



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 341 902**

51 Int. Cl.:  
**H04B 1/707** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07022044 .7**

96 Fecha de presentación : **13.11.2007**

97 Número de publicación de la solicitud: **2061157**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **20.05.2009**

54 Título: **Método y aparato receptor para determinar un valor de correlación considerando una corrección de frecuencia.**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**29.06.2010**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**29.06.2010**

73 Titular/es: **Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.**  
**Hansastraße 27c**  
**80686 München, DE**

72 Inventor/es: **Suberviola, Ion**

74 Agente: **Arizti Acha, Mónica**

**ES 2 341 902 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

Método y aparato receptor para determinar un valor de correlación considerando una corrección de frecuencia.

5 La presente invención se sitúa en el campo de la corrección en frecuencia de señales recibidas, como tiene lugar, por ejemplo, como desplazamientos Doppler en señales recibidas de espectro ensanchado cuando existe un movimiento entre un transmisor y un receptor.

10 En las comunicaciones inalámbricas es un problema conocido el hecho de que tienen lugar desplazamientos de frecuencia, si el receptor y el transmisor no están estacionarios. Los denominados desplazamientos Doppler son un problema general de las comunicaciones móviles, ya que a menudo los receptores de señales desplazadas en frecuencia tienen que aplicar correcciones de frecuencia con el fin de lograr una calidad de la señal suficiente. Este problema tiene un carácter general y tiene lugar básicamente en la mayoría de los sistemas de comunicación móvil. A continuación, se hará referencia a sistemas de comunicación de espectro ensanchado, sin embargo, también pueden hacerse consideraciones similares con respecto a otros sistemas de comunicación móvil.

15 En sistemas de comunicación de espectro ensanchado, se utilizan secuencias predefinidas, denominadas secuencias de elemento de código, con el fin de ensanchar una señal de información en el dominio de frecuencia. En un receptor, se genera una réplica de dicha secuencia de elemento de código, con el fin de correlacionar la secuencia generada con la señal de recepción o recibida. A continuación se usarán de manera sinónima las expresiones de señal de recepción y recibida. A través de la correlación puede extraerse la señal deseada de la señal de recepción, denominándose también esta operación como desensanchamiento. Las secuencias de elemento de código utilizadas también se conocen como códigos PRN (PRN = *Pseudo Random Noise*, ruido pseudoaleatorio). La correlación en el receptor puede eliminar el código PRN y se realiza básicamente mediante correlación, es decir, multiplicando e integrando la señal entrante por la réplica del código.

20 Con el fin de permitir una correlación apropiada, deben alinearse en el tiempo los comienzos de ambos códigos, es decir, la réplica y el código dentro de la señal recibida, lo que puede realizarse mediante una búsqueda iterativa a través de correlaciones con señales recibidas de diferentes desplazamientos en el tiempo. De este modo, en una primera dimensión puede evaluarse un desplazamiento en el tiempo apropiado.

25 Otra dimensión de búsqueda puede ser la frecuencia, en la que las distorsiones o los errores de señal se deben a los denominados efectos Doppler. Debido al movimiento mutuo del transmisor y el receptor, la señal recibida puede desplazarse en frecuencia. Por tanto, la segunda dimensión de búsqueda puede ser en frecuencia. Ambos efectos, los desplazamientos en frecuencia y en el tiempo, no se conocen en el receptor, y pueden usarse diferentes algoritmos para reducirlos.

30 Hallar el retardo del código entrante, también denominado retardo de código, es el propósito, por ejemplo, de GNSS (GNSS = *Global Navigation Satellite Systems*, sistemas globales de navegación por satélite). Puede usarse una correlación en el dominio de frecuencia, por ejemplo utilizando la FFT (FFT = *Fast Fourier Transform*, transformada rápida de Fourier), para determinar este valor. Tal como se mencionó anteriormente, también debe tenerse cuidado con el efecto Doppler, ya que también debe eliminarse o reducirse el desplazamiento en frecuencia. Con el fin de hacer esto, un algoritmo conocido consiste en realizar una búsqueda iterativa a través de una malla de posibles frecuencias Doppler, que está determinada por el intervalo de frecuencias Doppler, que puede ser, por ejemplo, de [-5, 5] Hz en un GNSS con receptores estáticos.

35 Además, existen algoritmos conocidos para aumentar la relación señal a ruido (SNR, *signal-to-noise ratio*) de un valor de correlación en el receptor. A continuación se explicará la correlación de segmentos de señal de recepción con secuencias de elemento de código.

40 En este caso, y en lo sucesivo, un valor de correlación corresponderá a un resultado de correlacionar dos secuencias, que produce una función o secuencia de correlación compuesta por múltiples valores de correlación. Sin embargo, dentro de estas secuencias resultantes puede haber valores de correlación particulares, por ejemplo un valor pico o un valor que satisface una condición predeterminada que ha de detectarse, por ejemplo, para hallar un retardo correcto de una secuencia recibida. Por tanto, la expresión valor de correlación puede corresponder a un valor de un resultado de correlación en términos de una secuencia o función.

45 Un algoritmo público actual para aumentar la SNR es, por ejemplo, el denominado método de medio bit alterno (AHBM, *alternate half-bit method*) y el denominado método de bit completo (FBM, *full-bit method*). Difieren con respecto al tiempo de integración coherente que se usa en un correlacionador para la integración y que es de una duración de medio bit (AHBM) o de un bit completo (FBM), respectivamente. Los tiempos de integración que superan esas duraciones, se refieren a integraciones incoherentes, porque fuera de estas duraciones se desconocen los datos de modulación, por tanto, no puede anticiparse la superposición coherente de estas partes de señal. Sin embargo, también se conoce que la ganancia de la integración incoherente no es tan alta como la ganancia de la integración coherente, especialmente en escenarios de baja SNR. Por ejemplo, en escenarios en interiores, en los que pueden recibirse señales de recepción bastante débiles, con un corto tiempo de integración coherente, puede no ser posible una detección apropiada. Un problema de estos sistemas convencionales es que es difícil un posicionamiento adecuado en escenarios en interiores o escenarios de baja SNR.

## ES 2 341 902 T3

Además, la cantidad de duración de señal integrada de manera coherente limita el lado de malla de una malla de frecuencias Doppler en el que ha de buscarse. El salto de frecuencia máximo que puede realizarse viene dado por la expresión

$$\Delta f_{\text{intervalo}} = \frac{2}{3 \cdot T_{\text{COH}}} \quad (1)$$

Esta condición tiene en cuenta que las variaciones de fase dentro de una fracción de señal integrada de manera coherente (de duración  $T_{\text{COH}}$ ) deben limitarse con el fin de impedir una superposición destructiva. Si se exige que al menos la mitad de la potencia de señal pueda integrarse dentro del tiempo coherente, se obtiene que el máximo desplazamiento de fase permisible es de dos tercios de  $n$ , lo que implica la condición anterior para el salto de frecuencia máximo.

Por ejemplo, en escenarios en interiores, ya se sabe que la SNR es muy baja. Por tanto, parece apropiado aumentar el tiempo de integración coherente con el fin de adquirir una señal por satélite de manera apropiada y para obtener después la posición de los usuarios también de manera más apropiada. Sin embargo, según la condición anterior, cuanto mayor es el tiempo de integración coherente, más fina es la malla de frecuencias Doppler y, por consiguiente, mayor es la complejidad puesto que una malla Doppler más fina proporciona muchas más frecuencias Doppler que han de considerarse. Además, cuando se amplían los tiempos de integración coherente hasta un valor superior a una duración de un único bit, esto implica que deben conocerse los símbolos de datos o bits dentro del tiempo de integración coherente para poder combinarlos de manera coherente. De lo contrario, si no se conocen los bits y se integra a través de límites de bit de diferentes bits, los cambios de signo de bit pueden provocar una superposición destructiva. Esto implicaría de nuevo que ha de estar disponible un canal piloto en el sistema de comunicación, es decir, una secuencia de datos de transmisión conocida. Si la secuencia de bits transmitida no se conoce, y observando que un bit se traduce en al menos una secuencia de elemento de código o varias secuencias de elemento de código que podrían combinarse de manera coherente, el receptor no sabe si se ha producido un cambio de signo o no en los límites de bit. Por tanto, la combinación coherente a través de límites de bit es muy crítica si no se conocen los bits.

Como ya se mencionó anteriormente, el aumento del tiempo de integración coherente genera un incremento proporcional del número de correlaciones que han de realizarse, suponiendo que es necesario realizar al menos una correlación por cada desplazamiento de frecuencia Doppler concebible. Además, aunque un sistema tenga un canal piloto, el canal piloto que consiste en una secuencia de datos que se repite implicaría entonces que ha de llevarse a cabo un proceso de sincronización, que puede ampliar drásticamente la complejidad de un algoritmo de detección en cuanto a la cantidad de operaciones que es necesario llevar a cabo.

Los algoritmos AHMB y FBM mencionados anteriormente sólo tienen un tiempo de integración coherente limitado, debido a los límites de bit y, por tanto, su rendimiento es muy limitado con respecto a escenarios de baja SNR. Para tiempos de integración coherentes más largos se requiere un canal piloto, pero aunque exista un canal piloto, el número de operaciones que han de llevarse a cabo con el canal piloto puede consumir mucho tiempo de procesamiento en el receptor. Si se requiere tal sincronización, una estructura de receptor puede volverse más compleja, puede aumentar su consumo de energía y puede aumentar significativamente la complejidad del algoritmo de detección. El documento WO 2006/119816 A1 describe un concepto para decodificar una señal basándose en un flujo entrante de muestras de datos que representan al menos una señal fuente de espectro ensanchado digitalizada, convertida de manera descendente. Las muestras de datos recibidas se subdividen en varios bloques de datos, que se correlacionan individualmente con una réplica de código disponible localmente, antes de procesarse para la compensación de frecuencia Doppler.

