

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 550 709**

51 Int. Cl.:

G01S 19/44 (2010.01)

G01S 19/29 (2010.01)

G01S 1/02 (2010.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.01.2014 E 14150652 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.07.2015 EP 2755050**

54 Título: **Dispositivo de seguimiento de señales de radionavegación**

30 Prioridad:

10.01.2013 FR 1350211

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

11.11.2015

73 Titular/es:

**CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES
(50.0%)
2, Place Maurice Quentin
75039 Paris Cedex 01, FR y
M3 SYSTEMS (50.0%)**

72 Inventor/es:

**VIGNEAU, WILLY;
JARDAK, NABIL;
PAIMBLANC, PHILIPPE;
PUENGNIM, ANCHALEE y
RIES, LIONEL**

74 Agente/Representante:

CURELL AGUILÁ, Mireia

ES 2 550 709 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

Dispositivo de seguimiento de señales de radionavegación.

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere al ámbito de la radionavegación, más precisamente a un dispositivo de seguimiento de una señal de radionavegación (o señal radioeléctrica de navegación). El campo de aplicación de la invención es concretamente la recepción de señales de radionavegación emitidas por emisores de un sistema de posicionamiento por satélite (abreviado GNSS, por "Global Navigation Satellite System"), por ejemplo GPS (del inglés "Global Positioning System"), Galileo, Glonass, QZSS, Compass, IRNSS, etc.

Estado de la técnica

15 De manera general, las señales de radionavegación emitidas por satélites (o pseudosatélites) de un sistema de posicionamiento se presentan en forma de una portadora modulada por una forma de onda de ensanchamiento que contiene un código binario pseudoaleatorio. Al provocar la modulación de la portadora el ensanchamiento del espectro alrededor de la frecuencia de la portadora, las señales de radionavegación se denominan a menudo "de espectro ensanchado". Los códigos pseudoaleatorios representan un identificador de la señal y, por tanto, del satélite emisor. Con receptores conocidos, les permiten un acceso múltiple por división de código (AMRC). De manera accesoria, determinadas señales de posicionamiento por satélite también pueden transportar datos útiles (por ejemplo, el mensaje de navegación) en forma de una secuencia binaria (a un ritmo netamente menos elevado que el código pseudoaleatorio) modulada además en la portadora. En lo sucesivo se hará caso omiso de esta carga de datos útiles.

25 En el caso de GPS, las señales de radionavegación se transmiten en las bandas de frecuencias L1, centrada en 1575,42 MHz, L2, centrada en 1227,6 MHz, y L5, centrada en 1176,45 MHz. Los satélites del GNSS europeo (también conocido con el nombre de Galileo) transmitirán en las bandas E2-L1-E1 (siendo la sección de banda media L1 la misma que la del GPS), E5a (que, según la nomenclatura Galileo, representa la banda L5 prevista para el GPS), E5b (centrada en 1207,14 MHz) y E6 (centrada en 1278,75 MHz). En lo sucesivo, las bandas E5a y E5b se considerarán en conjunto como banda E5, con 1191,795 MHz como frecuencia central. Para el caso de las señales abiertas de Galileo, puede encontrarse su descripción completa en el "Galileo Open Service Signal-In-Space Interface Control Document", o Galileo OS SIS ICD, disponible en el sitio web http://ec.europa.eu/enterprise/policies/satnav/galileo/open-service/index_en.htm. Puede observarse incluso que los satélites de la constelación Compass transmiten o transmitirán en la banda B1 (centrada en 1561,098 MHz), B1-2 (centrada en 1589,742 MHz), L1 (centrada en 1575,42 MHz), B2 (centrada en 1207,14 MHz) y B3 (centrada en 1268,52 MHz). El sistema GLONASS utiliza las frecuencias centrales 1602 MHz y 1246 MHz. Las frecuencias centrales indicadas representan las frecuencias de las portadoras de las diferentes señales.

40 La recepción de una señal de radionavegación comprende normalmente una multiplicación de la señal recibida por una réplica interna de la portadora generada en el receptor por un oscilador controlado por un bucle de seguimiento de portadora y otra multiplicación por una réplica interna de la forma de onda de ensanchamiento producida por un generador de forma de onda controlado por un bucle de seguimiento de forma de onda de ensanchamiento (denominado también "bucle de seguimiento de código"). Las señales de error o de realimentación de los bucles de seguimiento de portadora y de forma de onda de ensanchamiento se utilizan por el receptor para determinar su posición. La señal de desfase entre la portadora de la señal recibida y la réplica interna de portadora producida en cada periodo de tiempo por el bucle de seguimiento de portadora proporciona una primera medición u observable (la medición o la observable de fase). La señal de desviación temporal entre la forma de onda de ensanchamiento de la señal recibida y la réplica interna de forma de onda de ensanchamiento producida en cada periodo de tiempo por el bucle de seguimiento de forma de onda de ensanchamiento representa una segunda medición u observable (la medición o la observable de código).

