lo que se describe y define pueda incluir elementos, etapas, etc., adicionales.

#### Modelo de señal

Aunque esta invención no está limitada a la estructura específica de las señales de banda ultra ancha (UWB) de radio de impulso (IR), se introduce a continuación un modelo de señal de las señales IR-UWB.

35 Las señales de banda ultra ancha, basadas en la transmisión de radio de impulso (IR), consisten en impulsos de banda base de muy breve duración, habitualmente de alrededor de 100 picosegundos. Un único símbolo de información está habitualmente implementado por la repetición de  $N_p$  pulsos de muy breve duración,

$$s(t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} \sqrt{E_p} p(t - pT_{pr}) \quad (1)$$

donde  $E_p$  indica la energía de pulso,  $p(t)$  se refiere a la onda de pulso único, habitualmente un monociclo Gaussiano o sus derivados, y  $T_{pr}$  es el periodo del pulso de repetición.

40 La modulación y el salto temporal pueden ser explícitamente incluidos en la onda de pulso, tal como  $p(t) = p_s(t - b_i T_\Delta - c_i^p T_c)$ , siendo  $p_s(t)$  habitualmente un monociclo Gaussiano o sus derivados,  $b_i$  el símbolo de información,  $T_\Delta$  el desfase temporal de modulación,  $c_i^p$  la secuencia de saltos temporales y  $T_c$  el intervalo del segmento.

Suponiendo que el canal está modelado por una suma de impulsos (función Delta de Dirac), la señal  $y(t)$  recibida a través

de un canal de desvanecimiento multi-trayecto es una suma de múltiples réplicas retardadas y atenuadas de la señal  $s(t)$  transmitida, donde  $h_m$  y  $\tau_m$ , respectivamente, indican el coeficiente de desvanecimiento y el retardo para el  $m$ -ésimo trayecto, y  $v(t)$  es la contribución del ruido Gaussiano aditivo:

$$y(t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} \sum_{m=1}^M h_m \sqrt{E_p} p(t - pT_{pr} - \tau_m) + v(t) \quad (2)$$

5 Transformando la señal al dominio de la frecuencia,

$$Y(\omega) = \sum_{p=0}^{N_p-1} \sum_{m=1}^M h_m \sqrt{E_p} P(\omega) e^{-j\omega pT_{pr}} e^{-j\omega \tau_m} + V(\omega) \quad (3)$$

donde  $Y(\omega)$ ,  $P(\omega)$  y  $V(\omega)$  indican la transformada de Fourier, respectivamente, de la señal recibida, el pulso transmitido y el ruido Gaussiano aditivo.

Recomponiendo esta fórmula en notación matricial, la señal recibida muestreada puede ser escrita como

$$\mathbf{Y} = \sqrt{E_p} \sum_{p=0}^{N_p-1} \mathbf{P}_p \mathbf{E}_\tau \mathbf{h} + \mathbf{V} \quad (4)$$

10

donde:

- los elementos del vector  $\mathbf{Y} \in \mathbf{C}^{K \times 1}$ ,  $Y(\omega_k)$ , son los componentes de la transformada discreta de Fourier (DFT) de  $y(t)$ , con  $\omega_k = k\omega_0$  para  $k = 0, 1, \dots, K-1$  y  $\omega_0 = 2\pi/K$ ;
- $\mathbf{P}_p$  es una matriz diagonal de tamaño  $K \times K$  (el mismo tamaño que la DFT) que contiene los componentes de la DFT de la onda  $p(t)$  de pulso, desfasada en un factor de frecuencia  $e^{j\omega pT_{pr}}$ ;
- $\mathbf{h} = [h_1 \dots h_M]^T$  es el vector de coeficientes de desvanecimiento, con tamaño  $M \times 1$ . "T" indica la "matriz traspuesta". Cada elemento de este vector es, en general, un número complejo que representa la atenuación de canal asociada al multitrayecto.
- $\mathbf{V} \in \mathbf{C}^{K \times 1}$  es el vector de ruido, donde C indica que sus elementos son números complejos; su tamaño es  $K \times 1$ ; y
- 20 -  $\mathbf{E}_\tau$  es una matriz de tamaño  $K \times M$ , que indica las firmas de retardo para cada señal retardada:  $\mathbf{E}_\tau = [\mathbf{e}_{\tau_1} \dots \mathbf{e}_{\tau_j} \dots \mathbf{e}_{\tau_M}]$ , con vectores columna  $\mathbf{e}_{\tau_j} = [1 \ e^{j\omega_0 \tau_j} \dots \ e^{j\omega_0(K-1)\tau_j}]^T$ . K es el tamaño de la DFT y M es el número de multitrayectos que se tienen en cuenta.

Descripción del receptor

25 La Figura 1-A muestra un diagrama de bloques de un receptor (10) de muestreo en el dominio de la frecuencia (FDS), según la presente invención. El receptor (10) comprende una antena receptora (11) seguida por un amplificador, habitualmente un amplificador de bajo ruido y banda ancha (LNA) (12). Después de dicho amplificador (12), está colocada una interfaz de usuario (13) de frecuencia de radio (RF), seguida por una unidad de procesamiento de señales digitales (DSPU) (19). La interfaz de usuario (13) de frecuencia de radio (RF) proporciona a la unidad de procesamiento de señales digitales (DSPU) (19) un conjunto de muestras en el dominio de la frecuencia ( $Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1)$ ).

30 Dado que uno de los objetos de la presente invención es un procedimiento para estimar la hora de llegada de una señal transmitida a través de un medio inalámbrico, en base a un receptor que proporciona muestras directas de la señal recibida en el dominio de la frecuencia, puede ser usada cualquier interfaz de usuario (13) de frecuencia de radio (RF) que sea capaz de proporcionar a la unidad (19) de procesamiento de señales digitales un conjunto de muestras en el dominio de la frecuencia ( $Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1)$ ).

35 Si la interfaz de usuario de RF proporciona una señal en el dominio temporal, es necesaria una etapa intermedia que lleve a cabo la Transformada Discreta de Fourier de tal señal. Un diagrama de bloques de un receptor (10') de ese tipo se muestra en la Figura 1-B, donde la referencia 15 se refiere a cualquier interfaz de usuario de RF que proporcione una señal digital del dominio temporal y la referencia 16 se refiere a un bloque digital que efectúa la Transformada Discreta de Fourier.

40 La Figura 2 muestra un diagrama de bloques de un receptor (20) de muestreo del dominio de la frecuencia (FDS), según

una realización preferida de la presente invención. El receptor (20) de FDS de la figura 2 muestrea, a la tasa Nyquist, la señal solamente en las bandas de frecuencia de interés. Un receptor en el dominio temporal debe muestrear la señal entera a la tasa Nyquist, lo que da como resultado una mayor tasa de muestreo global. Por lo tanto, esta realización preferida requiere menores frecuencias del reloj de muestreo que los receptores de muestreo del dominio temporal (TDS).  
 5 De manera similar a la del receptor (10) o (10'), el receptor (20) comprende una antena receptora (21), un amplificador, habitualmente un amplificador de bajo ruido y banda ancha (LNA) (22), seguido por una interfaz de usuario (23) de frecuencia de radio (RF), la cual, a su vez, está seguida por una unidad de procesamiento de señales digitales (DSPU) (29).

En esta realización preferida de la presente invención, la interfaz de usuario (23) de RF comprende un divisor de potencia (PS) (220), un banco de filtros (25-1, 25-2, ..., 25-N) y una etapa (28-1, 28-2, ..., 28-N) de conversión de analógico a digital (ADC). El divisor de potencia (220) divide la señal recibida en N ramas. Cada una de dichas ramas entra a uno de los filtros (25-1, 25-2, ..., 25-N) de paso de banda del banco de filtros, que entrega la señal filtrada en la correspondiente sub-banda. Como resultado, el banco de filtros descompone la señal recibida en N bandas de frecuencia casi ortogonales y equidistantes, que representan a los componentes espectrales de la señal recibida. La descomposición del dominio de la frecuencia se basa en la Transformada de Fourier de Plazo Breve (STFT) discreta, que puede descomponer una señal en una base ortogonal.  
 10  
 15

La STFT discreta de una señal  $x(t)$  está definida como:

$$STFT(n, m) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \gamma_{n,m}^*(t) dt$$

donde  $\gamma_{n,m}(t)$  son las funciones base de la STFT. Habitualmente, las funciones base de la STFT consisten en una función de ventana trasladada tanto en tiempo como en la frecuencia. Escogiendo debidamente la función de ventana y los intervalos de traslación, puede obtenerse un conjunto de bandas de frecuencia ortogonales. En la implementación descrita del receptor,  $\gamma_{n,m}(t)$  corresponde al n-ésimo filtro de banda, retardado en m veces el periodo de muestreo. A fin de obtener los coeficientes de la STFT,  $STFT(n, m)$ , hay que muestrear cada salida de filtro a intervalos temporales distantes entre sí m veces el periodo de muestreo. Esta operación es realizada por la etapa (28-1, 28-2, ..., 28-N) de conversión de analógico a digital (ADC), que muestrea los componentes espectrales medidos entregados por el banco (25-1, 25-2, ..., 25-N) de filtros.  
 20  
 25

Finalmente, una unidad de procesamiento de señales digitales (DSPU) (29), que se describirá en detalle más adelante, realiza la detección de señales, la sincronización y la equalización de canales en el dominio de la frecuencia.