El documento US 2007/0025476 A1 da a conocer métodos y aparatos para determinar errores de frecuencia portadora de una señal con forma de impulso en cuadratura desfasada en serie, tal como una señal modulada por desplazamiento mínimo. El error de la frecuencia portadora se determina recibiendo una señal con forma de impulso en cuadratura que tiene una secuencia de sincronización que detecta la sincronización de la señal con forma de impulso en cuadratura y almacena una señal en fase de banda base y una señal en cuadratura de banda base de la secuencia de sincronización mientras se detecta la sincronización. Tras detectar la sincronización, se leen segmentos de las señales en cuadratura y en fase de banda base almacenadas y se correlacionan con la secuencia de ensanchamiento. Entonces se estima el error de la frecuencia portadora basándose en diferencias de fase entre cada una de las señales correlacionadas.

El documento US 6.195.328 B1 proporciona un sistema mejorado de adquisición y seguimiento para señales GPS. El sistema se basa en el ajuste de bloques de la señal de sincronización de la señal de modulación por desplazamiento bifásico con el fin de obtener la frecuencia portadora y el ángulo de fase correctos. Este sistema mejorado tiene las ventajas de ser más robusto en presencia de ruido que los enfoques convencionales y también de prestarse a una implementación simplificada puesto que la sincronización del código de adquisición/grueso sólo tiene que estar dentro de medio elemento de código para mantener la sincronía.

El objetivo de la presente solicitud es proporcionar un concepto mejorado para determinar un valor de correlación.

## ES 2 341 902 T3

Este objetivo se logra mediante un aparato receptor según la reivindicación 1 y un método según la reivindicación 15.

La presente invención se basa en el hallazgo de que puede recuperarse un valor o función de correlación más eficaz, respectivamente una mayor SNR con una carga computacional similar, si se usan secuencias repetitivas más cortas de las señales de recepción para la combinación coherente, siendo la separación de tiempo entre las secuencias repetitivas mayor que la propia duración de la secuencia. En realizaciones, estas secuencias repetitivas pueden corresponder a un canal piloto que tiene símbolos repetitivos, pudiendo un símbolo estar representado por una secuencia de elemento de código tal como por ejemplo una secuencia de ruido pseudoaleatorio (PRN). De esta manera, puede disminuirse el número de desfases de frecuencia que han de tenerse en cuenta para compensar los desplazamientos Doppler, reduciendo la complejidad computacional. Además, puede reducirse adicionalmente el número de correlaciones que han de realizarse dentro de una búsqueda iterativa entre todas las frecuencias o desfases Doppler posibles, si un ciclo de repetición de la secuencia, es decir, la separación de tiempo entre los segmentos repetitivos como, por ejemplo, un periodo de repetición de un símbolo piloto, y la duración de secuencia, se eligen de manera que se produzcan grupos de posibles frecuencias Doppler, pudiendo aproximarse dentro de un grupo de posibles frecuencias Doppler correlaciones mediante desplazamientos en frecuencia del valor de correlación de, por ejemplo, una frecuencia central del grupo. Examinando el esquema de otra manera, puede lograrse una mejor SNR con la misma complejidad computacional que con los enfoques convencionales. Además, pueden mejorarse adicionalmente los valores de correlación si también se tienen en cuenta cambios de frecuencia Doppler. Especialmente si el ciclo de repetición, respectivamente el número de secuencias que se tienen en cuenta y que están separadas por un ciclo de repetición, es largo, la frecuencia Doppler, es decir los desfases de frecuencia, puede cambiar durante la adquisición de las secuencias repetitivas. Las SNR de los valores o funciones de correlación pueden mejorarse adicionalmente teniendo en cuenta los cambios de frecuencia Doppler.

En algunas realizaciones, por ejemplo para GNSS, puede tenerse en cuenta la tasa de cambio de frecuencia Doppler. Puesto que este efecto puede producir cambios en las fases, por ejemplo, de los picos de correlación de cada segmento. Esta consideración puede producir una tercera dimensión de búsqueda, es decir, una búsqueda de tasa de cambio de frecuencia. En realizaciones, también puede aproximarse una tasa de cambio de frecuencia mediante desplazamientos de fase y puede reducirse adicionalmente la complejidad computacional.

A continuación, se describirán realizaciones de la presente invención usando las figuras adjuntas, en las que la figura 1 muestra un diagrama de bloques de una realización de un aparato receptor; la figura 2 ilustra una señal recibida que comprende una secuencia de elemento de código repetitiva; la figura 3 ilustra una malla gruesa y una fina de frecuencias de corrección; la figura 4 ilustra la consideración de cambios de frecuencia; la figura 5 muestra un diagrama de flujo de una realización de un método para determinar un valor de correlación; la figura 6 ilustra la relación entre las correlaciones y los desplazamientos de fase; y la figura 7 ilustra una realización de una estructura de receptor paralelo.

La figura 1 muestra un diagrama de bloques de un aparato 100 receptor. El aparato receptor comprende una unidad 110 de recepción, un segmentador 120 y un corrector 130 de frecuencia, un generador 140 de secuencia de elemento de código, un correlacionador 150 y un selector 160.

En este caso, y en lo sucesivo, un valor de correlación corresponderá a un resultado de correlacionar dos secuencias, que produce una función o secuencia de correlación compuesta por múltiples valores de correlación. Sin embargo, dentro de estas secuencias o funciones resultantes puede haber valores de correlación particulares, por ejemplo un valor pico o un valor que satisface una condición predeterminada, que ha de detectarse, por ejemplo, para hallar un retardo correcto de una secuencia recibida. Por tanto, la expresión valor de correlación puede corresponder a un valor de un resultado de correlación en términos de una secuencia o función.

El aparato 100 receptor está adaptado para determinar un valor o función de correlación de una secuencia de elemento de código repetitiva predeterminada en una señal 115 de recepción, que se ilustra entre la unidad 110 de recepción y un segmentador 120 en la figura 1. La señal 115 de recepción se muestra a lo largo de un eje de tiempo, en el que se señalan las secuencias 1, 2, 3,..., N de elemento de código. Las secuencias de elemento de código tienen una duración de secuencia de elemento de código y un ciclo de repetición de secuencia de elemento de código, por ejemplo, como una secuencia de datos piloto. En otras palabras, a partir de la señal 115 de recepción en la figura 1, puede observarse que una secuencia de elemento de código tiene una duración y que una secuencia de elemento de código se repite tras un determinado ciclo de repetición, por ejemplo, en una trama de símbolo piloto repetitivo, representándose un símbolo piloto mediante, respectivamente modulando, una o múltiples secuencias PRN, posiblemente también repetitivas, es decir, los segmentos en la señal 115 de recepción que también están designados con 1, 2, 3, ..., N son las mismas secuencias de elemento de código repetitivas.

## ES 2 341 902 T3

El aparato 100 receptor comprende la unidad 110 de recepción para recibir la señal 115 de recepción. El segmentador 120 está adaptado para proporcionar segmentos de señal de recepción a partir de la señal de recepción, representando dos segmentos de señal de recepción la misma secuencia de elemento de código en diferentes ciclos de repetición y teniendo al menos una separación de tiempo entre ciclos de repetición. En realizaciones, los segmentos de señal de recepción pueden corresponder a secuencias PRN, que se modulan mediante símbolos piloto repetitivos. Entonces se proporcionan estos segmentos al corrector 130 de frecuencia, que está adaptado para determinar conjuntos de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia basándose en conjuntos de frecuencias de corrección, basándose las frecuencias de corrección en la duración de secuencia de elemento de código y el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código.

El generador 140 de secuencia de elemento de código está adaptado para generar la secuencia de elemento de código predeterminada dentro del aparato 100 receptor. La secuencia de elemento de código predeterminada corresponde a una réplica local de la secuencia de elemento de código repetitiva en la señal de recepción. El correlacionador 150 está adaptado para correlacionar la secuencia de elemento de código predeterminada con los segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia de un conjunto para obtener un valor o función de correlación de conjunto; y el selector 160 está adaptado para seleccionar uno de los valores o funciones de corrección de conjunto que cumplen una condición predeterminada como el valor o función de correlación.

Para ilustrar mejor las componentes de la señal 115 de recepción, la figura 2 muestra otra realización de una señal de recepción que comprende una secuencia de elemento de código repetitiva.

La figura 2 muestra dos líneas de tiempo, una en la parte inferior y otra en la parte superior, en las que se indica una señal de recepción. La magnitud de la señal de recepción se indica mediante  $|r|$ . A partir del diagrama inferior, puede observarse que una señal de recepción tiene segmentos repetitivos, que tienen un ciclo de repetición o separación de tiempo  $T_{\text{ESPACIO}}=KT_{\text{PILOTO}}$ , donde  $K$  es un valor entero positivo, e indicándose los segmentos repetitivos mediante patrones repetitivos. En la parte superior de la figura 2, se muestra una versión ampliada de un segmento, en la que la duración de un segmento es  $T_{\text{subparte}}$ . A partir del diagrama superior de la figura 2, puede observarse que un segmento se compone de una secuencia de elemento de código, que en realizaciones puede componerse también de varias secuencias de elemento de código.

Volviendo de nuevo a la figura 1, la tarea del segmentador 1 es proporcionar segmentos de señal de recepción a partir de la señal de recepción, representando dos segmentos de señal de recepción la misma secuencia en un ciclo de repetición diferente, teniendo al menos una separación de tiempo entre ciclos de repetición. En realizaciones, los segmentos de señal de recepción pueden corresponder a secuencias PRN, que se modulan mediante símbolos piloto repetitivos. Además, en realizaciones, pueden considerarse más de dos segmentos de señal de recepción, que representan todos la misma secuencia en un ciclo de repetición o periodo piloto diferente, teniendo al menos una separación de tiempo de duración del periodo o ciclo de repetición. En otras palabras, en el aparato 100 receptor se realiza un intento de hallar las marcas de tiempo de una secuencia determinada dentro de la señal de recepción mediante la correlación de los segmentos de señal de recepción, en los que está presente dicha secuencia de elemento de código, y mediante la suma de dichas correlaciones con el fin de mejorar una SNR, por ejemplo, con el fin de distinguir un valor pico dentro de dichas correlaciones.