La observable de fase no se utiliza por todos los receptores. Sobre todo, los receptores de bajo coste determinan su posición únicamente basándose en observaciones de código. Las mediciones de fase se ponen en práctica, por ejemplo, en los métodos RTK (del inglés: "Real Time Kinematic") y PPP (del inglés: "Precise Point Positioning").

Las mediciones de código son de una precisión métrica mientras que las mediciones de fase son de una precisión de algunos mm. No obstante, las mediciones de fase presentan el gran inconveniente de que son ambiguas en el sentido de que al principio se desconoce el número de ciclos enteros entre el satélite y el receptor. Las mediciones de fase son módulo de un ciclo y sólo entregan la parte real de la diferencia de fase de la portadora entre la emisión por el satélite y el receptor. Con el fin de poder beneficiarse de la precisión de las mediciones de fase, un receptor debe resolver las ambigüedades de las que adolecen.

El seguimiento de la fase de la portadora de una señal de radionavegación es muy sensible a las condiciones del entorno. El riesgo de pérdida es mucho más elevado que para el seguimiento del código. Además, la gestión de los saltos de ciclo es una tarea difícil. En un entorno difícil (por ejemplo en el medio urbano), la disponibilidad de las

mediciones de fase corre el riesgo de ser muy baja, lo que reduce enormemente el interés de los receptores que pueden efectuar y tratar observaciones de fase.

5 A modo de ejemplo, los siguientes documentos analizan la medición de fase y la resolución de las ambigüedades: documento US 2003/0058163, US 2005/0101248, US 3.883.873 y "Analysis of Three-Carrier Ambiguity Resolution Technique for precise relative positioning in GNSS-2" de U. VOLLATH *et al.*, en NAVIGATION, Journal of the Institute of Navigation, Fairfax, VA, EE.UU., vol. 6, n.º 1, 21 de marzo de 1999 - páginas 13-23.

Objeto de la invención

10

Un objeto de la presente invención es aumentar la robustez de las mediciones de fase.

Descripción general de la invención

15

Según la invención, se propone un dispositivo de seguimiento de señales de radionavegación que comprende una primera etapa de seguimiento de una primera señal de radionavegación contenida en una señal de entrada que va a aplicarse al dispositivo y una segunda etapa de seguimiento de una segunda señal de radionavegación contenida en la señal de entrada. La primera señal de radionavegación se supone que comprende una primera portadora a una primera frecuencia modulada por una primera forma de onda de ensanchamiento, mientras que la segunda señal de radionavegación se supone que comprende una segunda portadora a una segunda frecuencia, diferente de la primera frecuencia, modulada por una segunda forma de onda de ensanchamiento. La primera etapa de seguimiento comprende un primer bucle de enganche de fase de portadora con un mezclador configurado para multiplicar la señal de entrada con una réplica local de la primera portadora. El primer bucle de enganche de fase de portadora comprende un discriminador de fase de la primera portadora configurado para producir una primera señal de error resultante de un primer desfase entre la primera portadora y la réplica local de la primera portadora. El primer bucle de enganche de fase de portadora está configurado para ajustar la fase de la réplica local de la primera portadora basándose en la primera señal de error. La segunda etapa de seguimiento comprende un segundo bucle de enganche de fase de portadora con un mezclador configurado para multiplicar la señal de entrada con una réplica local de la segunda portadora. El segundo bucle de enganche de fase de portadora comprende un discriminador de la fase de la pulsación entre la primera portadora y la segunda portadora configurado para producir una segunda señal de error resultante de una diferencia entre el primer desfase y un segundo desfase entre la segunda portadora y la réplica local de la segunda portadora. El segundo bucle de enganche de fase está configurado para ajustar la fase de la réplica local de la segunda portadora basándose en las señales de error primera y segunda.

