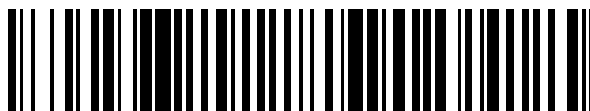


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 400 041**

51 Int. Cl.:

G01S 7/02 (2006.01)

G01R 23/12 (2006.01)

G01R 23/175 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.11.2009** **E 09752178 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.12.2012** **EP 2366117**

54 Título: **Receptor digital de banda ancha que comprende un mecanismo de detección de señales**

30 Prioridad:

16.12.2008 FR 0807070

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

05.04.2013

73 Titular/es:

THALES (100.0%)
45, rue de Villiers
92200 Neuilly-sur-Seine, FR

72 Inventor/es:

BRIAND, THIERRY

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 400 041 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

Receptor digital de banda ancha que comprende un mecanismo de detección de señales

La invención se refiere a un receptor digital de banda ancha que comprende un mecanismo de detección de señales.

Los receptores que tienen por objeto la detección de señales radioeléctricas, por ejemplo de tipo radar, deben ser capaces de controlar bandas anchas de frecuencia, en concreto, en el campo de las microondas. Deben poder detectar, por ejemplo, impulsos de señales radar. Estos impulsos pueden presentar modulaciones de tipo "chirp" (gorjeo) o de tipo código de fase, utilizando estos impulsos el radar para comprimir el impulso en la recepción. Los impulsos también pueden ser no modulados, si no es por la modulación todo o nada que define el impulso. Estos receptores tienen, entre otras cosas, la función de calcular la frecuencia (o frecuencias) de la señal (o señales) recibida así como su amplitud.

Aunque habitualmente intervienen tratamientos digitales en la arquitectura de estos receptores, las soluciones actuales que tienen la finalidad de calcular las frecuencias de las señales recibidas, designadas en la siguiente descripción por las siglas IFM ("Instantaneous Frequency Measurement", en inglés) ("Medida Instantánea de la Frecuencia"), se basan mayoritariamente en técnicas analógicas.

A modo de ejemplo, una solución existente que permite una medida instantánea de la frecuencia de la señal recibida se basa en la creación de un régimen de ondas estacionarias en una línea de propagación emprendida en uno de sus extremos por la señal y en el otro por la señal retardada. La periodicidad de los nodos y de los antinodos proporciona una medida tosca de la frecuencia de la señal recibida. La medida de la posición de los nodos y de los antinodos distribuidos a lo largo de esta línea proporciona una medida fina de la frecuencia de la señal recibida. Este tipo de IFM se denomina frecuencímetro de muestreo espacial.

Otra solución del estado de la técnica, que está muy difundida, es a base de auto-correlacionadores o de fasímetros. El principio es, en este caso, medir directamente la diferencia de fase ϕ inducida por una línea de retardo y deducir la frecuencia de ésta. Generalmente, son necesarias varias etapas, puestas en paralelo, para garantizar la banda de frecuencia y la precisión deseadas.

Los receptores que emplean estas soluciones utilizan funciones analógicas y, por lo tanto, se someten a desviaciones tales como variaciones de retardos en función de la temperatura, imperfecciones de medida de nivel o de desfase. Esto comporta una arquitectura voluminosa y un coste importante.

Más recientemente, una solicitud de patente francesa que se refiere a *un receptor digital de banda ancha de medida de frecuencia* presentada con el N° 06/01205 describe, a diferencia de los dos ejemplos anteriores, una manera de digitalizar la señal desde la entrada, y de efectuar todos los tratamientos de forma digital. La digitalización se realiza en una frecuencia de muestreo muy inferior al criterio de Shannon. Esto se traduce por una medida de frecuencia ambigua F_{medida} , también denominada frecuencia fina en la siguiente descripción, pudiéndose describir dicha frecuencia mediante la siguiente expresión:

$$F_{medida} = \pm(F_{real} - j \times F_e) + \delta F \quad (1)$$

en la que F_{real} es la frecuencia real de la señal recibida, j un entero positivo, F_e la frecuencia de muestreo del sistema y δF es el error de medida, debido principalmente a la relación señal a ruido.

Para suprimir esta ambigüedad, se utilizan N vías de medida en paralelo, con frecuencias de muestreo separadas. Las N medidas de frecuencia ambigua se asocian para suprimir dicha ambigüedad y obtener una medida de la frecuencia real de la señal incidente. Esta medida se denomina frecuencia final en el resto de la descripción.

Cuando se utiliza un dispositivo de medida de frecuencia instantánea, éste habitualmente se acopla con un segundo dispositivo cuyo objetivo es medir la amplitud. Esto permite en concreto detectar la presencia o la ausencia de señales, así como sus características asociadas. De hecho, las IFM funcionan en una gran dinámica. Ésta se obtiene gracias a la utilización de un amplificador limitador delante del dispositivo y suprime cualquier información de nivel. Este tipo de IFM no posee, por lo tanto, capacidad propia de detección de la envoltura de los impulsos de señal recibidos. Es por ello que habitualmente se asocia a un dispositivo de medida de nivel, por ejemplo de tipo DLVA, por sus siglas en inglés "Detector Logarithm Video Amplifier" ("Amplificador de Video con Detector Logarítmico"). Este último proporciona una información complementaria sobre la amplitud de la señal (o señales) recibida y permite en concreto validar o invalidar la medida de la frecuencia producida por la IFM, así como calcular la envoltura de las señales recibidas. La adición de un dispositivo de este tipo conlleva de hecho un tamaño y un coste más importantes.