La figura 1 muestra que el segmentador 120 proporciona los segmentos  $r_1, r_2, \dots, r_N$  de señal de recepción al corrector 130 de frecuencia. Se señala que es un ejemplo usar  $N$  segmentos. Las realizaciones no están limitadas a ningún número de segmentos.

El corrector 130 de frecuencia corrige ahora la frecuencia de los segmentos de señal de recepción, aplicando diferentes conjuntos de frecuencias de corrección al conjunto de segmentos. En otras palabras, un conjunto de frecuencias de corrección comprende una frecuencia de corrección por cada segmento de señal de recepción. Dicha frecuencia de corrección se aplica entonces al segmento correspondiente de los segmentos de señal de recepción, produciendo un conjunto de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia. Los segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia del conjunto de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia se correlacionan entonces individualmente con la secuencia de elemento de código predeterminada y se suman los resultados, produciendo un valor de correlación de conjunto. Ha de observarse que el valor de correlación corresponde a un valor de una secuencia o función de correlación, es decir, la función o secuencias de correlación pueden sumarse.

El conjunto de frecuencias de corrección comprende frecuencias de corrección, que se basan en la duración de secuencia de elemento de código y el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código. En otras realizaciones, las frecuencias de corrección podrían haber tenido en cuenta también los cambios de frecuencia de la señal de recepción. En la realización descrita en la figura 1, cada conjunto de corrección de frecuencia comprende una frecuencia de corrección para cada segmento de señal de recepción. El corrector (130) de frecuencia puede estar adaptado para determinar un conjunto de frecuencias de corrección por cada frecuencia de una malla gruesa de frecuencias entre una frecuencia gruesa mínima y una frecuencia gruesa máxima, con un tamaño de paso grueso que depende de la duración de secuencia de elemento de código. El número de diferentes conjuntos de frecuencias de corrección corresponde entonces al número de diferentes frecuencias de corrección de la malla gruesa, cada conjunto de corrección de frecuencia comprende una frecuencia de corrección para cada segmento de señal de recepción.

## ES 2 341 902 T3

La figura 3 ilustra una malla gruesa y una fina de frecuencias de corrección. En la parte superior de la figura 3, se ilustra una línea de frecuencia con una malla gruesa de frecuencias  $f_{Ci}$ , donde  $i$  es un índice para las frecuencias de corrección gruesas, que pueden ser de cualquier valor en realizaciones. La malla gruesa de frecuencias puede comenzar en la frecuencia  $f_{C1}$  310 gruesa mínima y alcanzar una frecuencia 320 gruesa máxima. Dentro de la malla, las frecuencias gruesas pueden ser equidistantes, por ejemplo, tal como se indica mediante el tamaño 330 de paso de frecuencia gruesa, que puede depender de la duración de secuencia de elemento de código. En una realización, la frecuencia 310 gruesa mínima sería mayor que o igual a -5 kHz, la frecuencia 320 gruesa máxima podría ser menor que o igual a 5 kHz y el tamaño 330 de paso grueso podría ser menor que o igual a dos tercios dividido entre la duración de secuencia de elemento de código, con el fin de garantizar una coherencia entre los valores de correlación de cada segmento corregido en frecuencia de un conjunto.

Además, el corrector 130 de frecuencia puede estar adaptado para determinar un conjunto de frecuencias  $f_{Ci,j}$  de corrección por cada frecuencia de una malla fina de frecuencias de corrección alrededor de una frecuencia  $f_{Ci}$  de corrección de la malla gruesa, donde  $j$  es un índice para las frecuencias de corrección finas, que pueden ser de cualquier valor en realizaciones. Esto se indica en la parte inferior de la figura 3, en la que está ampliada una zona alrededor de la frecuencia  $f_{C3}$  de corrección gruesa. El diagrama en la parte inferior de la figura 3 muestra un eje de frecuencia, con una malla fina de frecuencias  $f_{C3,-1}$ ,  $f_{C3,0}$ ,  $f_{C3,1}$  de corrección, puestas como ejemplo alrededor de una frecuencia  $f_{C3}$  de corrección de la malla gruesa. De manera similar a lo que se afirmó anteriormente, la malla fina puede comprender un desfase 350 de frecuencia fina mínima y un desfase 360 de frecuencia fina máxima, en los que desfase se refiere a una frecuencia central respectiva, que puede ser una frecuencia de la malla de frecuencia gruesa. Además, puede aplicarse un tamaño 360 de paso fino para frecuencias de corrección de malla fina equidistantes.

En una realización, el desfase 350 de frecuencia fina mínima puede ser mayor que o igual a -0,5 dividido entre el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código, el desfase 360 de frecuencia fina máxima puede ser menor que o igual a 0,5 dividido entre el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código y el tamaño 370 de paso fino puede ser menor que o igual a un tercio dividido entre el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código.

En otras realizaciones, el corrector 130 de frecuencia puede estar adaptado para determinar un conjunto de frecuencias de corrección por cada tasa de cambio de frecuencia de una malla de tasa de cambio de frecuencia, teniendo la malla de tasa de cambio de frecuencia una tasa de cambio de frecuencia mínima, la tasa de cambio de frecuencia máxima y un tamaño de paso de tasa de cambio de frecuencia. Resultarían consideraciones similares a las que se describieron anteriormente para las tasas de cambio de frecuencia en tales realizaciones.

La figura 4 ilustra las consideraciones de tasas de cambio de frecuencia. La figura 4 muestra una línea de tiempo, en la que se indican varios segmentos de señal de recepción mediante las etiquetas 1, 2,..., N. Si el transmisor y el receptor se mueven uno con respecto al otro, entonces se produce un desfase de frecuencia. En la figura 4, se supone que este desfase  $f_1$  de frecuencia se aplica al segmento 1. A continuación, si la velocidad relativa entre el transmisor y el receptor cambia en el tiempo, dicho desfase de frecuencia cambia también. Suponiendo que la velocidad relativa entre el transmisor y el receptor aumenta de manera constante, es decir, la aceleración entre ellos es constante, para segmentos de señal de recepción equidistantes, se producen los mismos desfases de frecuencia. En la figura 4, se indica que entre el segmento 1 y 2 de señal de recepción, se produce un cambio de frecuencia de  $\Delta f$  y, por tanto,

$$f_2 = f_1 + \Delta f.$$

Por consiguiente, para el segmento N de señal de recepción se obtiene

$$f_N = f_1 + (N-1) \Delta f.$$

En esta realización, se ha supuesto que una aceleración entre transmisor y receptor es constante. Las realizaciones no se limitan a esta suposición, que únicamente tiene fines explicativos. Generalmente, puede tenerse en cuenta cualquier aceleración, movimiento o velocidad arbitrarios entre un transmisor y un receptor, con el fin de derivar un conjunto de frecuencias de corrección. Las frecuencias de corrección pueden entonces cambiar independientemente entre los segmentos a lo largo de la línea de tiempo.

En una realización, la tasa de cambio de frecuencia mínima puede ser mayor que o igual a -2 Hz/s, la tasa de cambio de frecuencia máxima puede ser menor que o igual a 2 Hz/s y el tamaño de paso de tasa de cambio para la malla de tasa de cambio de frecuencia entre las tasas de cambio de frecuencia mínima y máxima puede ser menor que o igual a 0,5 Hz/s.

Por tanto, en realizaciones, el número de conjuntos de frecuencias de corrección puede estar determinado por el número de frecuencias de corrección gruesas en la malla gruesa multiplicado por el número de frecuencias de corrección finas en la malla fina multiplicado por el número de tasas de cambio de frecuencia diferentes en la malla de tasa de cambio de frecuencia.

## ES 2 341 902 T3

En realizaciones, el correlacionador 150 puede estar adaptado para correlacionar la secuencia de elemento de código predeterminada con cada segmento de señal de recepción corregido en frecuencia de un conjunto para obtener un valor o función de correlación de segmento para cada segmento de señal de recepción corregido en frecuencia del conjunto de frecuencias de corrección. Entonces, el correlacionador 150 puede estar adaptado además para combinar todos los valores o funciones de correlación de segmento del conjunto para obtener un valor de correlación de conjunto por cada conjunto de frecuencias de corrección. El número de diferentes conjuntos de frecuencias de corrección puede estar determinado por el número de frecuencias de corrección gruesas multiplicado por el número de frecuencias de corrección finas multiplicado por el número de cambios de frecuencia diferentes que pueden tenerse en cuenta.

En realizaciones, el corrector 130 de frecuencia puede estar adaptado para proporcionar desplazamientos de fase por cada frecuencia de corrección de la malla fina de frecuencias de corrección a valores de correlación corregidos en frecuencia de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia basándose en la malla gruesa de frecuencias. Volviendo de nuevo a la figura 3, en lugar de determinar correlaciones para cada conjunto de frecuencias de corrección para cada frecuencia de corrección de la malla fina, pueden sustituirse las correlaciones de malla fina por correlaciones de malla gruesa multiplicadas por desplazamientos de fase. Entonces, el corrector 130 de frecuencia puede estar adaptado para proporcionar desplazamientos de fase por cada tasa de cambio de frecuencia de la malla de tasa de cambio de frecuencia a las correlaciones de segmento de señal de recepción corregido en frecuencia basándose en la malla gruesa de frecuencias. En otras palabras, en realizaciones, las correlaciones para las frecuencias de malla fina y los cambios de tasa de frecuencia pueden sustituirse o aproximarse aplicando desplazamientos de fase a correlaciones de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia que se han corregido según frecuencias de corrección de la malla gruesa.

La aplicación de los desplazamientos de fase, por ejemplo, la multiplicación de los valores o las funciones de correlación que resultan de la malla gruesa, puede llevarse a cabo en el correlacionador 150. En otras realizaciones, puede llevarse a cabo mediante un aproximador independiente, que recibe conjuntos de valores de correlación de segmento desde el correlacionador 150 y aplica conjuntos de desplazamientos de fase a los conjuntos de valores de correlación de segmento. Una función o valor de correlación de conjunto puede determinarse entonces mediante el aproximador, o el correlacionados 150 respectivamente, combinando los valores de correlación de segmento desplazados en fase de un conjunto. En otras palabras, el corrector 130 de frecuencia puede proporcionar conjuntos de desplazamientos de fase en lugar de las frecuencias de corrección de la malla fina y la malla de cambio de frecuencia. Basándose en la combinación de funciones o valores de correlación de segmento desplazados en fase de un conjunto de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia según la malla de corrección de frecuencia gruesa, pueden determinarse los valores de correlación de conjunto de las mallas fina y de corrección de frecuencia de tasa de cambio de frecuencia. En realizaciones, estas operaciones pueden llevarse a cabo mediante el correlacionador 150, el corrector 130 de frecuencia o un aproximador.