El receptor puede ser diseñado con cualquier número de filtros en el banco (25-1, 25-2, ..., 25-N) de filtros, siempre que sea factible una implementación física. El número de filtros en el banco de filtros determina la dimensión del estimador de la ToA, ya que determina la dimensión del vector S, que será introducido más adelante en esta descripción. Además, dado que el ancho de banda de la señal es constante, el número de filtros determina el ancho de banda del filtro, el cual, a su vez, determina la tasa de muestreo de las etapas (28-1, 28-2, ..., 28-N) de ADC. No obstante, la tasa global de muestreo a la cual funciona el receptor (20) permanece constante, ya que está dada por la suma de las tasas de muestreo de todas las etapas (28-1, 28-2, ..., 28-N) de ADC.  
 30  
 35

En un sistema con un ancho W de banda de señal, la separación  $\Delta f$  de frecuencia entre los N filtros (25-1, 25-2, ..., 25-N) está dada por:

$$\Delta f = \frac{W}{N-1} \quad (5)$$

Cada filtro (25-1, 25-2, ..., 25-N) mide un componente espectral interno a la banda, durante un intervalo de  $T_a = 1/\Delta f$  (periodo de muestreo). La etapa (28-1, 28-2, ..., 28-N) de conversión de ADC muestrea las salidas de filtro a una tasa  $F_m = 1/T_a$  (frecuencia de muestreo) para evitar la formación de alias del dominio temporal. Las muestras de observación después de la operación de conversión de ADC son los N componentes espectrales de la señal recibida, que están agrupados en un vector  $S = [S(0) \dots S(N-1)]^T$  de tamaño  $1 \times N$ , y en donde "T" indica "matriz traspuesta". Dada la simetría de la transformada temporal discreta de Fourier de la señal  $y(t)$ , una respuesta de frecuencia estimada de longitud K se forma adosando las muestras de frecuencia de observación del vector S con sí mismos, en orden inverso, y rellenando con ceros las posiciones muestreadas extremas y centrales, de la siguiente manera:  
 40  
 45

$$\mathbf{y} = [0 \dots 0 \mathbf{S}^T 0 \dots 0 \mathbf{S}'^T 0 \dots 0]^T \quad (6)$$

donde  $\mathbf{S}' = [S(N-1) \dots S(0)]^T$ . El número mínimo de componentes espectrales medidos en el enfoque de muestreo del dominio de la frecuencia (FDS) está dado por:

$$N = \lceil W \cdot T_a + 1 \rceil \quad (7)$$

La Figura 4 muestra algunos ejemplos de muestreo del dominio de la frecuencia:

5 La Figura 4(a) muestra el espectro analógico del dominio de frecuencia de una señal  $r(t)$ . En el eje de ordenadas se representa la respuesta  $R(f)$  de frecuencia, mientras que en el eje de las abscisas se representa el dominio  $f_\Delta$  de frecuencia.

La Figura 4(b) muestra la respuesta  $R_s(m)$  de frecuencia temporal discreta de la misma señal (después del muestreo temporal de la señal recibida y de realizar una Transformada Discreta de Fourier (DFT). El eje de las abscisas representa los valores de la frecuencia discreta  $\omega$ , donde  $\omega = 2\pi/K$ .  $R_s(m)$  es una señal periódica.

La Figura 4(c) muestra la señal temporal discreta estimada en el dominio temporal, después de realizar una transformada Discreta Inversa de Fourier (IDF). El eje de ordenadas representa la señal temporal  $r(n)$  y el eje de abscisas representa las muestras temporales ( $n$ ).

15 Como se ha explicado anteriormente, puede usarse cualquier interfaz de usuario (13, 23) de frecuencia de radio (RF), que sea capaz de proporcionar a la unidad (19, 29) de procesamiento de señales digitales un conjunto de muestras en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, el uso de una interfaz de usuario (23) de RF basada en una etapa analógica que comprende un banco (25-1, 25-2, ..., 25-N) de filtros, como el que ha sido recién propuesto (figura 2), brinda la ventaja de incurrir en una menor complejidad de implementación, dado que las etapas (28-1, 28-2, ..., 28-N) de conversión de ADC necesitan una menor frecuencia de muestreo. Una segunda ventaja de este enfoque se basa en el hecho de que esta  
20 interfaz de usuario de RF proporciona directamente las muestras de frecuencia que se necesitan para la estimación de la ToA, sin requerir una conversión de tiempo a frecuencia.

A modo de ejemplo, que no debe ser considerado como una limitación de la presente invención, la figura 3 muestra una posible implementación del receptor (30) según esta realización preferida, capaz de muestrear una señal de banda ultra-  
25 ancha de radio de impulso (IR UWB). El receptor (30) comprende una antena receptora (31), un amplificador (32) de bajo ruido y banda ancha y una interfaz de usuario (33) de RF. Esta interfaz de usuario (33) de RF comprende un divisor de potencia PS (320), una segunda etapa amplificadora (34-1, 34-2, ..., 34-4), un banco de filtros (35-1, 35-2, ..., 35-4) de paso de banda, una etapa de reducción de frecuencia para señales en fase y de cuadratura (36-1, 36-2, ..., 36-4), una tercera etapa amplificadora (37-1, 37-2, ..., 37-4), que comprende amplificadores de ganancia variable (VGA) con entrada de control automático de ganancia (AGC) y una etapa (38-1, 38-2, ..., 38-4) de conversión de analógico a digital (ADC). La  
30 unidad de procesamiento de señales digitales (DSPU) que sigue a la etapa de conversión de ADC no está representada en la figura 3. El receptor (30) puede implementar una STFT discreta, casi ortogonal, según lo definido anteriormente. Los coeficientes de la STFT discreta son obtenidos muestreando periódicamente la salida de cada filtro. Los 4 filtros de paso de banda mostrados (35-1, 35-2, ..., 35-4) están diseñados con una respuesta de frecuencia cuasi-Gaussiana, en donde cada filtro tiene un ancho de banda de aproximadamente 500 MHz, centrado aproximadamente en las siguientes  
35 frecuencias  $f_0$ ,  $f_1 = f_0 + 1$  GHz,  $f_2 = f_1 + 1$  GHz, y  $f_3 = f_2 + 1$  GHz. Como resultado, la base es casi ortogonal y, por lo tanto, no requiere sincronización de fase de todos los filtros, lo cual es difícil de obtener en la práctica. También a modo de ejemplo, la tasa de muestreo de la etapa de conversión de ADC puede ser escogida para que sea de 1 Gigamuestra por segundo, es decir, la tasa Nyquist. La unidad de procesamiento de señales digitales (DSPU) procesa los 4 canales para reconstruir la señal recibida e implementa los algoritmos de detección de señal y de estimación de la hora-de-llegada,  
40 como se explicará más adelante en esta descripción.

#### Descripción de la sección digital del receptor

Las Figuras 5-A y 5-B muestra un diagrama de bloques de una posible implementación de la unidad de procesamiento de señales digitales (DSPU) (19, 29) del receptor (10, 10', 20, 30). La única diferencia entre la DSPU (19) (figura 5-A) y la DSPU (29) (figura 5-B) es que la primera (19) corresponde a un receptor (10, 10') cuya interfaz de usuario (13) de RF  
45 proporciona, en su salida, un conjunto de K muestras en el dominio de la frecuencia ( $Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1)$ ), mientras que la segunda (29) corresponde a un receptor (20, 30) cuya interfaz de usuario (23, 33) de RF proporciona, en su salida, un conjunto de N muestras en el dominio de la frecuencia ( $S(0), S(1), \dots, S(N-1)$ ), donde  $K > 2N$  (véase la ecuación (6)). En otras palabras, la DSPU (29) (figura 5-B) aprovecha una interfaz de usuario (23, 33) de frecuencia de radio que incurre en una menor complejidad de implementación que la otra (13), como ya se ha explicado. La DSPU (19, 29) comprende los  
50 siguientes bloques funcionales:

- un medio (40, 40') para estimar la hora-de-llegada (ToA), que lleva a cabo un algoritmo de estimación de ToA para obtener el retardo temporal de la señal recibida con respecto a una base temporal local. El retardo temporal estimado, que

es efectuado en el dominio transformado, produce una estimación de distancia y es usado, entre otros casos, para la adquisición de temporización a fin de sincronizar el receptor (10, 10', 20, 30).