20

25

30

35

Se observa que el dispositivo según la invención puede emplearse en el marco de un receptor GNSS bifrecuencia o multifrecuencia. En lugar de hacer un seguimiento de las señales de radionavegación primera y segunda de manera individual (es decir, mediante bucles de seguimiento de fase separados), el dispositivo de seguimiento de la invención utiliza bucles de enganche de fase acoplados entre sí. Se hace un seguimiento de la fase de la primera señal de radionavegación basándose en la primera señal de error mientras que se hace un seguimiento de la de la segunda señal de radionavegación gracias a la utilización de la primera señal de error y de la segunda señal de error que depende de la fase de la pulsación entre las dos portadoras. En este documento, el término "pulsación" designa la variación periódica de la amplitud de la oscilación resultante de la composición de dos portadoras. La señal de pulsación presenta la frecuencia $|f_1 - f_2|$ en la que f_1 y f_2 representan respectivamente la primera y la segunda frecuencia de portadora. La fase de la pulsación depende de la fase de cada una de las dos portadoras. Intuitivamente, el conocimiento de la fase de una de las portadoras y de la fase de la pulsación permite hallar la fase de la otra portadora. En el dispositivo de seguimiento según la invención, el bucle de seguimiento de fase de la segunda portadora ajusta la fase de la réplica local de la segunda portadora utilizando esta propiedad. Una ventaja de este enfoque es que el dispositivo según la invención sólo realiza un seguimiento directo de la fase de la primera portadora. El segundo bucle de enganche de fase realiza un seguimiento de la pulsación, que se encuentra a una frecuencia ($|f_1 - f_2|$) netamente inferior a la frecuencia de la segunda portadora. Al ser esta frecuencia más baja, el número de saltos de fase por unidad de tiempo se reduce considerablemente con respecto a las portadoras, lo que conlleva una robustez elevada de la medición de fase de pulsación. El método utilizado por el dispositivo según la invención permite así un seguimiento conjunto, más robusto, de la fase de dos señales de radionavegación procedentes del mismo emisor (satélite o pseudosatélite).

40

45

50

55

Preferentemente, el primer bucle de enganche de fase comprende un oscilador de control numérico (OCN), controlado por un primer filtro que recibe la primera señal de error en la entrada. El segundo bucle de enganche de fase comprende preferentemente un oscilador de control numérico controlado por el primer filtro y un segundo filtro (del segundo bucle de enganche de fase) que recibe la segunda señal de error en la entrada. El segundo filtro puede comprender, por ejemplo, un filtro de Kalman, un filtro de Kalman ensanchado o un filtro particular.

60

65

Preferentemente, las señales de radionavegación primera y segunda se seleccionan de entre las señales Galileo E1, E5 y E6 o de las señales GPS L5, L2C y L1 o incluso de las señales GLONASS L3, G2 y G1. El método utilizado por el dispositivo según la invención es particularmente ventajoso si el seguimiento de fase de portadora de una de las señales es significativamente más robusto que el seguimiento de la o de las otras señales. En tal situación, la señal cuyo seguimiento de fase de portadora es el más robusto puede elegirse como la primera señal de radionavegación.

No es necesario realizar un seguimiento de la fase de portadora de las otras señales de radionavegación directamente sino que puede hallarse gracias a la fase de pulsación. Según un modo de realización ventajoso de la invención, la primera señal de radionavegación es una señal Galileo E5 y la segunda señal de radionavegación es una señal Galileo E1 o una señal Galileo E6. Debido a la modulación "AltBOC" de la señal Galileo E5, el seguimiento de la fase de portadora de esta señal es más robusto que el de E1 (modulación CBOC) o de E6.

La primera etapa de seguimiento comprende preferentemente un primer correlador configurado para correlacionar una réplica local de la primera forma de onda de ensanchamiento con la señal de entrada multiplicada por la réplica local de la primera portadora. El discriminador de fase de la primera portadora puede estar configurado de modo que determine la primera señal de error basándose en el resultado de correlación producido por el primer correlador.

La segunda etapa de seguimiento comprende preferentemente un segundo correlador configurado para correlacionar una réplica local de la segunda forma de onda de ensanchamiento con la señal de entrada multiplicada por la réplica local de la segunda portadora. El discriminador de fase de la pulsación entre la primera portadora y la segunda portadora puede estar configurado para determinar la segunda señal de error basándose en el resultado de correlación producido por el primer correlador y en el resultado de correlación producido por el segundo correlador.