La señal 115 recibida puede ser una señal de recepción de espectro ensanchado de código o una señal de recepción CDMA (CDMA = *Code Division Multiple Access*, acceso múltiple por división de código). En otras realizaciones puede ser una señal de recepción según un sistema GNSS, GPS (GPS = *Global Positioning System*, sistema de posicionamiento global), el sistema Galileo, GLONASS (GLONASS = *Russian GNSS*, GNSS ruso, etc.). Sin embargo, las realizaciones no se limitan a estos sistemas, su alcance puede referirse a cualquier señal de recepción desplazada o distorsionada en frecuencia.

La figura 5 ilustra un diagrama de flujo de una realización de un método para determinar un valor de correlación de una secuencia de elemento de código repetitiva predeterminada y una señal de recepción, teniendo la secuencia de elemento de código una duración de secuencia de elemento de código y un ciclo de repetición de secuencia de elemento de código. La primera etapa 510 consiste en recibir la señal de recepción. La etapa 510 va seguida por la etapa 520 de proporcionar segmentos de señal de recepción a partir de la señal de recepción, representando dos segmentos de señal de recepción la misma secuencia de elemento de código en diferentes ciclos de repetición y teniendo al menos una separación de tiempo entre ciclos de repetición. Sigue una etapa 530, en la que se determinan los conjuntos de segmentos de señal corregidos en frecuencia basándose en conjuntos de frecuencias de corrección, basándose las frecuencias de corrección en la duración de secuencia de elemento de código y el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código. En una etapa 540, se genera la secuencia de elemento de código predeterminada. En la siguiente etapa 550, se lleva a cabo la correlación de la secuencia de elemento de código predeterminada con los segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia del conjunto para obtener un valor de correlación de conjunto. En una última etapa 560, se selecciona uno de los valores de corrección de conjunto que cumplen una condición predeterminada como el valor de correlación.

En realizaciones, la condición predeterminada que cumple el valor de correlación seleccionado podría ser el mayor valor de correlación de una función de correlación. En otras realizaciones, con el fin de determinar un valor de correlación con una determinada certeza, el valor de correlación puede tener que superar un umbral predeterminado. Esto podría ser, por ejemplo, con el fin de determinar un valor de correlación correcto en un tiempo correspondiente con una certeza dada, es decir, por ejemplo una proporción de errores de bits, por ejemplo del 2%. Relacionado con la proporción de errores de bits, podría haber un determinado umbral de SNR y, en cuanto se determina un valor de correlación superior al umbral, se finaliza el procedimiento. Naturalmente, son concebibles varios criterios diferentes con el fin de seleccionar el valor de correlación, el método de la invención no se limitará a ninguno de ellos en particular.

## ES 2 341 902 T3

En general, el objetivo de llevar a cabo o evaluar la malla Doppler, es decir, la gruesa, la fina y la de tasas de cambio, es eliminar el efecto Doppler durante la parte de señal integrada de manera coherente. La frecuencia Doppler restante, que puede denominarse  $f_D^{\text{error}}$ , es la onda que todavía está modulando la señal. Con el fin de permitir una superposición coherente, cuando se usa una parte de señal continua, esta frecuencia debe ser suficientemente pequeña para que tenga aproximadamente la misma fase en todos los picos de correlación sumados de manera coherente. Tal como se explicó anteriormente, esto es lo que conduce a la condición del tamaño de intervalo Doppler de

$$\Delta f_{\text{intervalo}} = \frac{2}{3 \cdot T_{\text{COH}}} \quad (2)$$

Puesto que las realizaciones de la presente invención segmentan el tiempo de integración coherente, esta condición puede evitarse y, por tanto, materializarse un tamaño de intervalo de frecuencia superior. Esta ventaja resulta de realizaciones que no integran una parte de señal  $T_{\text{COH}}$  continua, sino varias partes de señal, correspondientes a subpartes, de manera similar a saltos en el tiempo. En otras palabras, las realizaciones pueden utilizar una señal de longitud  $T_{\text{COH}}$ , formada por subpartes repetitivas separadas de manera uniforme en el tiempo. La longitud de las partes de tiempo puede ser un múltiplo de la duración de código PRN, es decir, una duración de secuencia de elemento de código.

Si la señal de recepción proporciona una secuencia de datos piloto, es decir una secuencia conocida, el espacio de tiempo  $T_{\text{ESPACIO}}$  entre las subpartes puede ser un múltiplo de la duración de esta secuencia,  $T_{\text{PILOTO}}$ , con el fin de garantizar que los símbolos de datos en las subpartes son iguales. Esto se ilustra en la figura 2, en la que el ciclo de repetición de la secuencia es  $T_{\text{ESPACIO}}$  y la duración de secuencia de elemento de código es  $T_{\text{subparte}}$ . Por tanto, las realizaciones consiguen dos ventajas, en primer lugar puede llevarse a cabo una suma de integración coherente debido a la igualdad de símbolos de las subpartes y, en segundo lugar, no es necesaria la sincronización de la secuencia piloto, puesto que  $T_{\text{ESPACIO}} = K \cdot T_{\text{PILOTO}}$ , donde  $K$  es un número natural mayor que o igual a 1. Por tanto, pueden tenerse en cuenta segmentos de señal de recepción que tienen una separación que es un multiplicador entero del ciclo de repetición.

Con el fin de realizar una suma coherente entre picos de correlación de subpartes, la fase de la frecuencia Doppler restante  $f_D^{\text{error}}$  en esas partes debe ser casi "igual". Pueden formularse dos condiciones, si las subpartes o los segmentos se separan tal como se describió anteriormente, la definición de intervalo Doppler cambia a través de las siguientes condiciones:

$$\Delta f_{\text{intervalo}}^{\text{gruesa}} = \frac{2}{3 \cdot T_{\text{subparte}}} \Leftrightarrow |f_D^{\text{error}}| < \frac{\Delta f_{\text{intervalo}}^{\text{gruesa}}}{2} \quad (3)$$

$$|f_D^{\text{error}}| = \frac{K}{T_{\text{ESPACIO}}} \quad , \quad (4)$$

donde  $K$  es un número entero positivo.

Con la primera condición, puede garantizarse que se genera correctamente un pico de correlación dentro del intervalo Doppler grueso, que es el más próximo a la frecuencia Doppler real  $f_D$ , en cada subparte o segmento, aunque puede que no sea posible distinguirlo debido a la baja SNR. En otras palabras, la primera condición se refiere a la superposición coherente de las señales dentro de un segmento de señal de recepción, dando lugar a la malla de frecuencia de corrección gruesa.

Con la segunda condición puede garantizarse que las fases de los picos de correlación no distinguibles de cada subparte o segmento son iguales, y por tanto, pueden sumarse de manera coherente. En otras palabras, la segunda condición se refiere a la superposición coherente de los valores, secuencias o funciones de correlación resultantes de diferentes segmentos de señal de recepción, dando lugar a la malla de corrección de frecuencia fina. Para lograr este objetivo, ha de realizarse otra malla Doppler en los alrededores del intervalo Doppler correlacionado previo, es decir, se aplica una malla de corrección de frecuencia fina sobre la malla de corrección de frecuencia gruesa. Este rango de malla Doppler fina puede definirse mediante  $T_{\text{ESPACIO}}$  de la siguiente manera:

$$\text{Rango Doppler fino} = f_D^{\text{intervalo grueso}} + \left[ \frac{-1}{2 \cdot T_{\text{ESPACIO}}}, \frac{1}{2 \cdot T_{\text{ESPACIO}}} \right] \quad (5)$$

5

Tal como puede observarse fácilmente, el tamaño del rango puede disminuir cuando aumenta  $T_{\text{ESPACIO}}$ . Las realizaciones pueden usar este hecho como una orientación hacia una reducción de la carga computacional. Además, si este rango Doppler fino es suficientemente pequeño, no tendrán que realizarse necesariamente correlaciones con respecto a la malla de corrección de frecuencia fina, ya que pueden aproximarse esas correlaciones mediante un cambio de fase aplicado a las correlaciones de corrección de frecuencia gruesa.

La figura 6 ilustra esta idea mostrando un eje de frecuencia con frecuencias gruesas indicadas mediante una malla de estrellas con un tamaño de paso de frecuencia gruesa de  $\Delta f_{\text{intervalo gruesa}}$ . Alrededor de cada una de las frecuencias de corrección gruesas, hay varias frecuencias de corrección finas que se indican mediante barras en el rango Doppler fino. En lugar de evaluar correlaciones de cada una de las frecuencias del rango Doppler fino, pueden realizarse correlaciones sólo para las frecuencias de corrección gruesas (estrellas), pueden aproximarse las frecuencias de corrección finas mediante desplazamientos de fase, tal como se indica en el lado derecho de la figura 6.

En realizaciones, puede realizarse la aproximación de la siguiente manera:

$$\text{correlación} \left( f_D^{\text{intervalo fino}} \right) = \text{correlación} \left( f_D^{\text{intervalo grueso}} \right) \cdot \exp(\Delta\varphi) \quad (6)$$

25

donde  $\Delta\varphi = -j2\pi \left( f_D^{\text{intervalo fino}} - f_D^{\text{intervalo grueso}} \right) \cdot n \cdot T_{\text{ESPACIO}}$ ,  $n$  es el índice de subparte de señal,  $f_D^{\text{intervalo fino}}$  es el intervalo dentro del rango Doppler fino y  $f_D^{\text{intervalo grueso}}$  es el intervalo Doppler grueso dentro del rango Doppler fino actual.