- 5 - un medio (50) para estimar el canal, que lleva a cabo algoritmos de estimación de canal. La respuesta de canal estimada corresponde a la combinación de la respuesta de impulso de canal y la distorsión de antenas transmisoras y receptoras. Este medio (50) obtiene los coeficientes correspondientes a un filtro correlacionado del receptor;
- un filtro correlacionado (60), que multiplica el vector de señales recibido por la conjugada de la respuesta estimada de impulso de canal. La multiplicación es realizada en el dominio de transformación. Además, el filtro correlacionado (60) también combina los múltiples pulsos recibidos según la secuencia de saltos temporales. Su salida es una señal de tasa de símbolos;
- 10 - un generador (70) de secuencias de saltos temporales (TH), que obtiene la secuencia de saltos temporales usada para modular los pulsos transmitidos;
- un medio (80) para implementar algoritmos de demodulación y decodificación, a fin de obtener los bits de información a partir de la salida del filtro correlacionado (60).

15 En la siguiente sección, el medio (40) y el procedimiento para la estimación de la ToA según la presente invención se describen en detalle.

Estimación de la hora-de-llegada (ToA)

En esta sección se describe el procedimiento para la estimación de la ToA según la presente invención. Su aplicación está concebida para su uso en varios bloques de procesamiento en el receptor (10, 10', 20, 30), tales como la estimación de distancia, ubicación de posición y sincronización de temporización.

20 La arquitectura del receptor tiene un impacto significativo en la elección de la técnica de cálculo de distancia. El problema de estimación recurre luego a estimar la ToA a partir de la señal muestreada del dominio de la frecuencia, según ha sido entregada desde la interfaz de usuario (13, 23, 33) de frecuencia de radio. Como ya se ha explicado, según la arquitectura de la interfaz de usuario (12, 23, 33) de RF, se obtiene un conjunto reducido de muestras (S(0), S(1), ..., S(N-1)) (figuras 2, 3), o bien se obtiene un conjunto completo de K muestras (Y(0), Y(1), ..., Y(K-1)).

25 Según una realización de la presente invención, representada en la figura 5-A, un vector Y está directamente formado a partir de las K muestras entregadas desde la interfaz de usuario (13) de frecuencia de radio. Como se muestra en la figura 5-A, este vector Y es la entrada del bloque 40, que es el bloque responsable de la estimación de la hora de llegada. El bloque 40 está detallado en la figura 6-A.

30 Según otra realización de la presente invención, en la cual la interfaz de usuario (23, 33) de frecuencia de radio proporciona un conjunto reducido de muestras (S(0), S(1), ..., S(N-1)) (figuras 2, 3), un vector  $S = [S(0) \dots S(N-1)]$  es la entrada del bloque 40' (figura 5-B). El bloque 40' está detallado en la figura 6-B, que difiere de la figura 6-A en que se necesita un bloque 39 para crear un vector Y (formado por K elementos). En una realización específica, el vector Y comprende  $2N + 1$  elementos. Las salidas de los N ADC (28-1, ..., 28-N; 38-1, ..., 38-N) forman un vector  $S = [S(0) \dots S(N-1)]$ . Si se crea un vector  $S'$ , tal como  $S' = [S(N-1) \dots S(0)]$ , entonces el vector  $Y: Y = [S \ 0 \ S']^T$  comprende  $K = 2N + 1$  elementos, siendo K el tamaño de la FFT. Rellenando con ceros, puede aumentarse el tamaño de la DFT, obteniendo por

35 ello un mayor valor de K, según lo mostrado anteriormente en la ecuación (6).

El algoritmo de estimación según la presente invención se basa en la definición del seudo-espectro como la distribución de energía de señal con respecto a los retardos de propagación (retardos temporales). La amplitud del seudo-espectro temporal en cada momento o retardo de propagación puede ser obtenida estimando la energía de la señal filtrada por el

40 vector de firmas de retardo en dicho retardo temporal, definida como  $e_\tau = [1 \ e^{j\omega_0\tau} \dots \ e^{j\omega_0(K-1)\tau}]^T$ . Luego, el seudo-espectro produce la forma cuadrática  $e_\tau^H R_{YY} e_\tau$ , definida como seudo-periodograma, donde  $R_{YY}$  es la matriz de correlación definida como  $R_{YY} = E[YY^H]$ , donde E[.] indica el valor esperado.

El algoritmo de estimación comprende las siguientes etapas: estimación de la matriz de correlación, indicada como  $\tilde{R}_{YY}$ , a partir de las muestras (Y(0), Y(1), ..., Y(K-1)) del dominio de la frecuencia; cálculo de un seudo-espectro temporal  $P(\tau)$  a

45 partir de dicha matriz de correlación estimada; y hallar un valor ( $\hat{\tau}_0$ ) que supere un umbral dado en el seudo-espectro temporal.

Las Figuras 6-A y 6-B muestran un esquema (40, 40') de estimación de ToA según la presente invención. Una vez obtenido el vector Y, el procedimiento de estimación de la ToA comprende una primera etapa (41) para estimar la matriz  $\tilde{R}_{YY}$  de correlación y una segunda etapa (42) para calcular la ToA.

50 En la primera etapa (41), la matriz de correlación de la señal muestreada en el dominio de la frecuencia (Y(0), Y(1), ...,

$Y(K-1))$  es calculada a partir de las observaciones de la señal recibida.

5 Considerando que son observadas una pluralidad de  $N_s$  realizaciones de señal (por ejemplo, una realización de señal puede ser la transmisión de un símbolo de datos de  $T_s$  segundos), la matriz de correlación correspondiente a cada intervalo de muestreo de  $T_a$  segundos puede ser estimada promediando los vectores de observación correspondientes a dicho intervalo de muestreo sobre las  $N_s$  realizaciones. Para cada intervalo  $n$  de muestreo, puede definirse una pluralidad de  $N_s$  vectores de observación ( $\mathbf{Y}_{1,n} \mathbf{Y}_{2,n} \dots \mathbf{Y}_{N_s,n}$ ), indicando a  $\mathbf{Y}_{s,n} = [Y_{s,n}(0) Y_{s,n}(1) \dots Y_{s,n}(K-1)]^T$  como el vector de observación correspondiente a la  $s$ -ésima realización, en el intervalo  $n$  de muestreo, que está compuesto por las  $K$  muestras de frecuencia. Esto se ilustra en la figura 9. A partir de dicha pluralidad de vectores de observación, la matriz de correlación es estimada para cada intervalo  $n$  de muestreo:

$$10 \quad \tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{s=1}^{N_s} \mathbf{Y}_{s,n} \mathbf{Y}_{s,n}^H$$

A continuación de la etapa (41), en la cual se obtiene la matriz de correlación de la señal muestreada en el dominio de la frecuencia ( $Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1)$ ), hay una segunda etapa (42) en la cual se calcula la ToA. La Figura 7 muestra en detalle la segunda etapa (42') para calcular la ToA:

En primer lugar, se efectúa (421) el cálculo de un pseudo-espectro temporal a partir de dicha matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}$  de correlación.

15 En una realización preferida de la presente invención, pero no limitada a la misma, el pseudo-espectro temporal (421) propuesto para la estimación de la ToA puede ser obtenido por medio del cálculo de un pseudo-periodograma temporal, que está definido de la siguiente manera:

$$P_n(\tau) = \mathbf{e}_\tau^H \tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}(n) \mathbf{e}_\tau \quad (8)$$

20 donde  $\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}(n)$  indica la matriz de correlación de la señal muestreada en el dominio de la frecuencia, correspondiente al  $n$ -ésimo intervalo de muestras,  $\mathbf{e}_\tau = [1 e^{j\omega_0\tau} \dots e^{j\omega_0(K-1)\tau}]^T$  indica un vector de firmas de retardo, y donde  $\omega_0$  es  $2\pi/K$ ,  $\tau$  es el retardo temporal y  $K$  es el número de muestras de frecuencia en cada vector de observación.

En segundo lugar, se calcula (422) un valor ( $\tilde{\tau}_0$ ) de retardo que supera un umbral dado en el pseudo-espectro temporal. Dicho umbral  $P_{th}$  está estimado (obtenido empíricamente).

25 El algoritmo para buscar dicho valor ( $\tilde{\tau}_0$ ) de retardo es el siguiente: se construye un pseudo-periodograma  $P(\tau)$ , que es una función que puede ser evaluada en distintos valores temporales de  $T$  y en distintos intervalos  $n$  de muestreo. Según la resolución deseada o la carga de cálculo deseada, se selecciona una cierta cantidad de valores de  $\tau$ . Partiendo del primer intervalo de muestra,  $n = 1$ , se calcula el pseudo-periodograma  $P_n(\tau)$  y se busca el primer  $\tau = \tau_0$  para el cual el valor de  $P_n(\tau_0)$  esté por encima de un cierto umbral  $P_{th}$ . Dicho valor de  $\tau = \tau_0$  para el cual  $P_n(\tau_0) > P_{th}$  es el retardo estimado  $\tilde{\tau}_0$  y, por lo tanto, se obtiene directamente la estimación de distancia (simplemente multiplicando  $\tilde{\tau}_0$  por la velocidad de propagación). Si no se halla ningún valor de  $\tau$  que supere el umbral  $P_{th}$ , el algoritmo continúa con el próximo intervalo de muestras y repite el proceso. El umbral,  $P_{th}$ , depende de escenarios específicos y depende de la potencia de ruido en el receptor.