Preferentemente, el discriminador de fase de la pulsación entre la primera portadora y la segunda portadora está configurado de modo que utilice o bien el producto del resultado de correlación proporcionado por el primer correlador y del conjugado complejo del resultado de correlación proporcionado por el segundo correlador, o bien el producto del conjugado complejo del resultado de correlación producido por el primer correlador y del resultado de correlación producido por el segundo correlador para producir la segunda señal de error.

El dispositivo según la invención puede estar configurado para el tratamiento conjunto de tres señales de radionavegación, incluso más. En este caso, ha de preverse una tercera etapa de seguimiento de una tercera señal de radionavegación. La tercera señal de radionavegación se supone que comprende una tercera portadora a una tercera frecuencia, diferente de las frecuencias primera y segunda, modulada por una tercera forma de onda de ensanchamiento. La tercera etapa de seguimiento está estructurada preferentemente de la misma manera que la segunda etapa de seguimiento. Puede comprender concretamente un tercer bucle de enganche de fase de portadora con un mezclador configurado para multiplicar la señal de entrada con una réplica local de la tercera portadora. El tercer bucle de enganche de fase de portadora puede comprender un discriminador de fase de una pulsación entre la primera portadora y la tercera portadora configurado para producir una tercera señal de error resultante de una diferencia entre el primer desfase y un tercer desfase entre la tercera portadora y la réplica local de la tercera portadora. El tercer bucle de enganche de fase está configurado entonces para ajustar la fase de la réplica local de la tercera portadora basándose en las señales de error primera y tercera. Preferentemente, las señales de radionavegación primera, segunda y tercera se seleccionan de entre las señales Galileo E1, E5 y E6 o de las señales GPS L5, L2C y L1 o incluso de las señales GLONASS L3, G2 y G1.

El tercer bucle de enganche de fase comprende preferentemente un oscilador de control numérico controlado por el primer filtro y un tercer filtro (del tercer bucle de enganche de fase) que recibe la tercera señal de error en la entrada. Además, el oscilador de control numérico puede estar controlado por el mismo filtro de Kalman, el filtro de Kalman ensanchado o el filtro particular que controla el oscilador de control numérico del segundo bucle.

La tercera etapa de seguimiento comprende preferentemente un tercer correlador configurado para correlacionar una réplica local de la tercera forma de onda de ensanchamiento con la señal de entrada multiplicada por la réplica local de la tercera portadora. El discriminador de fase de la pulsación entre la primera portadora y la tercera portadora puede determinar entonces la tercera señal de error basándose en el resultado de correlación producido por el primer correlador y en el resultado de correlación producido por el tercer correlador.

El discriminador de fase de la pulsación entre la primera portadora y la tercera portadora está configurado preferentemente de modo que utilice el producto del resultado de correlación producido por el primer correlador y del conjugado complejo del resultado de correlación producido por el tercer correlador o el producto del conjugado complejo del resultado de correlación producido por el primer correlador y del resultado de correlación producido por el tercer correlador para producir la tercera señal de error.

Se apreciará que el dispositivo según la invención puede implementarse mediante un procesador de señales digitales (DSP, del inglés "Digital Signal processor").

Un aspecto de la invención se refiere a un receptor GNSS, que comprende uno o varios dispositivos de seguimiento de señales de radionavegación tales como los descritos.

Breve descripción de los dibujos

Otras particularidades y características de la invención se desprenderán de la descripción detallada de algunos modos de realización ventajosos presentados a continuación, a modo de ilustración, con referencia a los dibujos adjuntos. Éstos muestran:

figura 1: un esquema básico de un dispositivo de seguimiento según un primer modo de realización ventajoso de la invención;

5 figura 2: un esquema básico de un dispositivo de seguimiento según un segundo modo de realización ventajoso de la invención;

figura 3: un esquema básico de una variante del dispositivo de seguimiento de la figura 2;

10 figura 4: un esquema básico de un receptor GNSS que comprende dispositivos de seguimiento según la invención.

Descripción de una realización preferida

15 Un receptor de señales de radionavegación puede realizar mediciones de código (no ambiguas) y mediciones de fase (ambiguas en un número entero de ciclos) en las señales de radionavegación que recibe de los diferentes satélites con visibilidad (es decir, por encima del horizonte). Un receptor multifrecuencia puede efectuar estas mediciones en al menos dos frecuencias de portadora f_1 y f_2 distintas. Suponiendo un receptor bifrecuencia, pueden obtenerse por tanto, para cada satélite con visibilidad y en cada periodo de tiempo (t_k), dos mediciones de código, indicadas como $P_1^j(t_k)$ y $P_2^j(t_k)$, y dos mediciones de fase, indicadas como $\Phi_1^j(t_k)$ y $\Phi_2^j(t_k)$, en las frecuencias f_1 y f_2 , en las que el índice superior (j) indica el emisor (el satélite o el pseudosatélite) del que procede la señal que llega al receptor. Como los satélites orbitan alrededor de la Tierra, solamente una parte de ellos son visibles en un momento dado desde el lugar del receptor. Para facilitar la notación, la dependencia del tiempo y el índice de satélite no se indicarán siempre explícitamente a continuación.