Tal como se mencionó anteriormente, cuanto mayor se elige  $T_{\text{ESPACIO}}$  más tiempo se tarda en construir un conjunto completo de subpartes o segmentos de tamaño  $T_{\text{COH}}$ . En algunos escenarios, esto podría ser crítico, si la frecuencia Doppler cambia durante este tiempo. Por tanto, las realizaciones también pueden tener en cuenta la tasa de cambio de frecuencia, que puede indicarse mediante:

40

$$\frac{\partial f_D}{\partial t} \quad (7)$$

45

Este parámetro, para un receptor GNSS estático normal puede requerir, por ejemplo, un valor dentro del rango de [-1, 1] Hz/s. Este valor puede representar los cambios en la velocidad entre el receptor y el transmisor, es decir, un valor de aceleración. Cuanto más largo es el periodo de tiempo considerado, mayor es el impacto de la tasa de cambio de la frecuencia. El cambio en la frecuencia está relacionado directamente con la frecuencia Doppler restante, como

50

$$\left( \frac{\partial f_D^{\text{error}}}{\partial t} = \frac{\partial f_D}{\partial t} \right) \quad (8)$$

55

es decir,  $f_D^{\text{error}}$  puede no ser un valor constante, sino un valor que varía linealmente:

60

$$f_D^{\text{error}} = f_D^{\text{error}} \Big|_0 + \frac{\partial f_D}{\partial t} \cdot t \quad (9)$$

65

En esta realización,  $f_D^{\text{error}}$  puede aproximarse como un valor que varía linealmente, según la secuencia de Taylor anterior. Generalmente, en realizaciones, puede tenerse en cuenta una variación más compleja del error de frecuencia.

## ES 2 341 902 T3

Con el fin de combatir el efecto de aceleración transmisor-receptor, puede tenerse en cuenta otra malla, la malla de cambio de frecuencia, a lo largo del rango de

$$\frac{\partial f_D}{\partial t} \quad (10)$$

En realizaciones, esta malla puede representar una tercera dimensión de búsqueda e implica un incremento de la carga computacional. En otras realizaciones, también puede llevarse a cabo dentro de la misma aproximación que ya se ha mencionado anteriormente. En realidad, puede introducirse un pequeño cambio en la expresión de aproximación de fase con el fin de tener en cuenta esta tercera malla:

$$\Delta\varphi = -j2\pi \left( f_D^{\text{intervalo fino}} - f_D^{\text{intervalo grueso}} \right) \cdot n \cdot T_{\text{ESPACIO}} - j \frac{\partial f_D}{\partial t} \pi \cdot \left( n \cdot T_{\text{ESPACIO}} \right)^2 \quad (11)$$

La complejidad computacional de este método depende de nuevo del tamaño de paso de malla, que se determina ahora mediante las últimas dos dimensiones, es decir, la malla de frecuencia Doppler fina,  $f_D^{\text{intervalo fino}}$  y la tasa de cambio de frecuencia Doppler o malla

$$\left( \frac{\partial f_D}{\partial t} \right)^{\text{intervalo}} \quad (12)$$

En realizaciones, una vez fijado el tamaño de las subpartes, es decir la duración de secuencia de elemento de código y  $T_{\text{ESPACIO}}$ , estos pasos sólo dependen de  $T_{\text{COH}}$ , es decir del número de subpartes que se desea integrar de manera coherente. Cuanto mayor es este número, más finas pueden realizarse las mallas.

En otras realizaciones, puede lograrse una reducción de toda la operación si se implementa más de un multiplicador complejo en hardware con el fin de llevar a cabo más multiplicaciones simultáneamente. Tal como se mostró anteriormente en la definición de  $\Delta\varphi$ , puede aplicarse una aproximación a cada subparte o segmento, en la que el valor de aproximación puede depender del índice de subparte  $n$ ,  $\Delta\varphi[n]$ . Una paralelización puede reducir el tiempo computacional por el número de multiplicadores implementados en paralelo. La figura 7 ilustra una realización de una estructura de receptor con una paralelización de este tipo. La figura 7 muestra  $n_{\text{MAX}}$  segmentos 702, 704 y 706 de señal de recepción corregidos en frecuencia, proporcionados por ejemplo por una unidad 110 de recepción, un segmentador 120 y un corrector 130 de frecuencia. Se supone en la figura 7 que todos estos segmentos de señal de recepción ya se han corregido según una frecuencia de corrección gruesa  $f_D^{\text{intervalo grueso}}$ , es decir, en esta realización pueden llevarse a cabo las etapas descritas a continuación para cada frecuencia de corrección de la malla de frecuencia de corrección gruesa, es decir, para cada uno de los conjuntos corregidos en frecuencia de segmentos de señal de recepción para cada frecuencia de corrección de la malla de frecuencia gruesa.

Cada uno de los segmentos 702, 704 y 706 de señal de recepción se correlaciona entonces en un correlacionador 150 con la secuencia de elemento de código predeterminada generada localmente, produciendo los valores o las funciones 712, 714 y 716 de correlación de segmento. En lugar de correlacionarlas también con las frecuencias de corrección finas, las salidas de los valores o las funciones 712, 714 y 716 de correlación de segmento se multiplican por desplazamientos de fase, dentro de los multiplicadores 722, 724 y 726. Los desplazamientos de fase  $\Delta\varphi[1]$ ,  $\Delta\varphi[2]$ , ...,  $\Delta\varphi[n_{\text{MAX}}]$  corresponden a la definición anterior, es decir, puede haber tantos desplazamientos de fase como el producto del número de tasas de cambio de frecuencia diferentes y el número de intervalos de frecuencia diferentes dentro de la malla de corrección de frecuencia fina. La figura 7 muestra una realización en la que la aplicación de los desplazamientos de fase se realiza en el correlacionador 150. Otras realizaciones pueden llevar estas operaciones a cabo en un aproximador independiente. Los desplazamientos de fase correspondientes pueden proporcionarse mediante el corrector de frecuencia, respectivamente mediante otra entidad independiente, por ejemplo el aproximador.

Los valores de correlación de segmento desplazados en fase se suman entonces en el sumador 730, con lo que se produce un valor de correlación, respectivamente una función de correlación, que puede proporcionarse a un detector, respectivamente, selector con el fin de hallar el valor de correlación, por ejemplo un pico de correlación. A partir del resultado presentado en la figura 7, en la salida.

Con el fin de apreciar mejor las mejoras de las realizaciones, a continuación se considera una comparación de la complejidad computacional entre la manera convencional y una realización, basándose en el sistema GNSS Galileo. Este sistema proporciona un canal piloto y una secuencia de datos piloto de 25 símbolos BPSK (BPSK = *Binary Phase Shift Keying*, modulación por desplazamiento de fase binaria). La unidad para ponderar la complejidad computacional

## ES 2 341 902 T3

será el número de multiplicaciones complejas que ha de realizarse mediante cada método. En primer lugar, se muestran los principales parámetros del sistema Galileo que afectan a los algoritmos de adquisición. Algunos de ellos dependen de los parámetros del receptor y se han fijado en los valores elegidos más comúnmente hoy en día, sin embargo las realizaciones no se limitan a los mismos.

5

El tiempo integrado de manera coherente deseado es  $T_{\text{COH}} = 100 \text{ ms}$ . Los parámetros de Galileo son longitud de PRN de 4 ms, el número de puntos en 4 ms es

10

$$N = 2^{14} \text{ (16K FFTs)}$$

y

15

$$T_{\text{PILOTO}} = 100 \text{ ms,}$$

20

compuesto por una secuencia de 25 símbolos BPSK.

El algoritmo clásico usa un módulo de FFT de raíz 2 en hardware. Los parámetros del nuevo algoritmo son

25

$$T_{\text{ESPACIO}} = 100\text{ms} \rightarrow \text{Rango Doppler fino} = f_D^{\text{intervalo grueso}} + [5, 5] \text{ Hz,}$$

$$T_{\text{subparte}} = \text{un código PRN} = 4\text{ms,}$$

30

$$\Delta f_D^{\text{fino}} = 0,08\text{Hz}$$

35

$$\Delta \left( \frac{\partial f_D}{\partial t} \right) = 0,3\text{Hz/s} \cdot$$

40

Estas mallas se han calculado con un pequeño programa de instrucciones, basándose en la expresión de  $\Delta\varphi$  facilitada anteriormente y proporcionan una eficacia mínima del 84,5% sobre la integración coherente, debido al desajuste de fase de las subpartes de señal. Por tanto, con el fin de obtener una ganancia de integración coherente de 100 ms, tendrán que integrarse 116 ms ( $T_{\text{COH}}^{\text{eficaz}}$ ), con el fin de garantizar esta ganancia. De esta manera, el número de subpartes que han de integrarse se eleva a  $N_{\text{SUBPARTE}}=29$ , y el número de multiplicadores ( $N_{\text{multiplicadores}}$ ) implementado también será de 29.

45

Los parámetros para el algoritmo clásico son

50

$$\Delta f_D^{\text{intervalo}} = \frac{2}{3 \cdot 100\text{ms}} \approx 6\text{Hz},$$

$$\text{Número de correlaciones} = \frac{T_{\text{COH}}}{\text{longitud de PRN}} \cdot \frac{10\text{KHz}}{\Delta f_D^{\text{intervalo}}} = \frac{100\text{ms}}{4\text{ms}} \cdot \frac{10\text{KHz}}{6\text{Hz}} \approx 41667.$$

55

60

Cada correlación se realiza con las 3 FFT y el número de multiplicaciones en una FFT de raíz 2 viene dado por  $\frac{N}{2} \cdot \log_2(N)$ , donde N es el número de puntos de la FFT. En este caso,  $N=2^{14}$ . Además, una desventaja de este método es que requiere sincronización con la secuencia de símbolos piloto, que, en este caso, está compuesta por 25 símbolos. Por tanto, todas estas operaciones deben multiplicarse por 25.