35 Luego, se aplica el algoritmo de estimación de ToA de la presente invención para la estimación de la hora de llegada de señales de banda ultra-ancha de radio de impulso (IR-UWB). De tal modo, se muestra cómo el algoritmo explota la diversidad temporal inherente a las señales IR-UWB, que transmiten  $N_p$  pulsos con un periodo de repetición de  $T_{pr}$  (ecuaciones (1) a (3)). Esto se muestra en la Figura 8.

40 La diversidad temporal (repetición de cada pulso  $N_p$  veces) se usa para la estimación de la matriz de correlación en IR-UWB. Para cada uno de los  $N_p$  pulsos repetidos, que son transmitidos en una señal IR (véase la ecuación (1)), se construye un vector con las correspondientes  $K$  muestras  $\mathbf{Y}_{s,n}$  de frecuencia. Este vector es similar al ya descrito cuando se presentó la primera etapa (41) del esquema de estimación de la ToA. Dado que cada señal IR transmite  $N_p$  pulsos

repetidos, pueden construirse  $N_p$  vectores de frecuencia (vectores de observación)  $\mathbf{Y}_{s,n}^{(1)} \dots \mathbf{Y}_{s,n}^{(N_p)}$ . Con estos  $N_p$  vectores de frecuencia  $\mathbf{Y}_{s,n}^{(1)} \dots \mathbf{Y}_{s,n}^{(N_p)}$ , se conforma una matriz  $\mathbf{Z}_{s,n}$  de diversidad:

$$\mathbf{Z}_{s,n} = [ \mathbf{Y}_{s,n}^{(1)} \dots \mathbf{Y}_{s,n}^{(N_p)} ]$$

donde  $\mathbf{Y}_{s,n}^{(p)}$  indica los componentes de frecuencia asociados al pulso  $p$  recibido en la realización  $s$  y el intervalo  $n$  de muestreo, y en donde  $p$  es un número natural que va entre 1 y  $N_p$ .

A partir de esta matriz  $\mathbf{Z}_{s,n}$  de diversidad, se estima la matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}^{(n)}$  de correlación con

$$\tilde{\mathbf{R}}_{YY}^{(n)} = \frac{1}{N_s} \sum_{s=1}^{N_s} \mathbf{Z}_{s,n} \mathbf{Z}_{s,n}^H$$

- 5 La explotación de la diversidad temporal de las señales de banda ultra ancha de radio de impulso (IR-UWB) se basa, por lo tanto, en tener en cuenta las observaciones de  $N_p$  pulsos repetidos recibidos al construir la observación, dicha matriz  $\mathbf{Z}_{s,n}$ , a partir de la cual se calcula una matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}^{(n)}$  de correlación.

- 10 Ahora, volviendo al seudo-espectro temporal obtenido por medio de un seudo-periodograma, según lo definido en la ecuación (8), en lugar de evaluar el seudo-espectro (8) en cada punto sobre el cual se realiza la búsqueda, la invención proporciona, en una realización adicional, un algoritmo alternativo, indicado como *periodograma-raíz*, que halla las raíces de un polinomio, reduciendo así la búsqueda a unos pocos puntos. Obsérvese que tanto el algoritmo anterior como este algoritmo alternativo pueden ser aplicados independientemente de la naturaleza de la señal recibida, dado que ambos algoritmos son calculados a partir de la matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}^{(n)}$  de correlación (independientemente de la manera de obtener esta matriz de correlación).

- 15 El *periodograma-raíz* comprende las siguientes etapas: calcular un periodograma a partir de las muestras recibidas; calcular las raíces de un polinomio; y seleccionar una raíz para ese polinomio, correspondiendo dicha raíz a un máximo que está por encima de un umbral previamente determinado.

La idea, por lo tanto, es hallar los puntos máximos del seudo-espectro

$$\max \{ \mathbf{e}_\tau^H \tilde{\mathbf{R}}_{YY} \mathbf{e}_\tau \} = \max \{ \text{traza} ( \tilde{\mathbf{R}}_{YY} \mathbf{e}_\tau \mathbf{e}_\tau^H ) \} \quad (9)$$

- 20 Buscar los máximos de (8) es equivalente a buscar los máximos de la forma cuadrática en el numerador  $\mathbf{e}_\tau^H \tilde{\mathbf{R}}_{YY} \mathbf{e}_\tau$ . Maximizar el numerador es equivalente a maximizar la traza de la matriz en la expresión del lado izquierdo de (9). Obsérvese que la traza de una matriz es la suma de los elementos de la diagonal de dicha matriz.

Indicando  $\mathbf{E}_\rho = \mathbf{e}_\tau \mathbf{e}_\tau^H$  y  $\rho = e^{j\omega_0 \tau}$ , la matriz cuadrada  $\mathbf{E}_\rho$  puede escribirse como:

$$\mathbf{E}_\rho = \begin{bmatrix} 1 & \rho^{-1} & \rho^{-2} & \dots & \rho^{-(K-1)} \\ \rho & 1 & \rho^{-1} & \dots & \rho^{-(K-2)} \\ \rho^2 & \rho & 1 & \dots & \rho^{-(K-3)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho^{(K-1)} & \rho^{(K-2)} & \dots & \rho & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

y la traza puede ser expresada en términos del siguiente polinomio

$$\text{traza} ( \tilde{\mathbf{R}}_{YY} \mathbf{E}_\rho ) = \sum_{l=0}^{K-1} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{R}_{k,l} \rho^{(k-l)} \quad (11)$$

- 25 donde  $\mathbf{R}_{k,l}$  indica el elemento de la  $k$ -ésima fila y la  $l$ -ésima columna de la matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación.

El problema de estimación se reduce entonces a hallar las raíces que corresponden a los máximos (evaluándolos en la segunda derivada) del siguiente polinomio

$$\sum_{k=1-K}^{K-1} k \mathbf{D}_k \rho^k = 0 \quad (12)$$

$$\mathbf{D}_k = \sum_{l=1}^K \mathbf{R}_{l-k,l}$$

donde  $\mathbf{D}_k$  está definida como la suma de los elementos de la n-ésima diagonal de la matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación. Los coeficientes en el polinomio (12) se calculan sumando los elementos de la diagonal-k de la matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$ .

5 En resumen, la presente invención proporciona un procedimiento de baja complejidad para la estimación de la hora-de-llegada (ToA) de una señal transmitida a través de un sistema inalámbrico. El procedimiento se basa en un enfoque del dominio de la frecuencia, lo que permite tasas de muestreo sub-Nyquist, logrando a la vez una alta precisión del cálculo de distancias (en centímetros, según sea la implementación). La motivación de considerar un enfoque del dominio de la frecuencia es doble, como ya se ha mostrado: permitir requisitos de implementación de menor complejidad asociados a la arquitectura del receptor y habilitar una estimación precisa de distancias, que puede ser implementada potencialmente usando algoritmos de estimación espectral de alta resolución. Dada la alta resolución temporal inherente de la señal de UWB, hemos considerado técnicas más simples, tales como el periodograma.

10 La invención, obviamente, no está limitada a las realizaciones específicas descritas en la presente memoria, sino que también abarca todas las variaciones que puedan ser consideradas por cualquier persona experta en la tecnología (por ejemplo, en lo que respecta a la elección de componentes, la configuración, etc.), dentro del alcance general de la invención según lo definido en las reivindicaciones adjuntas.

15

**REIVINDICACIONES**

1. Procedimiento para estimar una hora-de-llegada de una señal  $y(t)$  recibida, comprendiendo dicho procedimiento la etapa de:

- generar una pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia ( $Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1)$ ) a partir de la señal  $y(t)$  recibida;

5 estando el procedimiento **caracterizado porque** comprende las etapas de:

- estimar (41) una matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación a partir de dicha pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia, calculando la siguiente ecuación:

$$\tilde{\mathbf{R}}_{YY}(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{s=1}^{N_s} \mathbf{Y}_{s,n} \mathbf{Y}_{s,n}^H$$

10 en donde  $n$  indica el  $n$ -ésimo intervalo de muestreo,  $N_s$  es el número de realizaciones observadas, e  $\mathbf{Y}_{s,n} = [Y_{s,n}(0) Y_{s,n}(1) \dots Y_{s,n}(K-1)]^T$  son los  $K$  componentes de frecuencia del vector de observación en la realización  $s$  y el intervalo  $n$  de muestreo;

- a partir de dicha matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación, calcular (421) un pseudo-periodograma con la siguiente ecuación:

$$P_n(\tau) = \mathbf{e}_\tau^H \tilde{\mathbf{R}}_{YY}(n) \mathbf{e}_\tau$$

15 en donde  $\mathbf{e}_\tau = [1 e^{j\omega_0\tau} \dots e^{j\omega_0(K-1)\tau}]^T$  indica un vector de firmas de retardo,  $\omega_0 = 2\pi/K$ ,  $K$  es el número de componentes de frecuencia del vector de observación y  $\tau$  indica un retardo temporal;

- hallar (422) un valor ( $\tilde{\tau}_0$ ) de retardo en el cual dicha distribución de energía de señal supere un cierto umbral  $P_{th}$ , representando dicho valor ( $\tilde{\tau}_0$ ) de retardo la estimación de la hora-de-llegada.