El documento US 7266465 B1 divulga un receptor que comprende una IFM digital y un indicador de coherencia de las medidas de frecuencia.

Un objetivo de la invención es, en concreto, minimizar los inconvenientes citados anteriormente. Este objetivo se realiza por medio del receptor definido en la reivindicación 1.

A tal efecto, la invención tiene por objeto un receptor digital hiperfrecuencia de banda ancha que comprende al menos una antena, un amplificador y un dispositivo IFM digital de medida de la frecuencia de la señal (o señales) recibida. Un indicador de coherencia de las medidas de frecuencia se calcula mediante el receptor, analizando los valores que adquieren dichas medidas obtenidas en dos transformadas consecutivas, y la presencia de impulsos de señal en la entrada del receptor se detecta cuando dicho indicador señala la coherencia de al menos una medida de frecuencia.

La envoltura del impulso (o impulsos) recibido se calcula utilizando al menos el indicador de coherencia y las medidas de frecuencia calculadas por la IFM.

Las señales recibidas por el receptor son, por ejemplo, impulsos radar.

De acuerdo con un aspecto de la invención, el indicador de coherencia es un indicador binario.

De acuerdo con un modo de realización, el receptor asocia un impulso de señal detectado en una pista de detección, definiéndose una pista de detección mediante un valor de frecuencia F_{actual} y una separación de frecuencia Δ_{detec} . Una medida de frecuencia se asocia a dicha pista cuando ésta pertenece al intervalo de frecuencia $F_{\text{actual}} \pm \Delta_{\text{detec}}$.

Se detectan unos impulsos de señal distintos que se solapan temporalmente, por ejemplo, manteniendo simultáneamente abiertas varias pistas de detección.

De acuerdo con otro aspecto de la invención, el tiempo de llegada TOA, sigla procedente de la expresión inglesa "Time of Arrival" ("Tiempo de Llegada"), de un impulso detectado, corresponde al tiempo de apertura de la pista de detección asociada a dicho impulso.

La amplitud LI de un impulso detectado puede determinarse por la diferencia entre el tiempo de la última medida asignada a esta pista y el tiempo de apertura de la pista de detección asociada a dicho impulso.

La pista (o pistas) de detección abierta en un instante dado, por ejemplo, se cierra cuando un número predefinido de medidas de frecuencia se considera sucesivamente incoherente.

El receptor, de acuerdo con la invención, en concreto, tiene como ventaja poder detectar la presencia y la envoltura de una o varias señales, aprovechando los resultados de las operaciones realizadas por la IFM digital. Esto permite tener una arquitectura de receptor que no necesita ningún dispositivo de medida de nivel y reduce, por lo tanto, la complejidad de dicho receptor y, por consiguiente, su coste.

Otras características y ventajas de la invención se pondrán de manifiesto con la ayuda del resto de la descripción, proporcionada a modo ilustrativo y no limitativo, realizada en relación a los dibujos adjuntos entre los que:

- la figura 1 proporciona un ejemplo de un impulso de señal y sus características;
- la figura 2 presenta un ejemplo de receptor digital de banda ancha que comprende un mecanismo de medida de la frecuencia y un mecanismo de detección de envoltura;
- la figura 3 presenta un ejemplo de diagrama que detalla las diferentes etapas que conllevan la detección y la adquisición de la envoltura de los impulsos recibidos;
- la figura 4 ilustra gráficamente el caso en el que se superponen dos impulsos de señal.

La figura 1 proporciona un ejemplo de un impulso 100 de señal y sus características. El receptor de banda ancha, de acuerdo con la invención, en concreto tiene por objetivo detectar impulsos de señales hiperfrecuencia. Esta detección puede realizarse, por ejemplo, en dos tiempos. En un primer tiempo, el receptor que contiene una IFM digital se asegura de la presencia de uno o de varios impulsos de recepción, verificando la coherencia de las medidas de frecuencia. La noción de coherencia de las medidas se detalla más adelante en la descripción. En un segundo tiempo, las características del impulso se adquieren con el análisis de las medidas. En la figura 1 se representa un ejemplo de impulso de señal en el campo temporal. En este ejemplo, el impulso corresponde a una senoide pura, es decir, una señal sin modular, recibida en el tiempo t_1 y que termina en el tiempo t_2 .

Los parámetros asociados al impulso, que la invención busca calcular, son en concreto el tiempo de llegada del impulso, habitualmente designado por la sigla TOA, que viene de la expresión inglesa "Time of Arrival" ("Tiempo de Llegada"), la amplitud de impulso designada por la sigla LI y la frecuencia central de la señal que compone dicho impulso.

El tiempo de llegada del impulso TOA corresponde al tiempo t_1 . La amplitud LI 100 de impulso se define por la diferencia entre el tiempo de fin del impulso t_2 y el tiempo de llegada del impulso t_1 , o sea, $LI = t_2 - t_1$.

El impulso también puede caracterizarse por la frecuencia 101 central de la señal contenida en dicho impulso, y cuando éste se modula, por unos parámetros de modulación de frecuencia y de fase.

El conjunto de estos parámetros característicos de un impulso componen lo que se denomina envoltura del impulso en la presente descripción.