25 Se utilizarán las siguientes notaciones:

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1}, \quad \lambda_2 = \frac{c}{f_2}$$

30 n las que c representa la velocidad de la luz.

Las mediciones de código y de fase cumplen las siguientes ecuaciones (mediciones a la izquierda, parámetros del modelo a la derecha):

$$P_1 = r + \Delta_1^{iono} + c\Delta h$$

$$P_2 = r + \Delta_2^{iono} + c\Delta h$$

$$\lambda_1 \Phi_1 = r + \lambda_1 W - \Delta_1^{iono} + c\Delta h + \lambda_1 N_1$$

35
$$\lambda_2 \Phi_2 = r + \lambda_2 W - \Delta_2^{iono} + c\Delta h + \lambda_2 N_2 \text{ (Ec. 1)}$$

en las que

40 - r representa la distancia de propagación entre el satélite y el receptor, incluyendo la elongación troposférica, efectos relativistas, etc.;

- Δ_1^{iono} y Δ_2^{iono} describen el alargamiento ionosférico que varía aproximadamente en función del cuadrado de la frecuencia (de la que $\Delta_2^{iono} \approx \Delta_1^{iono} \cdot f_1^2 / f_2^2$);

45 - N_1 y N_2 representan las ambigüedades de fase (enteras) de las dos portadoras;

- W representa la contribución del efecto “wind-up” (saturación) en ciclos; y

- Δh es la diferencia entre el reloj del receptor y el reloj del emisor.

50 En el sistema de ecuaciones anterior, las mediciones de código P_1 , P_2 se expresan en unidades de longitud, mientras que las mediciones de fase Φ_1 , Φ_2 se expresan en ciclos.

La combinación *widelane* (de banda ancha) se define tal como sigue:

55

$$\Phi_w = \Phi_1 - \Phi_2 = \frac{f_w}{c} r + N_w + f_w \Delta h - \left(\frac{1}{\lambda_1} \Delta_1^{iono} - \frac{1}{\lambda_2} \Delta_2^{iono} \right) \quad (\text{Ec. 2})$$

en la que

- 5 - f_w es la frecuencia de pulsación, definida por $f_w = f_1 - f_2$ y
- N_w es la ambigüedad *widelane* definida por $N_w = N_1 - N_2$.

10 Se indica como $\lambda_w = c/(f_1 - f_2) = (1/\lambda_1 - 1/\lambda_2)^{-1}$ la longitud de onda de la pulsación. La longitud de onda de la pulsación entre las frecuencias E1 y E5 de Galileo asciende, por ejemplo, casi hasta 78 cm.

15 La figura 1 muestra un dispositivo de seguimiento 10 según un modo de realización preferido de la invención. El dispositivo de seguimiento 10 comprende una primera etapa de seguimiento 12 para realizar un seguimiento de una señal Galileo E5 contenida en la señal de entrada y una segunda etapa de seguimiento 14 para realizar un seguimiento de una señal Galileo E1 (o E6) contenida en la señal de entrada. En lo sucesivo, a modo de ejemplo, se utilizarán f_1 y f_2 para designar la frecuencia de la portadora de E5 y de E1, respectivamente.

20 La señal de entrada comprende las señales de radionavegación a la frecuencia f_1 y a la frecuencia f_2 transmitidas por los diferentes satélites con visibilidad. Las señales procedentes del mismo emisor se tratan conjuntamente. Por el contrario, no está previsto acoplar el seguimiento de señales procedentes de emisores diferentes. Un receptor GNSS comprenderá por tanto un número de dispositivos de seguimiento 10 correspondiente al número de satélites (o de pseudosatélites) de los que el receptor debe poder realizar un seguimiento en paralelo.