2. Procedimiento para estimar una hora-de-llegada de una señal  $y(t)$  recibida, que es una señal de banda ultra-ancha de radio de impulso, comprendiendo dicho procedimiento la etapa de:

20 - generar una pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia ( $Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1)$ ) a partir de la señal  $y(t)$  recibida;

estando el procedimiento **caracterizado porque** comprende las etapas de:

- estimar (41) una matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación a partir de dicha pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia, calculando la siguiente ecuación:

$$\tilde{\mathbf{R}}_{YY}(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{s=1}^{N_s} \mathbf{Z}_{s,n} \mathbf{Z}_{s,n}^H$$

25 en donde  $n$  indica el  $n$ -ésimo intervalo de muestreo,  $N_s$  es el número de realizaciones observadas,

$$\mathbf{Z}_{s,n} = [ \mathbf{Y}_{s,n}^{(1)} \dots \mathbf{Y}_{s,n}^{(N_p)} ]$$

es una matriz de diversidad, en donde  $N_p$  es el número de pulsos repetidos transmitidos, los elementos de  $\mathbf{Y}_{s,n}^{(p)}$  son los componentes de frecuencia asociados al pulso  $p$  recibido en la realización  $s$  y el intervalo  $n$  de muestreo, y en donde  $p$  es un número natural que varía entre 1 y  $N_p$ ;

- a partir de dicha matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación, calcular (421) un pseudo-periodograma con la siguiente ecuación:

$$P_n(\tau) = \mathbf{e}_\tau^H \tilde{\mathbf{R}}_{YY}(n) \mathbf{e}_\tau$$

30 en donde  $\mathbf{e}_\tau = [1 e^{j\omega_0\tau} \dots e^{j\omega_0(K-1)\tau}]^T$  indica un vector de firmas de retardo,  $\omega_0 = 2\pi/K$ ,  $K$  es el número de componentes de frecuencia del vector de observación y  $\tau$  indica un retardo temporal;

- hallar (422) un valor  $(\tilde{\tau}_0)$  de retardo en el cual dicha distribución de energía de señal supere un cierto umbral  $P_{th}$ , representando dicho valor  $(\tilde{\tau}_0)$  de retardo la estimación de la hora-de-llegada.

5 3. Procedimiento según cualquier reivindicación precedente, en el cual dicha etapa de hallar dicho valor  $(\tilde{\tau}_0)$  de retardo se efectúa evaluando exhaustivamente la distribución de energía de señal en una pluralidad de valores  $(\tau)$  del retardo de propagación.

4. Procedimiento según cualquier reivindicación de 1 a 2, en el cual dicha etapa de hallar dicho valor  $(\tau_0)$  de retardo se efectúa calculando las raíces de un polinomio.

5. Procedimiento según la reivindicación 4, en el cual dicho polinomio toma la forma de:

$$\sum_{k=1-K}^{K-1} k \mathbf{D}_k \rho^k = 0$$

10 donde  $\mathbf{D}_k = \sum_{l=1}^K \mathbf{R}_{l-k,l}$  es la suma de los elementos de la n-ésima diagonal de la matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación y  $\rho = e^{j\omega_0 \tau}$ , donde  $\omega_0 = 2\pi/K$ , y  $\tau$  es el retardo temporal.

6. Procedimiento según cualquier reivindicación precedente, en el cual la etapa de generar una pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia  $(Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1))$  a partir de la señal  $y(t)$  recibida se efectúa:

15 - dividiendo la señal  $y(t)$  recibida en una pluralidad de bandas, filtrando dicha señal recibida por filtros de paso de banda  $(25-1, \dots, 25-N)$  con respuesta de frecuencia aproximadamente Gaussiana;

- muestreando  $(28-1, \dots, 28-N)$  la salida de cada uno de los filtros de paso de banda, obteniendo por ello una pluralidad de muestras  $(S(0), S(1), \dots, S(N-1))$ ;

- a partir de dicha pluralidad de muestras  $(S(0), S(1), \dots, S(N-1))$ , construir un vector  $\mathbf{S}$  tal que  $\mathbf{S} = [S(0) S(1) \dots S(N-1)]$ ;

- a partir de dicho vector  $\mathbf{S}$ , crear un vector  $\mathbf{S}'$  tal que  $\mathbf{S}' = [S(N-1) S(N-2) \dots S(0)]$ ;

20 - crear un vector  $\mathbf{Y}$  que es la concatenación del vector  $\mathbf{S}$ , un vector de ceros de tamaño  $Q$ , donde  $Q \geq 1$ , y el vector  $\mathbf{S}'$ .

7. Dispositivo para estimar la hora-de-llegada de una señal  $y(t)$  recibida, que comprende:

- un medio para generar una pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia  $(Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1))$  a partir de la señal  $y(t)$  recibida;

estando el dispositivo **caracterizado porque** comprende:

25 - un medio (41) para estimar una matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación a partir de dicha pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia, configurado para calcular la siguiente ecuación:

$$\tilde{\mathbf{R}}_{YY}(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{s=1}^{N_s} \mathbf{Y}_{s,n} \mathbf{Y}_{s,n}^H$$

30 en donde  $n$  indica el n-ésimo intervalo de muestreo,  $N_s$  es el número de realizaciones observadas, e  $\mathbf{Y}_{s,n} = [Y_{s,n}(0) Y_{s,n}(1) \dots Y_{s,n}(K-1)]^T$  son los  $K$  componentes de frecuencia del vector de observación en la realización  $s$  y el intervalo  $n$  de muestreo;

- un medio (421) para calcular, a partir de dicha matriz  $\tilde{\mathbf{R}}_{YY}$  de correlación, un pseudo-periodograma con la siguiente ecuación:

$$P_n(\tau) = \mathbf{e}_\tau^H \tilde{\mathbf{R}}_{YY}(n) \mathbf{e}_\tau$$

35 en donde  $\mathbf{e}_\tau = [1 e^{j\omega_0 \tau} \dots e^{j\omega_0(K-1)\tau}]^T$  indica un vector de firmas de retardo,  $\omega_0 = 2\pi/K$ ,  $K$  es el número de componentes de frecuencia del vector de observación y  $\tau$  indica un retardo temporal;

- un medio (422) para hallar un valor  $(\tilde{\tau}_0)$  de retardo en el cual dicha distribución de energía de señal supere un cierto umbral  $P_{th}$ , representando dicho valor  $(\tilde{\tau}_0)$  de retardo la estimación de la hora-de-llegada.

8. Dispositivo para estimar la hora-de-llegada de una señal  $y(t)$  recibida, que es una señal de banda ultra-ancha de radio de impulso, comprendiendo dicho dispositivo:

5 - un medio para generar una pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia ( $Y(0), Y(1), \dots, Y(K-1)$ ) a partir de la señal  $Y(t)$  recibida;

estando el dispositivo **caracterizado porque** comprende:

- un medio (41) para estimar una matriz  $\tilde{R}_{YY}$  de correlación a partir de dicha pluralidad de muestras del dominio de la frecuencia, configurado para calcular la siguiente ecuación:

$$\tilde{R}_{YY}(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{s=1}^{N_s} Z_{s,n} Z_{s,n}^H$$

10

en donde  $n$  indica el  $n$ -ésimo intervalo de muestreo,  $N_s$  es el número de realizaciones observadas,

$$Z_{s,n} = [ Y_{s,n}^{(1)} \dots Y_{s,n}^{(N_p)} ]$$

es una matriz de diversidad, en donde  $N_p$  es el número de pulsos repetidos transmitidos, los elementos de  $Y_{s,n}^{(p)}$  son los componentes de frecuencia asociados al pulso  $p$  recibido en la realización  $s$  y el intervalo  $n$  de muestreo, y en donde  $p$  es un número natural que varía entre 1 y  $N_p$ ;

15 - un medio (421) para calcular, a partir de dicha matriz  $\tilde{R}_{YY}$  de correlación, un pseudo-periodograma con la siguiente ecuación:

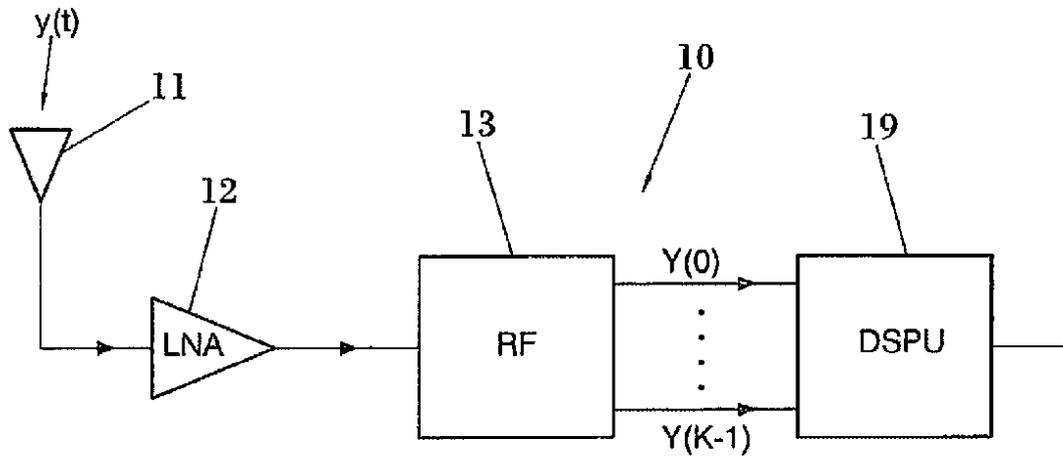
$$P_n(\tau) = \mathbf{e}_\tau^H \tilde{R}_{YY}(n) \mathbf{e}_\tau$$

en donde  $\mathbf{e}_\tau = [1 e^{j\omega_0\tau} \dots e^{j\omega_0(K-1)\tau}]^T$  indica un vector de firmas de retardo,  $\omega_0 = 2\pi/K$ ,  $K$  es el número de componentes de frecuencia del vector de observación y  $\tau$  indica un retardo temporal;

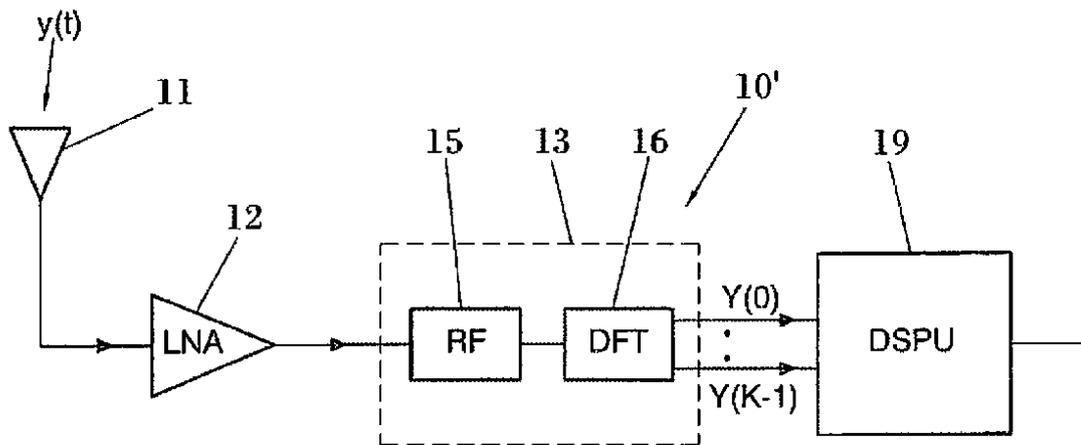
20 - un medio (422) para hallar un valor  $(\tilde{\tau}_0)$  de retardo en el cual dicha distribución de energía de señal supere un cierto umbral  $P_{th}$ , representando dicho valor  $(\tilde{\tau}_0)$  de retardo la estimación de la hora-de-llegada.

9. Un receptor (10, 10', 20, 30) que comprende al menos un dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones 7 u 8.

25 10. Un programa de ordenador que comprende medios de código de programa de ordenador, adaptados para realizar las etapas de cualquiera de los procedimientos según cualquiera de las reivindicaciones de a 1 a 6, cuando dicho programa es ejecutado en un ordenador, un procesador de señales digitales, una formación de compuertas programable in situ, un circuito integrado específico de la aplicación, un microprocesador, un microcontrolador, o cualquier otra forma de hardware programable.