La figura 2 presenta un ejemplo de receptor digital de banda ancha, de acuerdo con la invención, que comprende un circuito 200, 201 de radiofrecuencia de recepción, un dispositivo 214 de medida IFM de frecuencia y un dispositivo 213 de detección de envoltura. El receptor comprende al menos una antena 200 de recepción. La señal (o señales) recibida por dicha antena 201 se amplifica y luego se distribuye por N vías de tratamiento digitales. En cada vía, la señal puede, por ejemplo, digitalizarse en 1 bit por una alternancia 202, 203 cuyo ancho de banda cubre el campo de la banda a tratar. Las N frecuencias de muestreo anotadas de $F_{e,1}$ a $F_{e,N}$ se seleccionan por debajo del criterio de muestreo de Shannon y ligeramente separadas entre sí. En otras palabras, si $F_{m\acute{a}x}$ es la frecuencia máxima de la señal (o señales) que hay que recibir, las N frecuencias de muestreo se seleccionan inferiores a $2 \times F_{m\acute{a}x}$.

Cada vía de tratamiento comprende un frecuencímetro 204, 205 digital, cuya salida es una medida de frecuencia ambigua de la señal recibida, tal y como se ha expresado anteriormente mediante la ecuación (1). Estos frecuencímetros digitales realizan transformadas 207, 208 de Fourier discretas, habitualmente designadas por la siglas TFD, y se efectúan en moco continuo con un recubrimiento temporal, por ejemplo, de un 50%. Se efectúa una detección máxima en cada resultado TFD_i de transformada, designando i el índice temporal de dichas transformadas. Entonces, está disponible una medida de frecuencia, denominada tosca indicada como $FG_{k,i}$. La resolución de frecuencia $R(FG_{k,i})$ de esta medida puede expresarse utilizando la siguiente expresión:

$$R(FG_{k,i}) = \frac{F_{e,k}}{N_{pt_TFD_k}} \quad (2)$$

en la que $N_{pt_TFD_k}$ es el número de puntos de la transformada de Fourier discreta para la vía de tratamiento número k y $F_{e,k}$ es la frecuencia de muestreo utilizada para esta misma vía.

Las medidas se emiten periódicamente cada τ segundos, pudiendo expresarse τ por:

$$\tau = \frac{N_{pt_acq_k}}{2 \times F_{e,k}} \quad (3)$$

en la que $N_{pt_acq_k}$ representa el número de puntos de adquisición de la señal utilizada en la vía k.

La precisión de la medida de frecuencia obtenida en este estado es insuficiente con respecto a la precisión requerida.

El circuito 209, 210 de tratamiento siguiente tiene por objeto someter a ensayo la coherencia de la frecuencia FG_i tosca obtenida en 2 transformadas consecutivas y, si procede, calcular la frecuencia fina. Un criterio de coherencia, por ejemplo, es verificar si la separación entre $FG_{k,i}$ y $FG_{k,i-1}$ es superior a una raya de la TFD. Si éste es el caso, la vía k se considera incoherente y la medida de índice i de la vía k se invalida. En el caso contrario, la vía se considera coherente y la medida se valida y el valor de la medida es el resultado del cálculo de la frecuencia fina.

El cálculo de la frecuencia fina se basa en la diferencia de fase entre dos TFD consecutivas. Estas dos TFD se efectúan en dos soportes de integración desfasados en un tiempo τ . En el caso de una senoide pura, es decir, de una señal sin modular, éstas presentan una diferencia de fase que se puede expresar con la ayuda de la expresión siguiente:

$$\Delta\phi = 2 \times \pi \times F_{medida} \times \tau \quad (4)$$

El desfase se mide módulo 2π . Esta ambigüedad se suprime mediante la medida de frecuencia tosca.

Las N vías funcionan en paralelo y están sincronizadas, es decir, que las secuencias de adquisición tienen la misma duración, o sea, $2 \times \tau$ con un recubrimiento de un 50%, y son simultáneas en las N vías. Para obtener esta sincronización, el valor de τ es el mismo en las N vías. Los desfases de frecuencia de muestreo se compensan por valores del número de punto de adquisición seleccionados ligeramente diferentes en cada vía, o sea

$$\frac{N_{pt_acq_k}}{2 \times F_{e,k}} = \tau = Cte \quad \text{para cualquier } k.$$

Los cálculos TFD pueden realizarse bien en el mismo número de puntos que N_{acq_k} , lo que necesita unos algoritmos particulares, bien en un número de puntos superior para alcanzar el valor de 2^n superior para llenarlo con ceros. De ese modo, es posible utilizar los algoritmos clásicos de transformada de Fourier rápida, conocida por las siglas FFT, que hacen referencia a la expresión anglosajona "Fast Fourier Transform" ("Transformada de Fourier Rápida").

Dado que las N vías de tratamiento proporcionan unas medidas de frecuencia recibidas, con la salvedad de una ambigüedad, es necesario añadir un mecanismo que permita obtener una medida fiable. Para ello, se puede utilizar un dispositivo 206 de supresión de ambigüedad.

En una vía, si se satisface el ensayo de coherencia (estabilidad de la frecuencia tosca), está disponible una medida de frecuencia fina. En función del número de vías coherentes, están disponibles 0 a N medidas de frecuencia fina en la entrada del dispositivo 206 de supresión de ambigüedad. Para un valor de $F_{\text{máx}}$ muy grande ante F_e y un plan de frecuencia adaptado (selección de los $F_{e,k}$), tres medidas finas correctas permiten suprimir la ambigüedad. El objetivo de la supresión de la ambigüedad es proporcionar sólo buenas medidas de la frecuencia real. Es posible que una medida de frecuencia fina sea errónea, por ejemplo, cuando la relación señal de ruido es muy débil o en presencia de señales perturbadoras. Es posible seleccionar $N > 3$, por ejemplo $N = 4$, y se pueden colocar unos criterios de rechazo con el fin de eliminar las medidas que pueden ser falsas. Entonces, la idea es establecer una redundancia que permita detectar y corregir algunos casos de error, en estos casos, la medida final se declara coherente, o bien detectar algunos casos de error sin poderlos corregir, en estos casos, la medida final se declara incoherente. En el marco de esta redundancia, se selecciona no dar preferencias a una vía en vez de a otra. A modo de ejemplo, si $N = 4$, puede decidirse declarar la medida final incoherente, si menos de tres vías son coherentes. Cuando al menos tres vías son coherentes, entonces hay que suprimir las ambigüedades en las medidas de frecuencia finas proporcionadas por estas vías coherentes.