25 La primera etapa de seguimiento 12 comprende un mezclador 16 que multiplica la señal de entrada con una réplica local de la portadora E5, generada por un oscilador de control numérico 18. En notación compleja, la réplica local de la portadora E5 se escribe como $\exp(2\pi\hat{f}_1 t + \hat{\phi}_1)$, en la que \hat{f}_1 es la estimación de la frecuencia (variable puesto que está sometida a efecto Doppler) y $\hat{\phi}_1$ la estimación del valor real de la fase ϕ_1 de la portadora (en radianes). En la salida del mezclador 16, se dispone de una vía "en fase", indicada como I, y una vía "en cuadratura de fase", indicada como Q, que se llevan a una etapa de correlación 24.

30 En la etapa de correlación 24, las vías I y Q se multiplican cada una por una réplica local de la forma de onda de ensanchamiento y se integran. Los generadores de réplica de forma de onda de ensanchamiento se representan en la figura 1 como generadores de réplica de código pseudoaleatorio 26 con el fin de no abarrotar el dibujo demasiado. Si la señal que va a recibirse contiene una subportadora (por ejemplo, una modulación BOC (del inglés "Binary Offset Carrier"), AltBOC (del inglés "Alternative BOC") u otra), la etapa de correlación 24 presenta una mayor complejidad (véase por ejemplo, la patente FR 2 941 535). La figura 1 está por otro lado simplificada porque sólo muestra el correlador denominado "inmediato" (en inglés: "prompt correlator"). La etapa de correlación 24 puede comprender otros correladores. La arquitectura de mejores prestaciones comprende un correlador "prompt", un correlador "temprano" (en inglés: "early correlator") y un correlador "tardío" (en inglés "late correlator").

35 La réplica del código pseudoaleatorio que se mezcla con las vías I y Q mediante los mezcladores 28 se indica como $C_1(t - \hat{\tau}_1)$ en la que $\hat{\tau}_1$ es la estimación del valor real de la desviación de código τ_1 y C_1 la función que puede adoptar los valores +1 y -1 que describen el código pseudoaleatorio. Se obtiene $P_1 = c \hat{\tau}_1$ en caso de enganche del bucle de seguimiento de código.

40 La salida de los correladores 30 se utiliza por un bucle de enganche de fase y de frecuencia. Un discriminador de fase 32 genera una señal de error que indica el error de fase residual, es decir, la diferencia entre la estimación $\hat{\phi}_1$ de la fase y del valor real ϕ_1 . La señal de error se indica como $\delta\hat{\phi}_1 = \phi_1 - \hat{\phi}_1$. El discriminador de fase puede ser un discriminador "atan2"; en este caso, $\delta\hat{\phi}_1(t_k) = \text{atan} 2(Q_{P1}(t_k), I_{P1}(t_k))$, siendo $Q_{P1}(t_k)$ el resultado de la correlación en la vía inmediata (índice "P") en cuadratura de fase e $I_{P1}(t_k)$ es el resultado de la correlación en la vía inmediata en fase. Un discriminador de frecuencia (no ilustrado en la figura 1) produce una señal de error que indica el error de frecuencia residual, es decir, la diferencia $\delta\hat{f}_1 = f_1 - \hat{f}_1$. El discriminador de frecuencia puede ser un discriminador

$$\delta\hat{f}_1 = \frac{I_{P1}(t_{k-1})Q_{P1}(t_k) - I_{P1}(t_k)Q_{P1}(t_{k-1})}{T},$$

45 "cross-product" (producto cruzado) que calcula en la que $T = t_k - t_{k-1}$. Un filtro de bucle 34 recibe las señales de error de fase y de frecuencia y deduce a partir de ellas la señal de control del oscilador de control numérico 18.

La salida de los correladores 30 se utiliza además por un bucle de enganche de código (o bucle de seguimiento de código). Un discriminador denominado "de código" 36 genera una señal de error que indica el error de desviación de código residual, es decir, la diferencia $\delta\hat{\tau}_1 = \varphi_1 - \hat{\tau}_1$. Este discriminador puede ser, por ejemplo, un discriminador "early-late normalized" (normalizado temprano-tardío), que calcula:

$$\delta\hat{\tau}_1 = \delta T \cdot \frac{\sqrt{I_{E1}(t_k)^2 + Q_{E1}(t_k)^2} - \sqrt{I_{L1}(t_k)^2 + Q_{L1}(t_k)^2}}{\sqrt{I_{E1}(t_k)^2 + Q_{E1}(t_k)^2} + \sqrt{I_{L1}(t_k)^2 + Q_{L1}(t_k)^2}}, \quad \text{en la que } \delta T = \left(1 - \frac{\Delta_{EL}}{2}\right),$$

siendo Δ_{EL} la desviación temporal entre los correladores tempranos y los correladores tardíos. I_{E1} , Q_{E1} son las salidas de los correladores temprano ("early") e I_{L1} , Q_{L1} son las salidas de los correladores tardíos ("late"). La señal de error de desviación de código se lleva a un filtro de bucle de código 38 que deduce a partir de la misma la señal de control de los generadores de la réplica de la forma de onda de ensanchamiento (representados en este caso por los generadores de código 26).