**FIG. 1A**



**FIG. 1B**

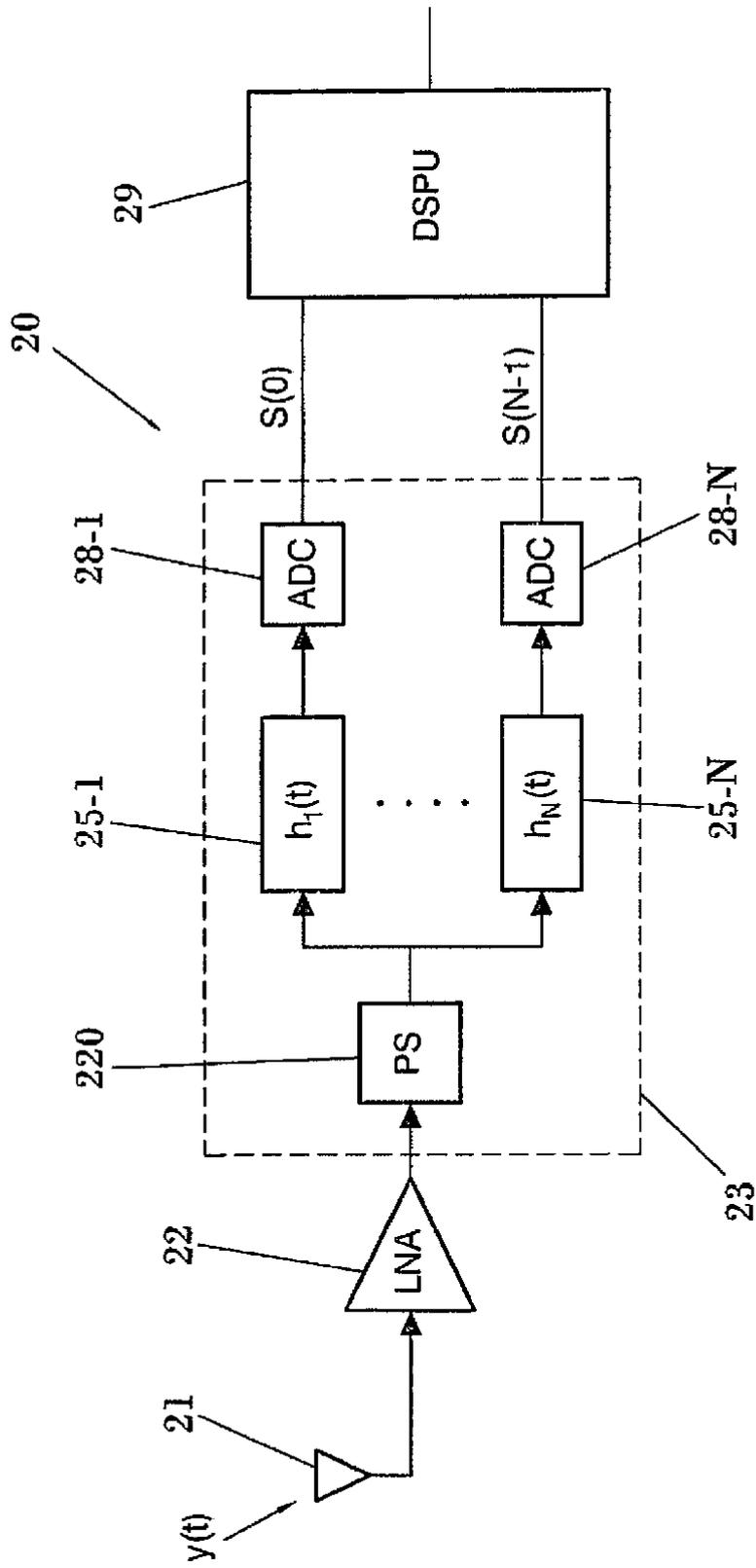


FIG. 2

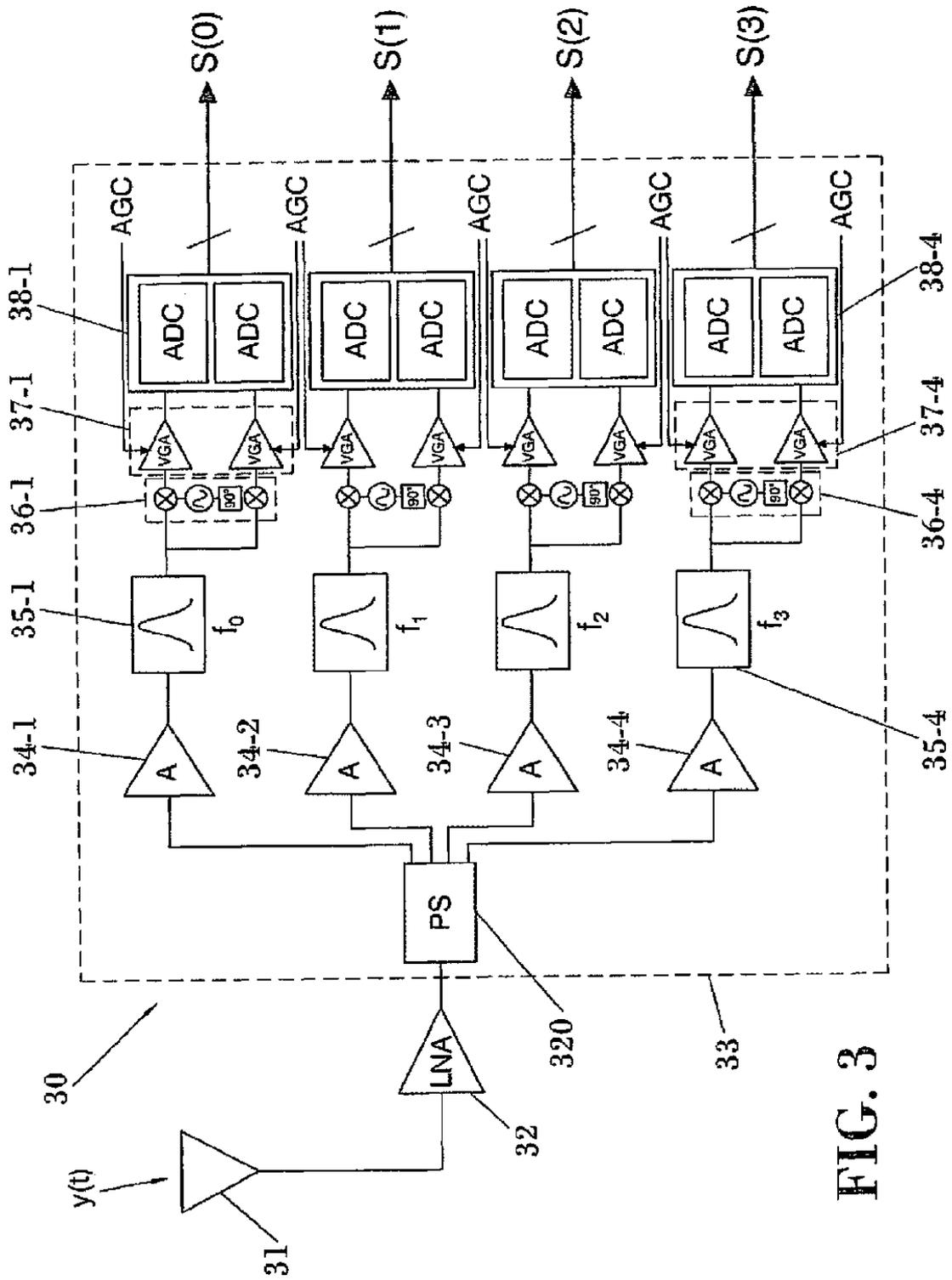


FIG. 3

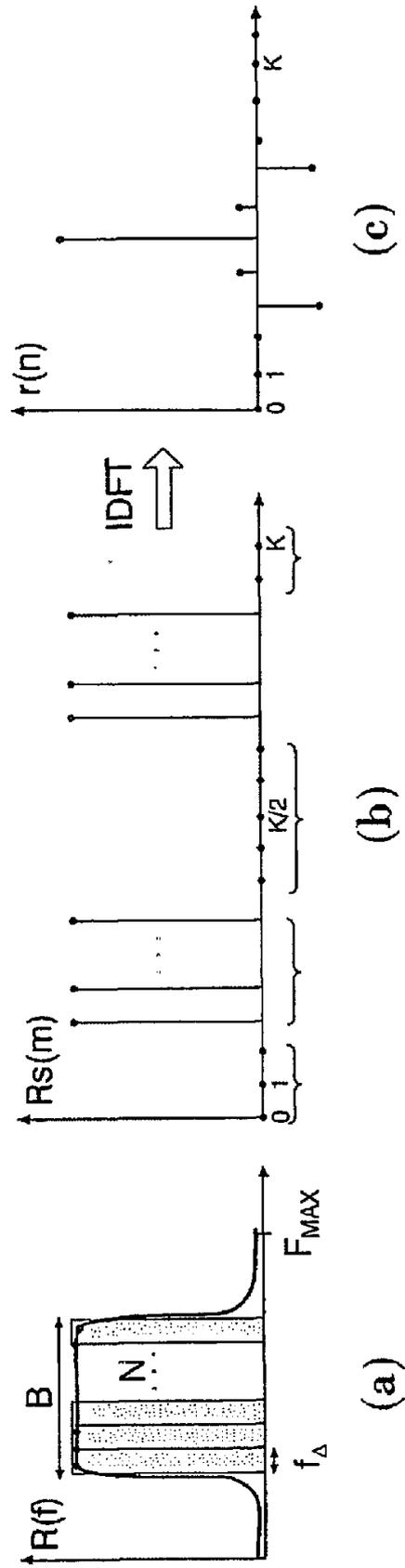
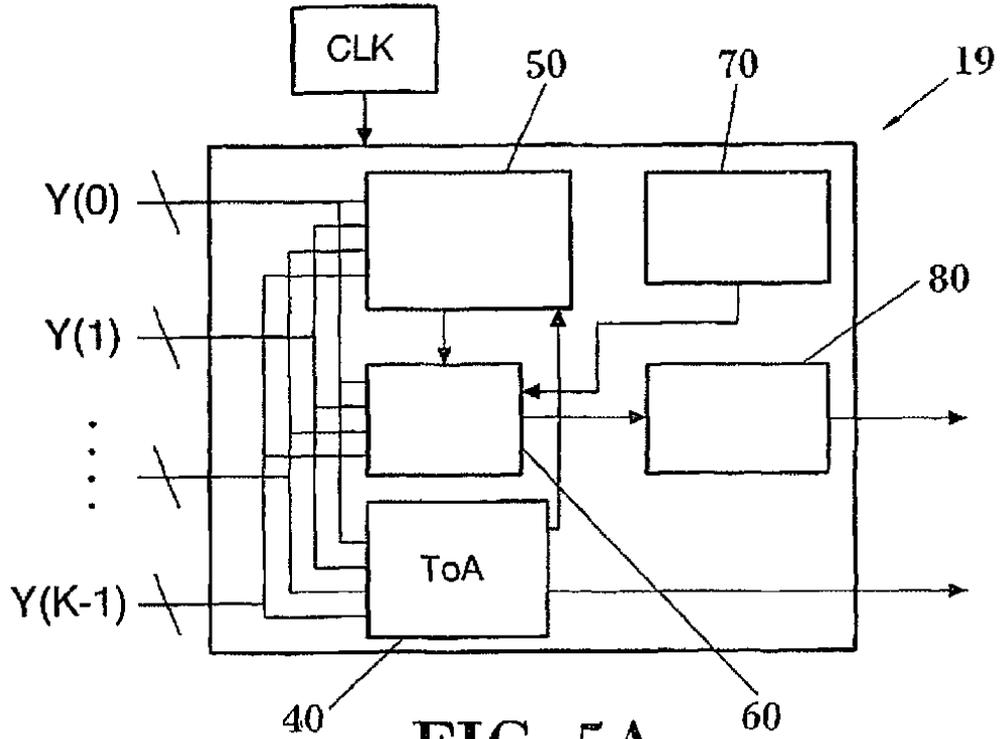
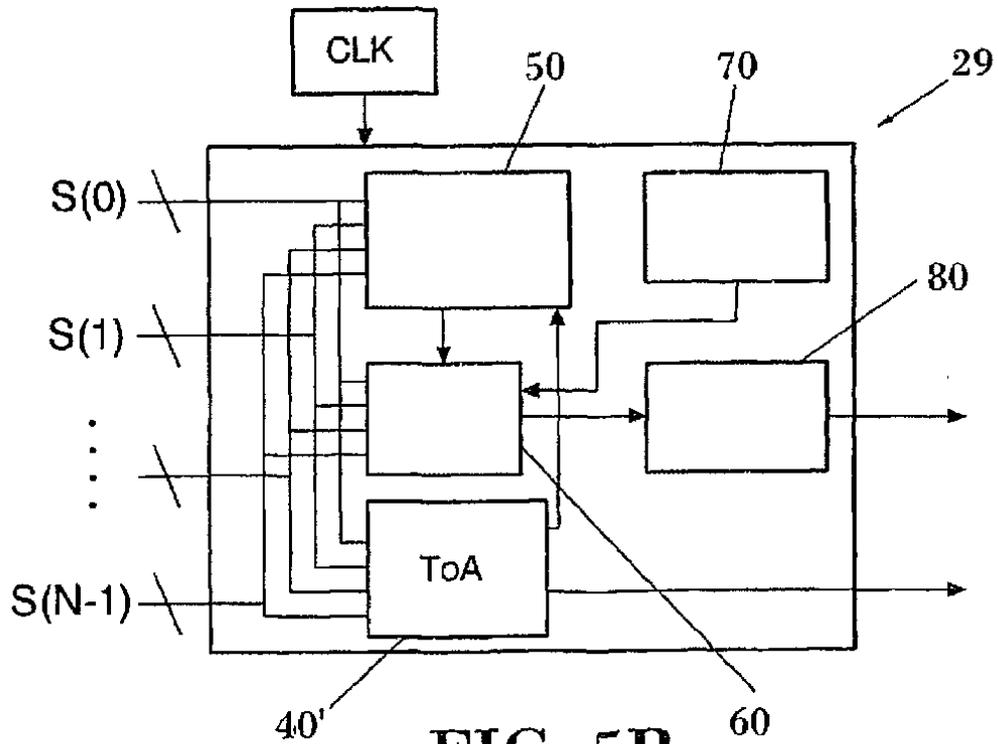