Para una medida ambigua en una vía, existen varias frecuencias de entrada posibles $F_{k,i}^P$. Es lo que indica la expresión siguiente:

$$F_{k,i}^P = \pm FF_{k,i} + jx F_{e,k} \quad (5)$$

en la que j es un entero positivo y $FF_{k,i}$ es la frecuencia medida a nivel de la vía k y está comprendido entre 0 y $F_{e,k}/2$.

El número de posibilidades es función de la tasa de submuestreo y, por lo tanto, de la selección de las frecuencias de muestreo $F_{e,k}$ para cada rama. El principio de la supresión de ambigüedad es, por ejemplo, buscar entre estas frecuencias posibles $F_{k,i}^P$, las candidatas que presentan unas separaciones entre vías inferiores a un umbral proporcionado. Por ejemplo, si hay 3 vías coherentes, se busca un triplete entre las frecuencias posibles. Estando disponible un valor $F_{k,i}^P$ por vía, el triplete debe presentar unas separaciones entre vías inferiores a un umbral. Cuando se encuentra un triplete de este tipo, la medida de la frecuencia fina se declara coherente y el valor 211 proporcionado al final es la media de las tres candidatas aceptadas. Si ningún triplete satisface este criterio, la medida de la frecuencia final se declara incoherente. Un indicador 212 de coherencia de la medida puede presentarse al final del dispositivo de supresión de ambigüedad en paralelo al valor de frecuencia final medida.

Cuando las N vías son coherentes, es posible que, a pesar de todo, una vía pueda ser falsa. Para mejorar la fiabilidad de la medida de frecuencia fina, es posible añadir un mecanismo de seguridad basado en la verificación de un criterio de fiabilidad. Utilizando un ejemplo en el que $N = 4$ y en el que las cuatro vías se consideran coherentes, entonces puede efectuarse una búsqueda de cuatro tripletes entre las frecuencias posibles $F_{k,i}^P$ que presentan unas separaciones entre vías inferiores a un umbral de fiabilidad.

Si los 4 tripletes respetan el criterio de fiabilidad, lo que de hecho lleva a encontrar de nuevo un grupo de 4 frecuencias posibles que presentan unas separaciones entre vías inferiores al umbral de fiabilidad, la medida final se declara coherente y la medida proporcionada es la media de las cuatro candidatas aceptadas.

Si un solo triplete respeta este criterio, la medida final se declara coherente y la medida proporcionada es la media de las 3 candidatas de este triplete. Esto lleva a considerar de nuevo que la vía que no ha contribuido a este triplete es falsa. En los otros casos, la medida final se declara incoherente.

Pueden distinguirse unos casos particulares para algunas frecuencias denominadas frecuencias particulares. Por ejemplo, si F_{real} es próxima a $jx(F_{e,k}/2)$ en una vía, entonces la fase de la TFD ya no es representativa de la señal. La frecuencia final procedente de esta fase no mejora la precisión en esta vía. La precisión se reduce a la resolución de la TFD. Para limitar el error en la frecuencia final, cuando una vía está cerca de $jx(F_{e,k}/2)$, la medida en esta vía participa en la supresión de ambigüedad, pero no participa en el cálculo de la media para la medida final.

Para las otras frecuencias particulares, en concreto cuando F_{real} está cerca de $jx F_{e,k}/2 + F_{e,k}/4$, $jx F_{e,k}/2 + F_{e,k}/6$ o $jx F_{e,k}/2 + F_{e,k}X(2/6)$, la fase de la TFD y, por lo tanto, el cálculo de la frecuencia fina se perturba, pero en menor medida. Entonces, no es indispensable realizar un tratamiento particular para estas frecuencias, ya que la media con las otras vías da un error lo suficientemente fiable en la medida final.

Con el fin de analizar las propiedades de los impulsos de señal, puede aplicarse un dispositivo 213 de detección que explota los valores 211 de medidas de frecuencia en paralelo con las informaciones 212 de coherencia. El funcionamiento de este último se describe con la ayuda de los ejemplos de las figuras 3 y 4.

Las funciones realizadas por las N vías 204, 205 de cálculos de frecuencia, por los dispositivos 206 de supresión de ambigüedad y por el dispositivo 213 de detección pueden implantarse, por ejemplo, al menos en un circuito programable de tipo FPGA.

La figura 3 presenta un ejemplo de diagrama que detalla las diferentes etapas de cálculo que conllevan la detección de impulsos. La detección de presencia se basa en concreto en el indicador de coherencia y en el valor de las medidas de frecuencia disponibles al finalizar la IFM digital. El indicador de coherencia, representado por ejemplo en forma booleana con '1' que significa que la medida es coherente y '0' que la medida es incoherente, está disponible al finalizar la IFM digital presentada en la figura 2. Se puede asociar a un mecanismo de seguimiento sobre la frecuencia cuyo objetivo es detectar la envoltura de los impulsos potencialmente recibidos. En el marco de esta descripción, el término seguimiento significa búsqueda de pista, en este caso siendo una pista, por ejemplo, un impulso radar. Este mecanismo de seguimiento, en concreto, tiene como objetivo detectar la envoltura del o de los impulsos que presentan una relación suficiente de señal de ruido. También tiene por objeto separar los impulsos que se solapan temporalmente.