65

Por tanto,

Carga computacional (CB) =

$$25_{\sin} \cdot 3_{FFT/corr} \cdot \text{Número de correlaciones} \cdot \frac{N}{2} \cdot \log_2(N)$$

$$CB = 358,4 \cdot 10^9 \text{ multiplicaciones complejas.}$$

Para el nuevo algoritmo (búsqueda tridimensional), se obtiene

$$\Delta f_D^{\text{gruesa}} = \frac{2}{3 \cdot T_{\text{subparte}}} \approx 166 \text{ Hz ,}$$

$$\text{Número de correlaciones} = \frac{T_{\text{COH}}^{\text{eficaz}}}{\text{longitud de PRN}} \cdot \left[ \frac{10 \text{ KHz}}{\Delta f_D^{\text{gruesa}}} \right] = \frac{116 \text{ ms} \cdot 10 \text{ KHz}}{4 \text{ ms} \cdot 166 \text{ Hz}} \approx 1747 ,$$

Número de aproximación por intervalo Doppler grueso =  $N_{\text{app}}$  =

$$= \frac{\text{Rango Doppler fino}}{\Delta f_D^{\text{fina}}} \cdot \frac{\text{Rango de tasa de cambio Doppler}}{\Delta \left( \frac{\partial f_D}{\partial} \right)} ,$$

$$N_{\text{ap}} = \left[ \frac{5 \text{ Hz} - (-5 \text{ Hz})}{0,08 \text{ Hz}} \right] \cdot \left[ \frac{1 \text{ Hz/s} - (-1 \text{ Hz/s})}{0,3 \text{ Hz/s}} \right] = 875 ,$$

$$CB = 3_{FFT/corr} \cdot \text{Número de correlación} \cdot \frac{N}{2} \log_2(N) + \left[ \frac{10 \text{ KHz}}{\Delta f_D^{\text{gruesa}}} \right] \cdot \frac{N_{\text{subparte}} \cdot N_{\text{app}} \cdot N}{N_{\text{multiplicadores}}} ,$$

$$CB \approx 1.46 \cdot 10^9 \text{ multiplicaciones complejas.}$$

La ganancia sobre la carga computacional con el nuevo algoritmo se aprecia fácilmente, porque se ha reducido en un factor de 245.

Las realizaciones de la presente invención proporcionan la ventaja de que aumentar una SNR con el fin de adquirir satélites en GNSS. Pueden usarse las realizaciones en todos los sistemas de comunicación CDMA u otros, en los que tiene lugar un efecto Doppler desconocido. Éste puede ser el caso en GNSS basado en CDMA, como GPS, Galileo, Compass, etc. También pueden usarse las realizaciones en sistemas de comunicación de espectro ensanchado como, por ejemplo, Glonass (GNSS ruso), que aunque no es un sistema CDMA, no usa código PRN para ensanchar su espectro de señal.

Las realizaciones de la presente invención permiten la ruptura de la ley de intervalos de frecuencia Doppler, en cuanto al número de correlaciones que han de realizarse. Los tiempos de señal integrados de manera coherente pueden extenderse fuera de los límites de bit, incluso con una complejidad computacional menor que anteriormente. Las realizaciones proporcionan otra ventaja significativa, porque pueden no basarse en una sincronización con una secuencia

## ES 2 341 902 T3

piloto, ya que el periodo de repetición o ciclo de secuencias piloto se conoce en tales sistemas. Por tanto, las realizaciones pueden permitir la adquisición en escenarios en interiores de receptores autónomos de GNSS, que pueden equiparse fácilmente con una realización y que dan lugar a un consumo de tiempo aceptable.

5        Dependiendo de determinados requisitos de implementación de los métodos de la invención, los métodos de la invención pueden implementarse en hardware o en software. La implementación puede realizarse usando un medio de almacenamiento digital, en particular un disco, DVD, CD, etc., que tiene señales de control legibles electrónicamente almacenadas en el mismo, que actúan conjuntamente con un sistema informático programable de tal manera que se realizan los métodos de la invención. Generalmente, la presente invención es, por tanto, un producto de programa informático con un código de programa almacenado en un soporte legible por ordenador, siendo operativo el código de programa para realizar los métodos de la invención cuando se ejecuta el producto de programa informático en un ordenador. En otras palabras, los métodos de la invención son, por tanto, un programa informático que tiene un código de programa para realizar al menos uno de los métodos de la invención cuando se ejecuta el programa informático en un ordenador.

15

### **Lista de símbolos de referencia**

100	Aparato receptor	
20	110	Unidad de recepción
	115	Señal de recepción
	120	Segmentador
25	130	Corrector de frecuencia
	140	Generador de secuencia de elemento de código
30	150	Correlacionador
	310	Frecuencia gruesa mínima
35	320	Frecuencia gruesa máxima
	330	Tamaño de paso de frecuencia gruesa
40	350	Desfase de frecuencia fina mínima
	360	Desfase de frecuencia fina máxima
45	370	Tamaño de paso de malla de frecuencia fina
	510	Recibir la señal de recepción
	520	Proporcionar segmentos de señal de recepción
50	530	Determinar conjuntos de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia
	540	Generar la secuencia de elemento de código predeterminada
55	550	Correlacionar la secuencia de elemento de código predeterminada
	560	Seleccionar el valor de correlación
60	702	Segmento de señal de recepción
	704	Segmento de señal de recepción
	706	Segmento de señal de recepción
65	712	Valor o función de correlación

## ES 2 341 902 T3

	714	Valor o función de correlación
	716	Valor o función de correlación
5	722	Multiplicador
	724	Multiplicador
	726	Multiplicador
10	730	Sumador

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

# ES 2 341 902 T3

## REIVINDICACIONES

1. Aparato (100) receptor para determinar un valor de correlación de una secuencia de elemento de código repetitiva predeterminada en una señal (115) de recepción, teniendo la secuencia de elemento de código una duración de secuencia de elemento de código y un ciclo de repetición de secuencia de elemento de código, que comprende

una unidad (110) de recepción para recibir la señal (115) de recepción

un segmentador (120) para proporcionar segmentos de señal de recepción a partir de la señal de recepción, representando dos segmentos de señal de recepción la misma secuencia de elemento de código en diferentes ciclos de repetición y teniendo al menos una separación de tiempo entre ciclos de repetición;

un corrector (130) de frecuencia para determinar conjuntos de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia basándose en conjuntos de frecuencias de corrección, basándose las frecuencias de corrección en la duración de secuencia de elemento de código y el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código;

un generador (140) de secuencia de elemento de código para generar la secuencia de elemento de código predeterminada;

un correlacionador (150) para correlacionar la secuencia de elemento de código predeterminada con los segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia de un conjunto para obtener un valor de correlación de conjunto; y

un selector (160) para seleccionar uno de los valores de corrección de conjunto que cumplen una condición predeterminada como el valor de correlación.

2. Aparato (100) receptor según la reivindicación 1, en el que el corrector (130) de frecuencia está adaptado para determinar las frecuencias de corrección basándose en cambios de frecuencia de la señal de recepción.

3. Aparato (100) receptor según una de las reivindicaciones anteriores, en el que cada conjunto de corrección de frecuencia comprende una frecuencia de corrección para cada segmento de señal de recepción.

4. Aparato (100) receptor según una de las reivindicaciones anteriores, en el que el corrector (130) de frecuencia está adaptado para determinar un conjunto de frecuencias de corrección por cada frecuencia de una malla gruesa de frecuencias entre una frecuencia gruesa mínima y una frecuencia gruesa máxima con un tamaño de paso grueso que se basa en la duración de la secuencia de elemento de código.

5. Aparato (100) receptor según la reivindicación 4, en el que la frecuencia gruesa mínima es mayor que o igual a -5 kHz, la frecuencia gruesa máxima es menor que o igual a 5 kHz y el tamaño de paso grueso es menor que o igual a dos tercios dividido entre la duración de la secuencia de elemento de código.

6. Aparato (100) receptor según una de las reivindicaciones 4 ó 5, en el que el corrector (130) de frecuencia está adaptado para determinar un conjunto de frecuencias de corrección por cada frecuencia de una malla fina de frecuencias alrededor de una frecuencia de corrección de la malla gruesa, teniendo la malla fina un desfase de frecuencia fina mínima con respecto a la frecuencia de corrección gruesa, un desfase de frecuencia fina máxima con respecto a la frecuencia de corrección gruesa y un tamaño de paso fino.

7. Aparato (100) receptor según la reivindicación 6, en el que la frecuencia fina mínima es mayor que o igual a -0,5 dividido entre el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código, el desfase de frecuencia fina máxima es menor que o igual a 0,5 dividido entre el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código y el tamaño de paso fino es menor que o igual a un tercio dividido entre el ciclo de repetición de secuencia de elemento de código.

8. Aparato (100) receptor según una de las reivindicaciones anteriores, en el que el corrector (130) de frecuencia está adaptado para determinar un conjunto de frecuencias de corrección por cada tasa de cambio de frecuencia de una malla de tasa de cambio de frecuencia, teniendo la malla de tasa de cambio de frecuencia una tasa de cambio de frecuencia mínima, una tasa de cambio de frecuencia máxima y un tamaño de paso de tasa de cambio de frecuencia.

9. Aparato (100) receptor según la reivindicación 8, en el que la tasa de cambio de frecuencia mínima es mayor que o igual a -2 Hz/s, la tasa de cambio de frecuencia máxima es menor que o igual a 2 Hz/s y el tamaño de paso de tasa de cambio es menor que o igual a 0,5 Hz/s.

10. Aparato receptor según una de las reivindicaciones anteriores, en el que el correlacionador (150) está adaptado para correlacionar la secuencia de elemento de código predeterminada con cada segmento de señal de recepción corregido en frecuencia de un conjunto para obtener un valor de correlación de segmento para cada segmento de señal de recepción corregido en frecuencia para un conjunto de frecuencias de corrección y para combinar todos los valores de correlación de segmento de cada conjunto de frecuencias de corrección para obtener un valor de correlación por cada conjunto de frecuencias de corrección.