La segunda etapa de seguimiento 14 comprende un mezclador 40 que multiplica la señal de entrada con una réplica local de la portadora E1, generada por un oscilador de control numérico 42. En notación compleja, la réplica local de

la portadora E1 se escribe como $\exp(2\pi\hat{f}_2 t + \hat{\varphi}_2)$, en la que \hat{f}_2 es la estimación de la frecuencia y $\hat{\varphi}_2$ la estimación del valor real de la fase φ_2 de la portadora E1 (en radianes). La salida "en fase", indicada como I, y la salida "en cuadratura de fase", indicada como Q, del mezclador se llevan a una etapa de correlación 44.

En la etapa de correlación 44, unos mezcladores 48 multiplican cada una de las vías I y Q con una réplica local de la forma de onda de ensanchamiento y unos correladores 50 integran las vías I y Q. Los generadores de réplica de forma de onda de ensanchamiento están representados en la figura 1 como generadores de réplica de código pseudoaleatorio 46. Si la señal que va a recibirse contiene una subportadora (por ejemplo, una modulación BOC (del inglés "Binary Offset Carrier"), CBOC (del inglés "Composite BOC") u otra), la etapa de correlación 44 presenta una mayor complejidad (véase por ejemplo, la patente FR 2 941 535). La figura 1 está por otro lado simplificada porque sólo muestra el correlador denominado "inmediato". La etapa de correlación 44 puede comprender otros correladores, concretamente un correlador "temprano" y un correlador "tardío".

La salida de los correladores 50 sirve de entrada a un bucle de seguimiento de código. Un discriminador de código 52 genera una señal de error que indica el error de desviación de código residual, es decir, la diferencia $\delta\tau_2 = \tau_2 - \hat{\tau}_2$.

Este discriminador puede ser, por ejemplo, un discriminador "early-late normalized". La señal de error de desviación de código se lleva a un filtro de bucle de código 54 que deduce a partir de la misma la señal de control de los generadores de la réplica de la forma de onda de ensanchamiento (representados en este caso por los generadores de código 46). Los bucles de seguimiento de código de las señales E5 y E1 se construyen por tanto de manera análoga en este ejemplo. No obstante debe observarse que la elección de los diferentes discriminadores debe realizarse en función de la modulación de las señales de radionavegación y de una eventual carga útil (mensaje de navegación). Los diferentes criterios para elegir discriminadores apropiados se conocen bien en el campo técnico y no es necesario repetirlos en este contexto.

El bucle de enganche de fase y de frecuencia para realizar un seguimiento de la segunda señal de radionavegación combina la salida de los correladores inmediatos de la primera etapa de seguimiento 12 con la salida de los correladores inmediatos de la segunda etapa de seguimiento 14. La salida de los correladores inmediatos de la primera etapa de seguimiento 12 se escribe, en notación compleja, como $I_{P1}(t_k) + jQ_{P1}(t_k)$, lo que puede representarse por $A_1 \exp(j(\varphi_1 - \hat{\varphi}_1)) = A_1 \exp(j \cdot \delta\hat{\varphi}_1)$. De manera análoga, la salida de los correladores inmediatos de la segunda etapa de seguimiento 14 se escribe, en notación compleja, como $I_{P2}(t_k) + jQ_{P2}(t_k)$, lo que puede representarse por $A_2 \exp(j(\varphi_2 - \hat{\varphi}_2)) = A_2 \exp(j \cdot \delta\hat{\varphi}_2)$. El módulo de conjugación compleja 58 devuelve $A_1 \exp(-j \cdot \delta\hat{\varphi}_1)$ y el módulo de multiplicación compleja 56 calcula por tanto $A_1 A_2 \exp((j \cdot (\delta\hat{\varphi}_1 - \delta\hat{\varphi}_2))$. La magnitud $\delta\hat{\varphi}_1 - \delta\hat{\varphi}_2$, que se indicará como $\delta\hat{\varphi}_w$, corresponde a la fase de la pulsación entre la primera portadora y la segunda portadora.