El mecanismo de seguimiento, de acuerdo con la invención, se basa en concreto en varias observaciones:

- en ausencia de señal, es decir, únicamente con ruido térmico, la medida de frecuencia es casi sistemáticamente incoherente;
- en presencia de una señal que presenta una relación suficiente de señal a ruido, la medida de frecuencia es casi sistemáticamente coherente;
- en presencia de varias señales simultáneas, con una separación de nivel suficiente y una relación suficiente de señal de ruido para la más fuerte de ellas, la medida es casi sistemáticamente coherente y corresponde a la señal más fuerte.

A continuación, se formula un ejemplo de algoritmo de seguimiento. Las medidas se emiten al ritmo de τ . Para cada medida 300 recibida, se verifica su coherencia 301 con el fin de contar sólo con las medidas fiables. Con la aparición de una medida coherente, se pone a cero un contador 310 de mantenimiento y se verifica si la medida 304 incidente puede asociarse a una pista abierta. Esta asociación se hace, por ejemplo, con un criterio de separación de frecuencia con respecto a un valor corriente de la pista. Si hay asociación, la pista 307 en cuestión se actualiza. Si no hay asociación posible con una de las pistas abiertas o bien si no hay pistas abiertas, se crea una nueva pista 305.

Con la aparición de una medida incoherente, el contador 311 de mantenimiento se incrementa y se verifica si se alcanza un valor 302 de tiempo de mantenimiento. Si éste es el caso, para cada pista abierta, se verifica que un número mínimo 312 de medidas está disponible. En este caso, la pista se considera como un impulso, entonces, dicho impulso se caracteriza y se emite un descriptor 313 de impulso con sus características. Cuando se alcanza el tiempo de mantenimiento, haya habido o no emisión de descriptor de impulso, todas las pistas 303 están cerradas.

De este modo, también es posible rechazar falsas alarmas aisladas, incluso si este caso no se representa en la figura.

Además, este procedimiento permite cierta tolerancia de los agujeros de detección. Un agujero de detección corresponde a una situación en la que las medidas consideradas incoherentes aparecen, a pesar de la presencia de una o varias señales en la entrada del receptor. Es, por ejemplo, el caso en presencia de una señal de débil relación con una señal de ruido o en presencia de dos señales con el mismo nivel de potencia.

A modo de ejemplo, una pista interrumpida por la abertura de una nueva pista se mantiene abierta. De este modo, se trata el caso de impulsos largos de nivel débil interrumpidos por un impulso corto de más fuerte nivel. Este caso se ilustra con la ayuda de la figura 4.

La figura 4 ilustra gráficamente un ejemplo en el que se superponen dos impulsos de señal. La primera curva 400 representa la evolución temporal de la amplitud A de una porción de señal tal y como la percibe el receptor. En este ejemplo, se presentan dos impulsos. La porción de señal se puede analizar identificando varias franjas temporales anotadas T_1 a T_5 . Durante la primera franja T_1 ninguna señal útil está presente. La señal percibida por el receptor corresponde en concreto al ruido térmico del receptor. Se recibe un primer impulso de señal durante las tres franjas temporales siguientes T_2 , T_3 y T_4 . En el ejemplo, este impulso corresponde a una senoide de frecuencia F_1 y de amplitud A_1 . Un segundo impulso sinusoidal de frecuencia F_2 y de amplitud A_2 , con $A_2 > A_1$, también está presente durante la tercera franja temporal T_3 . Por lo tanto, este segundo impulso se recibe al mismo tiempo que una parte del primer impulso y es preponderante con respecto a éste gracias a su amplitud. La última franja T_5 no comporta señales útiles y posee las mismas propiedades que la primera franja T_1 .

La segunda curva 401 representa la evolución del indicador de coherencia anteriormente definido. Durante las franjas T_1 y T_5 , los cálculos de frecuencia se consideran incoherentes y, por consiguiente, la información booleana de coherencia adquiere el valor '0'. Durante las franjas T_2 , T_3 y T_4 , está presente una señal útil y los cálculos proporcionados por la IFM digital se consideran coherentes. El indicador de coherencia adquiere entonces el valor '1'.

La tercera curva 402 representa en forma de cruz los valores de frecuencia calculados por el receptor de banda ancha considerada para efectuar la detección de envoltura de los impulsos, de acuerdo con la invención. Durante las franjas T_1 y T_5 , el indicador de coherencia se encuentra a '0', no se proporcionan medidas de frecuencia. Al contrario, durante las franjas T_2 , T_3 y T_4 , el indicador de coherencia se encuentra a '1' y los valores de los cálculos

de frecuencia se tienen en cuenta para la detección de la envoltura de los impulsos. Durante las franjas T_2 y T_4 , sólo se recibe la señal correspondiente al primer impulso. Por lo tanto, las medidas de frecuencia se asociarán a una pista de detección. Esta pista puede definirse por un valor de frecuencia F_{actual} y una separación de frecuencia Δ_{detec} , asociando una medida de frecuencia fina a dicha pista cuando ésta pertenece al intervalo de frecuencia $F_{\text{actual}} \pm \Delta_{\text{detec}}$. Para esta pista de detección, los cálculos de frecuencia están cerca de la frecuencia F_1 , con la salvedad de un error de cálculos. Durante la franja T_3 , están presentes las dos señales correspondientes a los dos impulsos pero, como se ha indicado anteriormente, el segundo impulso es preponderante. Los cálculos de frecuencia disponibles, entonces, están cerca de F_2 , con la salvedad de un error. Estas medidas se asocian entonces a una segunda pista de detección. Son estos cálculos de frecuencia los que se utilizarán con el fin de calcular la envoltura de estos dos impulsos, por ejemplo, con la ayuda del procedimiento descrito usando la figura 3. Entonces, el resultado obtenido es:

- para el primer impulso, $\text{TOA} = t_2$ y $\text{LI} = t_5 - t_2 = T_2 + T_3 + T_4$. La frecuencia calculada es igual a F_1 , con la salvedad de un error de cálculo;
- para el segundo impulso, $\text{TOA} = t_3$ y $\text{LI} = t_4 - t_3 = T_3$. La frecuencia calculada es igual a F_2 , con la salvedad de un error de cálculo.

En este ejemplo, los resultados de la detección de la envoltura se centran en la frecuencia, en el parámetro TOA y en la amplitud LI del impulso para cada impulso, pero el receptor puede contener también medios para calcular los parámetros de modulación cuando se modulan los impulsos detectados.

REIVINDICACIONES

1. Receptor digital de hiperfrecuencia de banda ancha que comprende al menos una antena (200), un amplificador (201), un dispositivo (214) IFM digital de medida de la frecuencia de la señal (o señales) recibida, estando el receptor **caracterizado porque** se calcula un indicador (212) de coherencia de las medidas de frecuencia, analizando los valores que adquieren dichas medidas obtenidas en dos transformadas de Fourier consecutivas y porque la presencia de impulsos de señal en la entrada del receptor (213) se detecta cuando dicho indicador (212) señala la coherencia de al menos una medida de frecuencia.
2. El receptor de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque** la envoltura del impulso (o impulsos) recibido se calcula utilizando al menos el indicador (212) de coherencia y las medidas (211) de frecuencia calculadas por la IFM.
3. El receptor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 ó 2, **caracterizado porque** las señales recibidas son impulsos radar.
4. El receptor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** el indicador (212) de coherencia es un indicador binario.
5. El receptor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** asocia un impulso de señal detectada con una pista de detección, definiéndose una pista de detección por un valor de frecuencia F_{actual} y una separación de frecuencia Δ_{detec} , asociándose una medida de frecuencia a dicha pista cuando ésta pertenece al intervalo de frecuencia $F_{\text{actual}} \pm \Delta_{\text{detec}}$.
6. El receptor de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado porque** manteniendo simultáneamente abiertas varias pistas de detección se detectan impulsos de señal distintos que se solapan temporalmente.
7. El receptor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 5 ó 6, **caracterizado porque** el tiempo de llegada TOA de un impulso detectado corresponde al tiempo de apertura de la pista de detección asociada a dicho impulso.
8. El receptor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7, **caracterizado porque** la amplitud LI de un impulso detectado se determina por la diferencia entre el tiempo de la última medida asignada a esta pista y el tiempo de apertura de la pista de detección asociada a dicho impulso.
9. El receptor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 5 a 8, **caracterizado porque** la pista (o pistas) de detección abierta en un instante dado se cierra cuando un número predefinido de medidas de frecuencia se consideran sucesivamente incoherentes.