## ES 2 341 902 T3

11. Aparato (100) receptor según una de las reivindicaciones 6 a 10, en el que el corrector (130) de frecuencia está adaptado para proporcionar un desplazamiento de fase por cada frecuencia de corrección de la malla fina para los segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia basándose en la malla gruesa de frecuencias.
- 5 12. Aparato (100) receptor según una de las reivindicaciones 8 a 11, en el que el corrector (130) de frecuencia está adaptado para proporcionar un desplazamiento de fase por cada tasa de cambio de frecuencia de la malla de tasa de cambio de frecuencia para los segmentos de señal recibida corregidos en frecuencia basándose en la malla gruesa de frecuencias.
- 10 13. Aparato (100) receptor según una de las reivindicaciones 11 ó 12, en el que el correlacionador (150) está adaptado para aplicar el desplazamiento de fase a los valores de corrección de segmento y para combinar los valores de correlación de segmento desplazados en fase para obtener un valor de correlación por cada conjunto de frecuencias de corrección.
- 15 14. Aparato (100) receptor según una de las reivindicaciones anteriores, en el que la unidad (110) de recepción está adaptada para recibir una señal CDMA (CDMA = *Code Division Multiple Access*, acceso múltiple por división de código), GNSS (GNSS = *Global Navigation Satellite System*, sistema global de navegación por satélite), GPS (GPS = *Global Positioning System*, sistema de posicionamiento global), Galileo, Glonass.
- 20 15. Método para determinar un valor de correlación de una secuencia de elemento de código repetitiva predeterminada en una señal de recepción, teniendo la secuencia de elemento de código una duración de secuencia de elemento de código y un ciclo de repetición de secuencia de elemento de código, que comprende:
- 25 recibir la señal de recepción;
- proporcionar segmentos de señal de recepción a partir de la señal de recepción, representando dos segmentos de señal de recepción la misma secuencia de elemento de código en diferentes ciclos de repetición y teniendo al menos una separación de tiempo entre ciclos de repetición;
- 30 determinar conjuntos de segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia basándose en conjuntos de frecuencias de corrección, basándose las frecuencias de corrección en la duración de secuencia de elemento de código y el ciclo de repetición de secuencia de código;
- 35 generar la secuencia de elemento de código predeterminada;
- correlacionar la secuencia de elemento de código predeterminada con los segmentos de señal de recepción corregidos en frecuencia de un conjunto para obtener un valor de correlación de conjunto; y
- 40 seleccionar uno de los valores de corrección de conjunto que cumplen una condición predeterminada como el valor de correlación.
16. Programa informático que tiene un código de programa para realizar un método según la reivindicación 15, cuando se ejecuta el código de programa en un ordenador.