FIG. 4



**FIG. 5A**



**FIG. 5B**

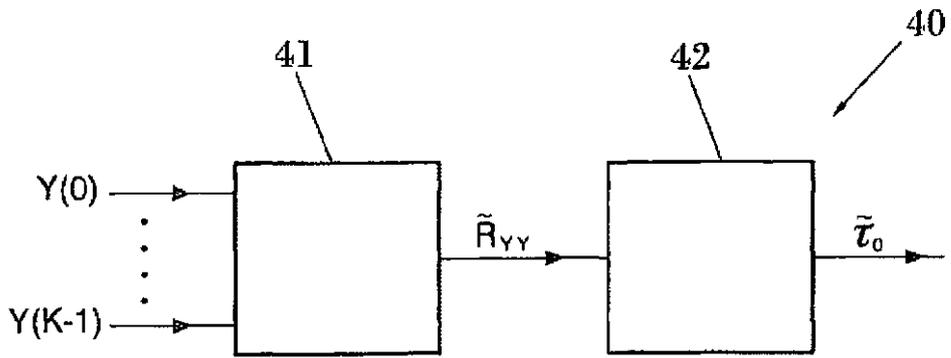


FIG. 6A

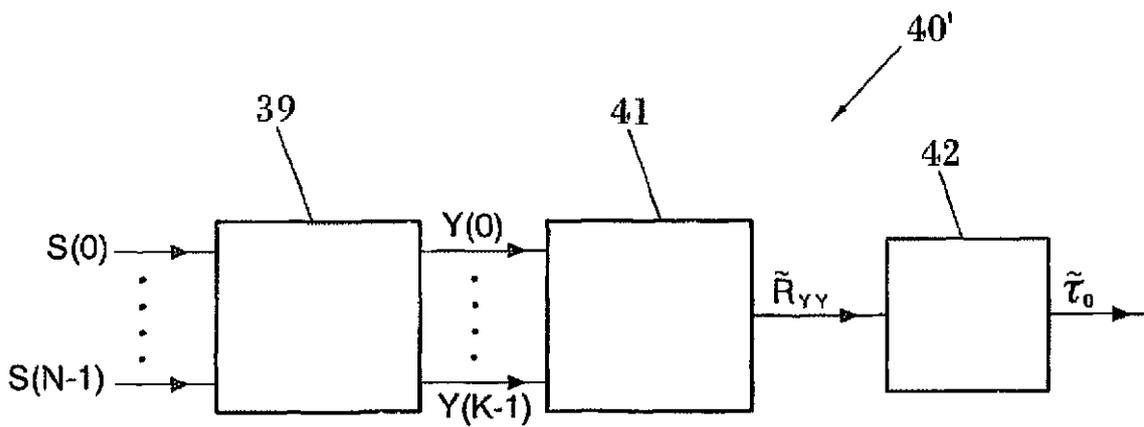


FIG. 6B

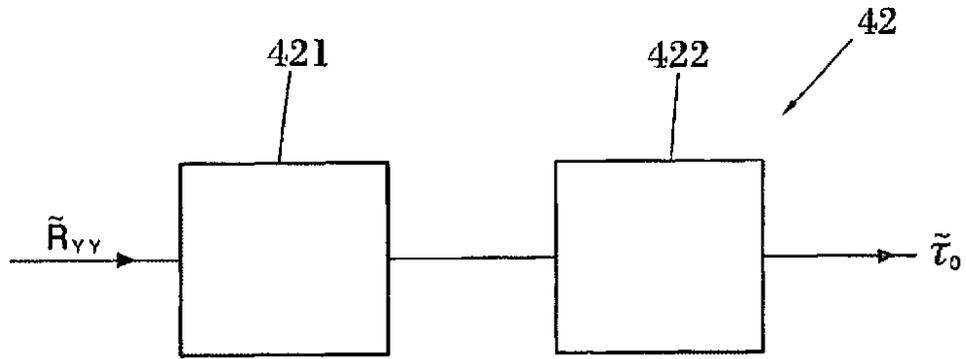


FIG. 7

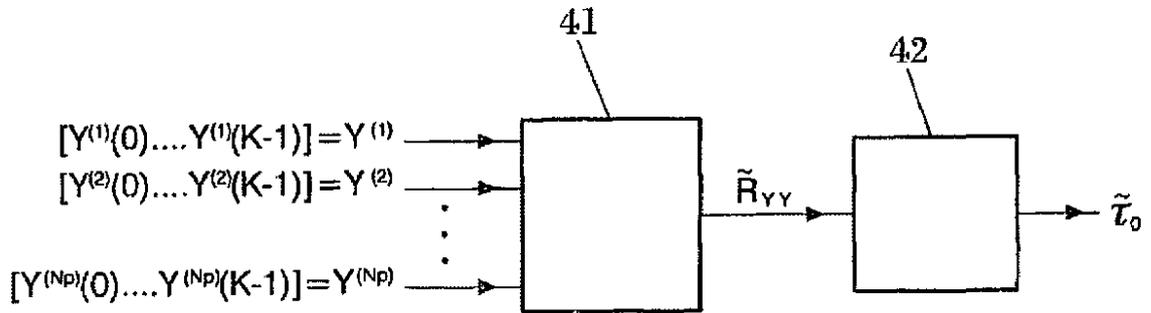


FIG. 8

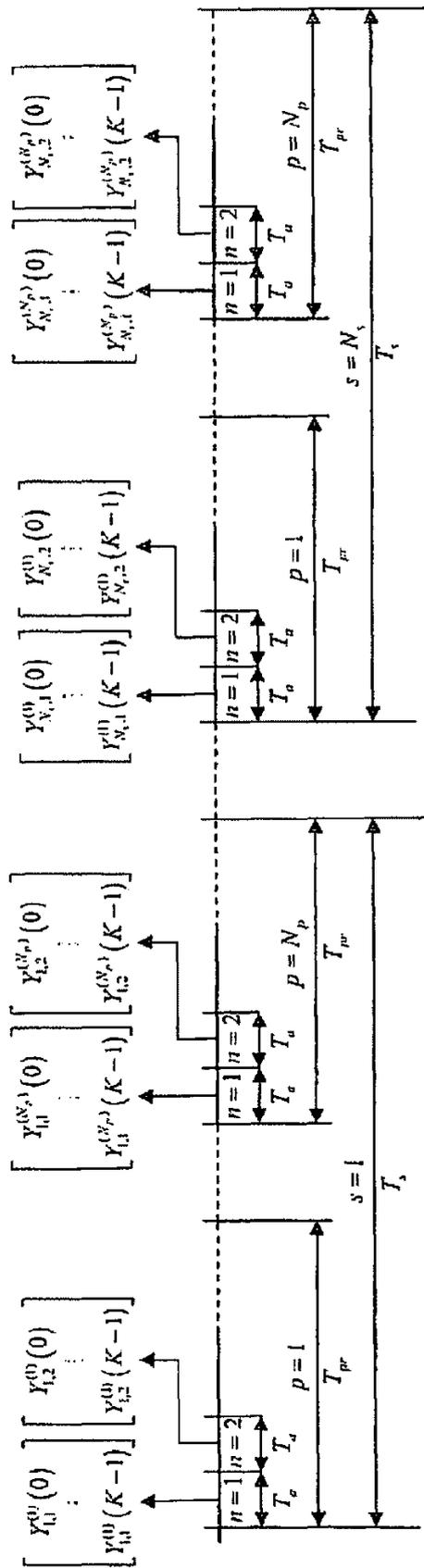


FIG. 9