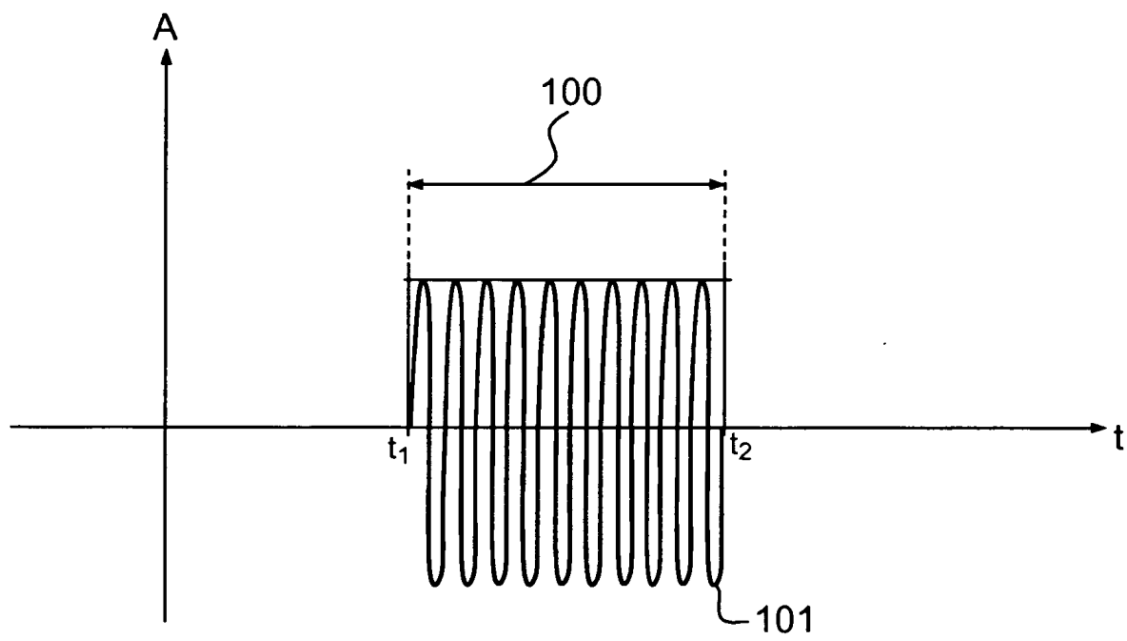


FIG.1

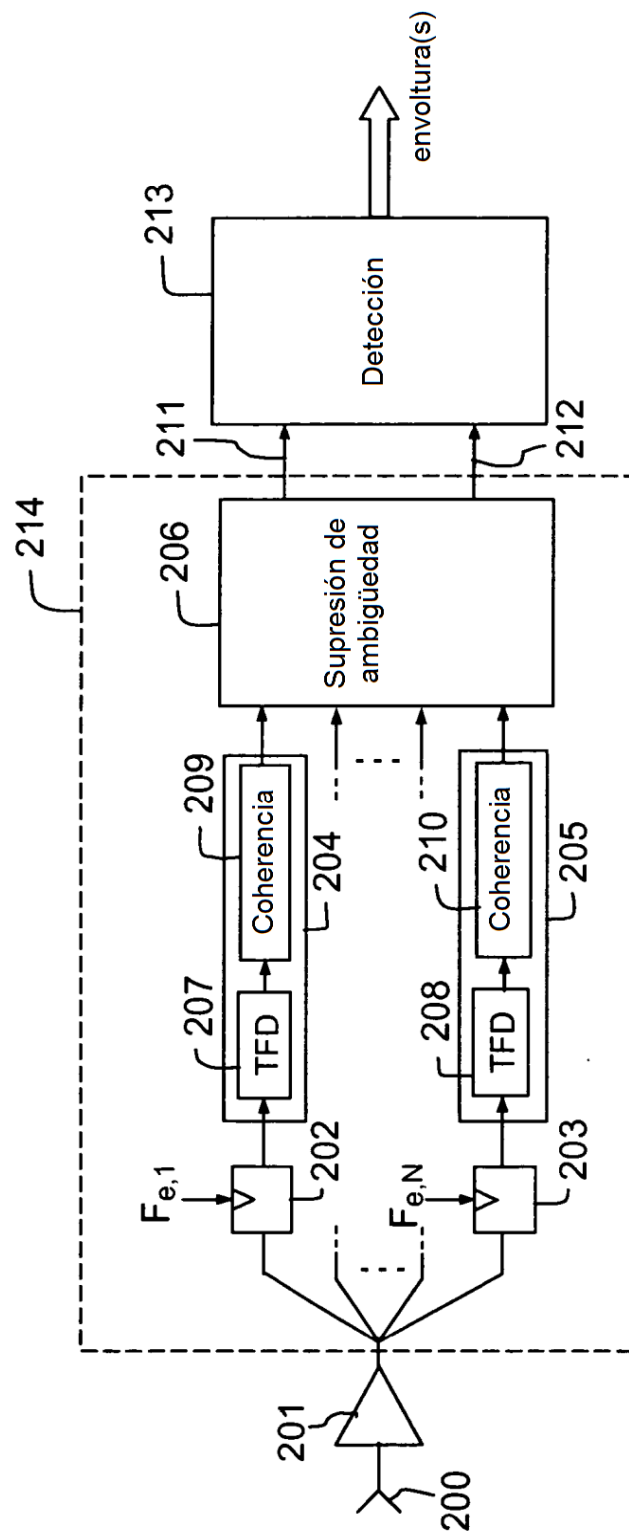


FIG.2