45

50

55

60

65

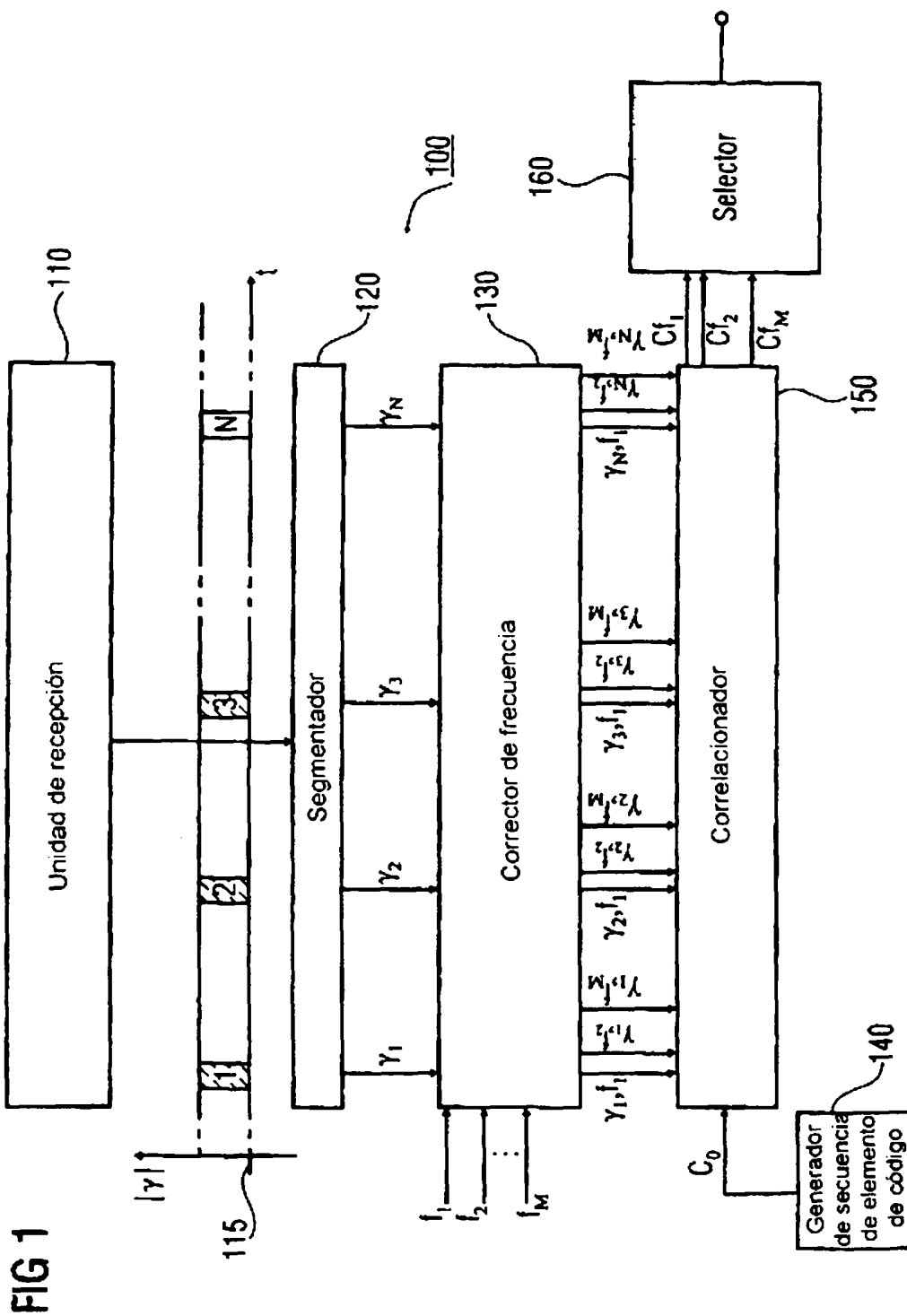


FIG 2

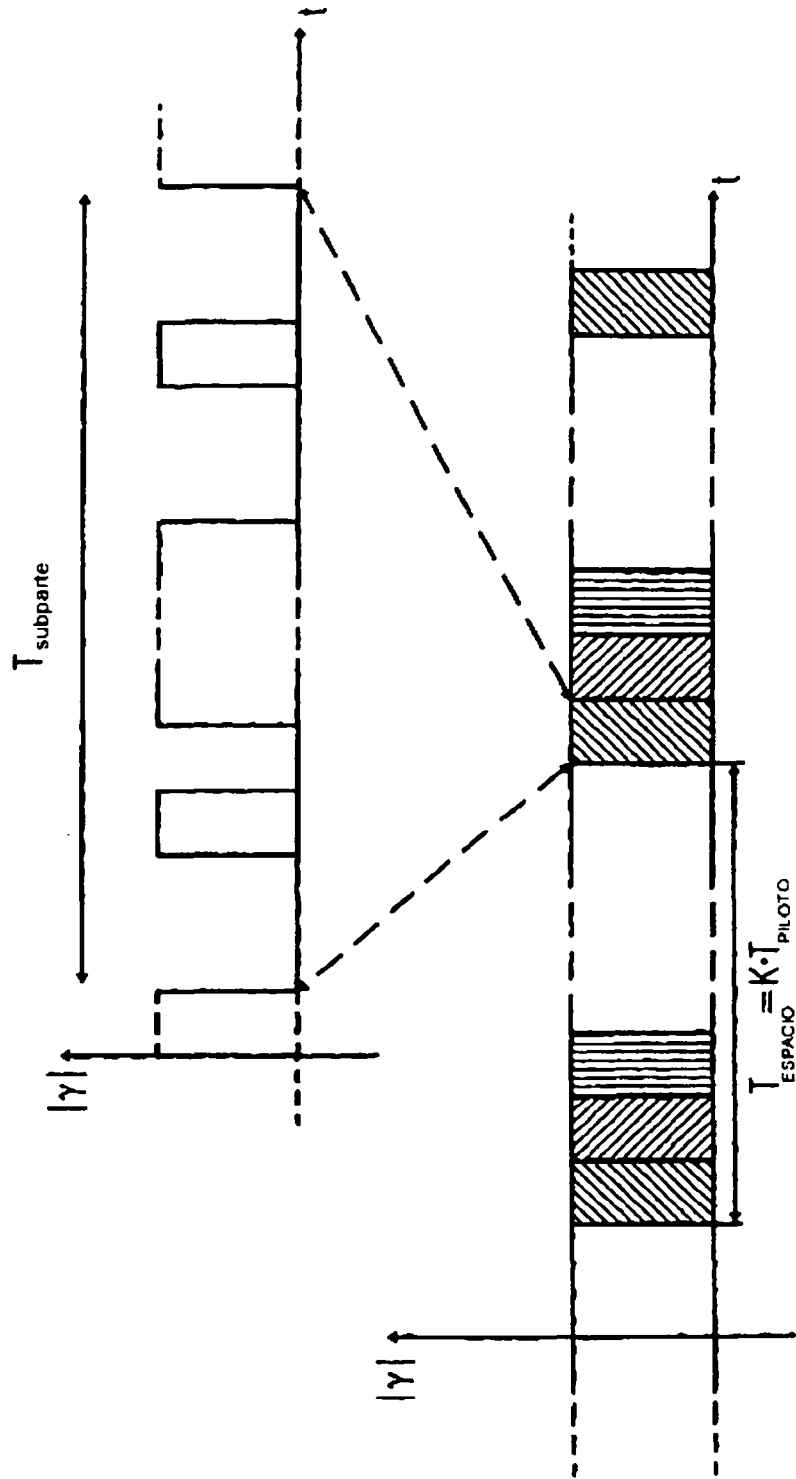


FIG 3

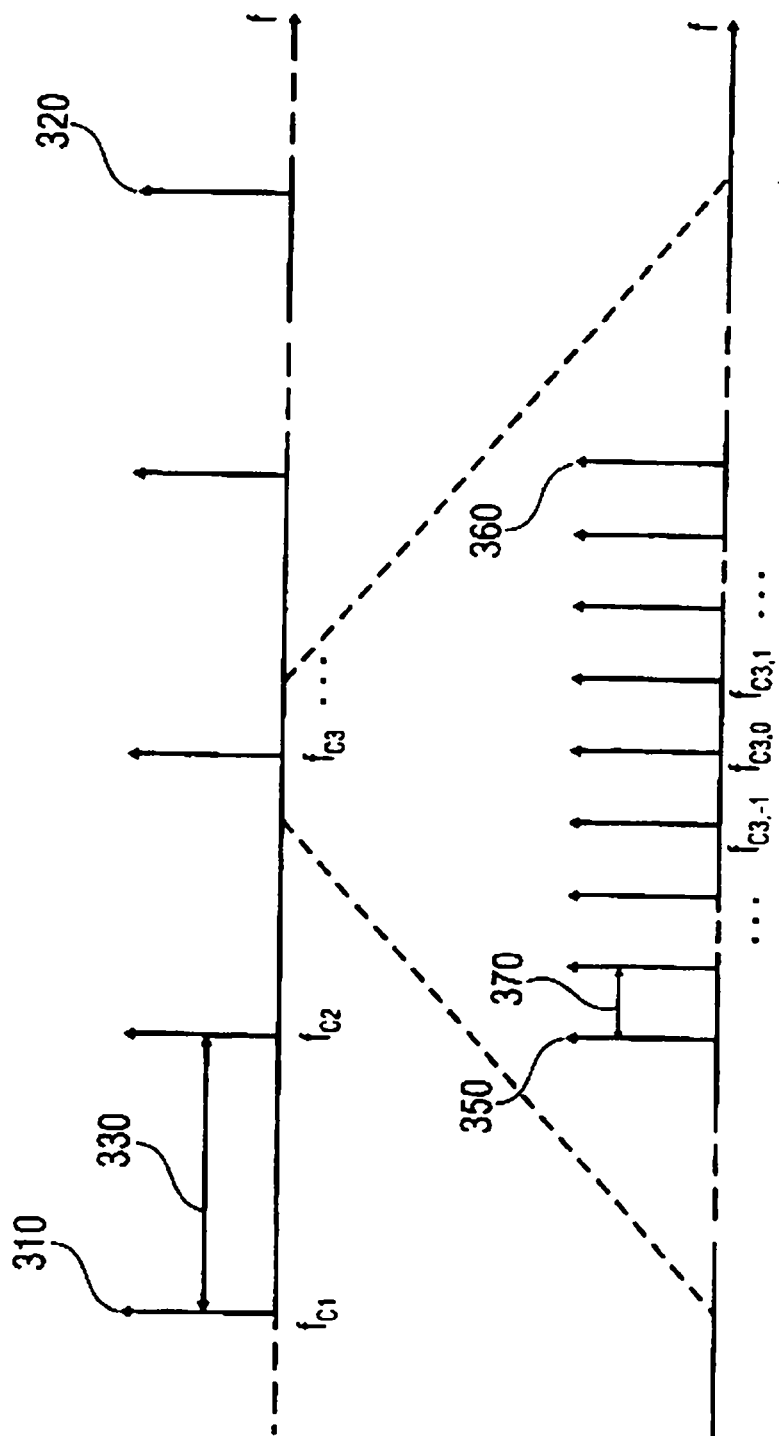


FIG 4

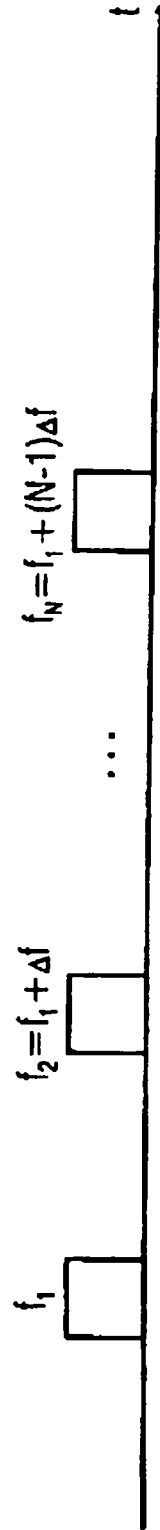


FIG 5

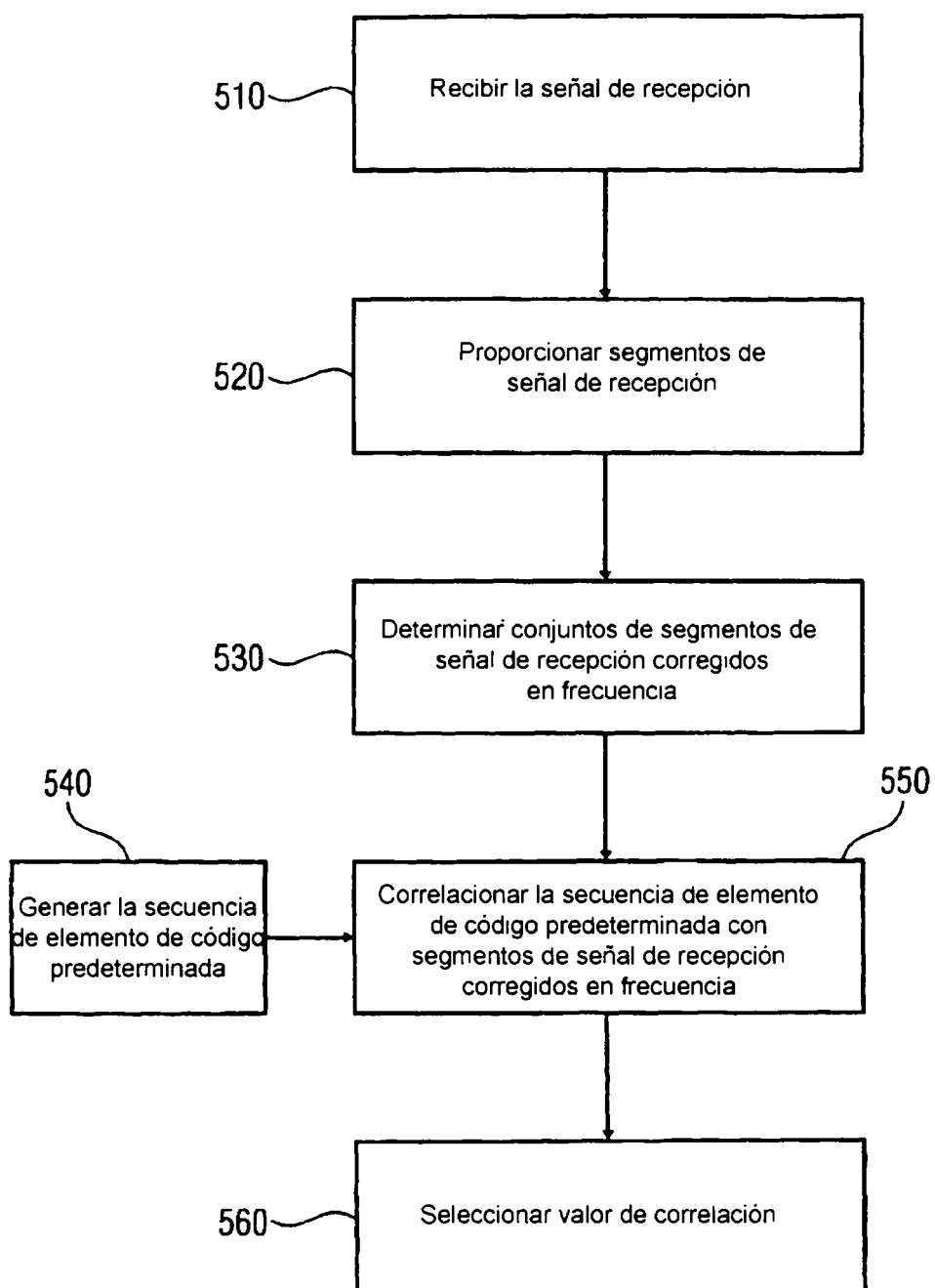


FIG 6

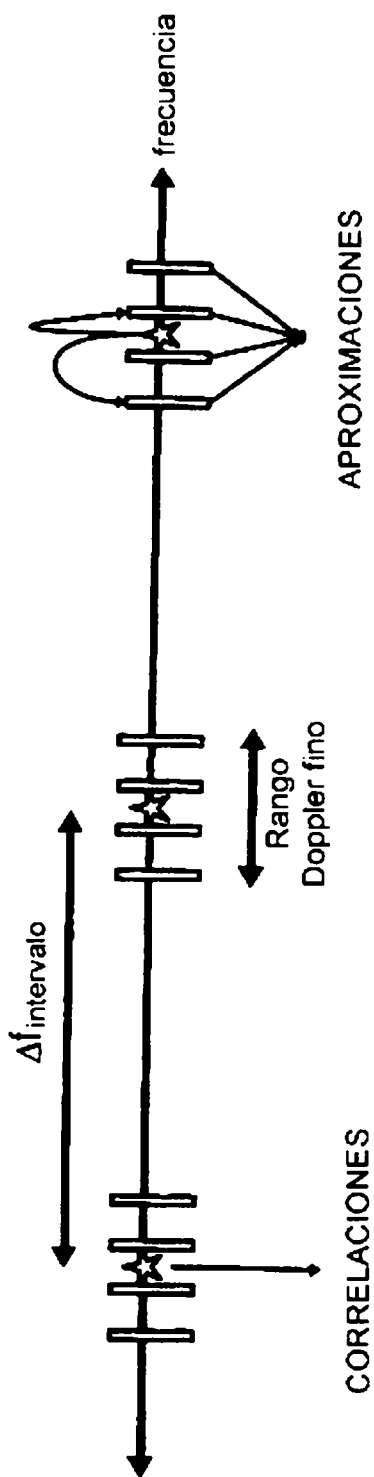


FIG 7