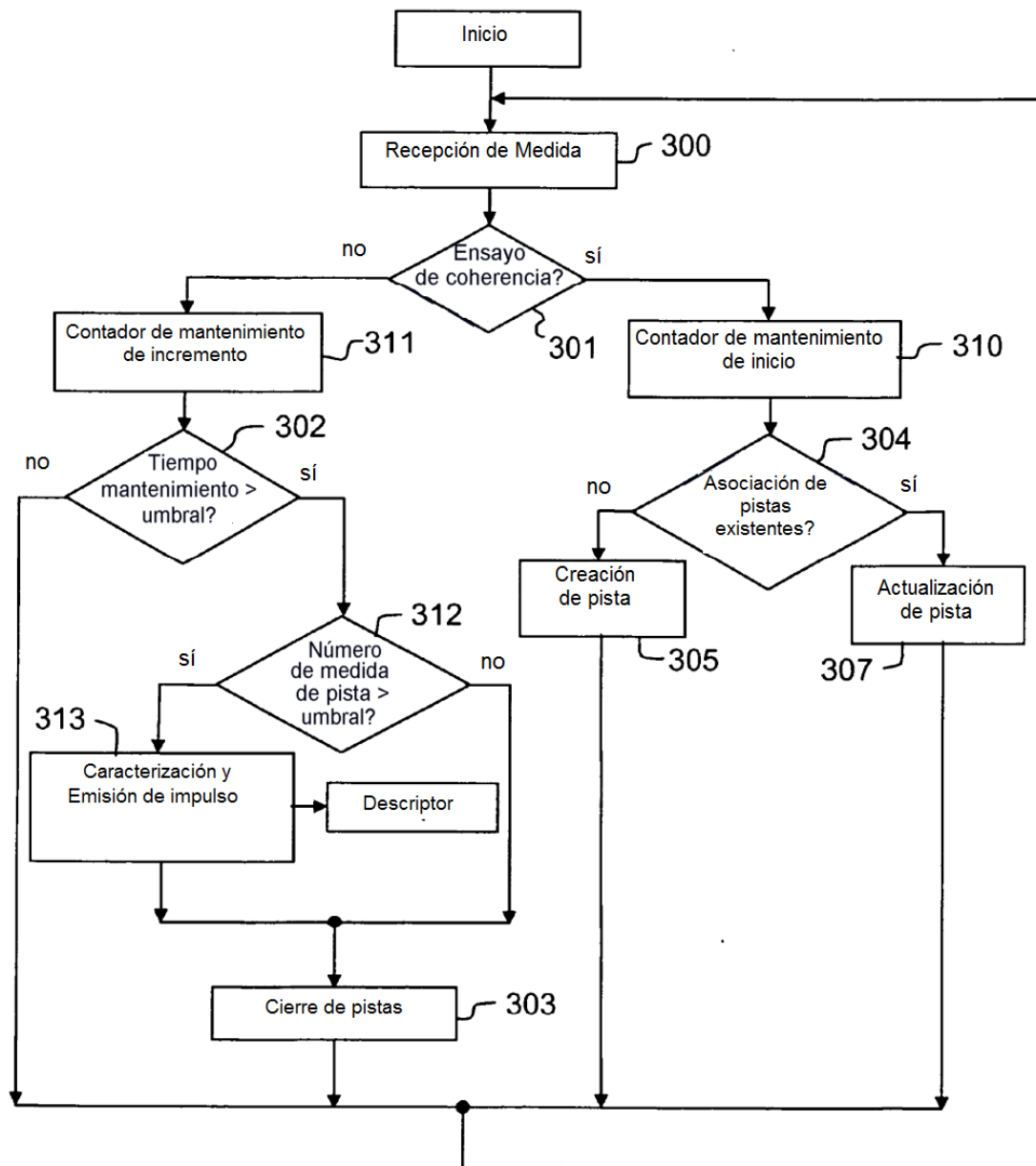


FIG.3

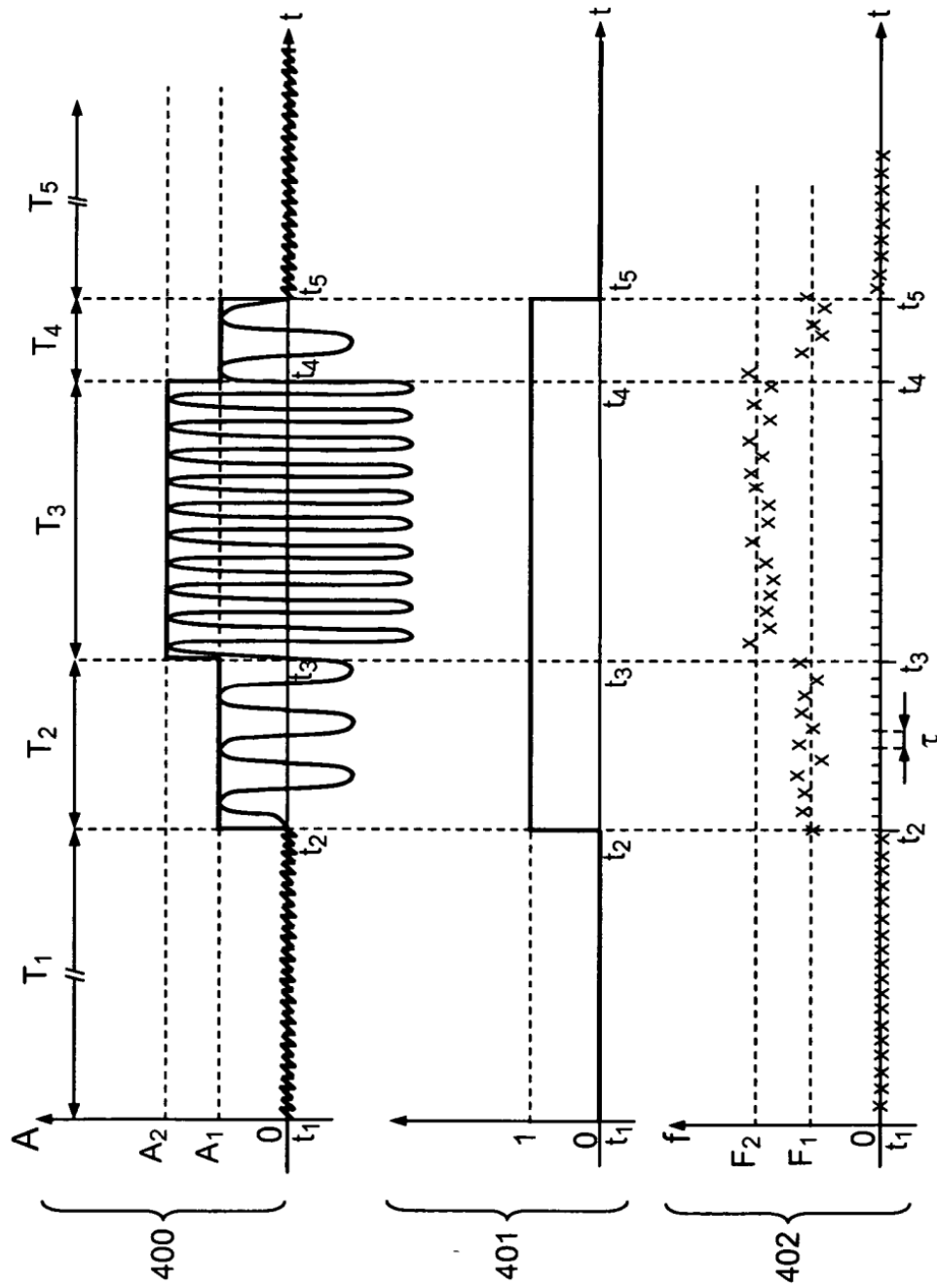


FIG.4