El discriminador de fase 60 genera una señal de error resultante de una diferencia entre el primer desfase $\delta\hat{\varphi}_1$ y el segundo desfase $\delta\hat{\varphi}_2$. El discriminador de fase 60, que devuelve $\delta\hat{\varphi}_w$ como señal de error, puede ser un discriminador de tipo "atan2".

Un discriminador de frecuencia (no ilustrado en la figura 1) produce una señal de error que indica el error de la frecuencia de pulsación residual, es decir, la diferencia $\delta\hat{f}_w = f_w - \hat{f}_w$. El discriminador de frecuencia puede ser un

discriminador “cross-product” (producto cruzado). Un filtro de bucle 62 recibe las señales de error de fase y de frecuencia de pulsación y deduce a partir de las mismas una señal de corrección de fase y de frecuencia que ha de combinarse con la señal de control proporcionada por el filtro de bucle 34. La señal que controla el oscilador 42 se basa por tanto en la estimación de la segunda frecuencia \hat{f}_2 , obtenida mediante $\hat{f}_2 = \hat{f}_1 + \hat{f}_w$, y la fase $\hat{\phi}_2$,

5 obtenida mediante $\hat{\phi}_2 = \hat{\phi}_1 + \hat{\phi}_w$.

Las salidas de los discriminadores 32, 36, 52 y 60 pueden utilizarse para la determinación de la posición por un módulo de posicionamiento (no ilustrado en la figura 1).

10 La figura 2 muestra un dispositivo de seguimiento 110 según un segundo modo de realización preferido de la invención. El dispositivo de seguimiento 110 comprende una primera etapa de seguimiento 112 para realizar un seguimiento de una señal Galileo E5, una segunda etapa de seguimiento 114 para realizar un seguimiento de una señal Galileo E1 y una tercera etapa de seguimiento 114' para realizar un seguimiento de una señal Galileo E6. En lo sucesivo se indicarán como f_1 , f_2 y f_3 las frecuencias de las portadoras E5, E1 y E6, respectivamente.

15 La señal de entrada comprende las señales de radionavegación a las frecuencias f_1 , f_2 y f_3 transmitidas por los diferentes satélites con visibilidad. Las señales procedentes del emisor se tratan conjuntamente. Por el contrario, no está previsto acoplar el seguimiento de señales procedentes de emisores diferentes. Un receptor GNSS comprenderá por tanto un número de dispositivos de seguimiento 110 correspondiente al número de satélites (o de pseudosatélites) de los que el receptor debe poder realizar un seguimiento en paralelo.

20 La primera etapa de seguimiento 112 presenta esencialmente la misma arquitectura que la primera etapa de seguimiento del modo de realización de la figura 1. En un mezclador 116, la señal de entrada se multiplica con una réplica local de la portadora E5, indicada como $\exp(2\pi\hat{f}_1 t + \hat{\phi}_1)$, generada por un oscilador de control numérico 118.

25 En la salida del mezclador 116, se dispone de una vía “en fase”, indicada como I, y de una vía “en cuadratura de fase”, indicada como Q, que se llevan a la primera etapa de correlación 124.

30 En la primera etapa de correlación, las vías I y Q se mezclan con réplicas de la forma de onda de ensanchamiento y se integran. Las salidas de los correladores se llevan a un discriminador de código, que genera una señal de error que indica el error de desviación de código residual, es decir, la diferencia $\delta\hat{\tau}_1 = \tau_1 - \hat{\tau}_1$. Un filtro de bucle de seguimiento de código (no ilustrado) deduce a partir de la misma la estimación $\hat{\tau}_1$ de la desviación de código y la utiliza para controlar un oscilador de control numérico, que a su vez proporciona la señal de reloj que controla los generadores de la réplica de forma de onda de ensanchamiento.

35 La salida de los correladores 130 ($A_1 \exp(j(\varphi_1 - \hat{\phi}_1)) = A_1 \exp(j \cdot \delta\hat{\phi}_1)$ en notación compleja) también se utiliza mediante un discriminador de fase 132, que genera una señal de error que indica el error de fase residual, es decir, la diferencia entre la estimación $\hat{\phi}_1$ de la fase y del valor real φ_1 . Un discriminador de frecuencia (no ilustrado en la figura 2) produce una señal de error que indica el error de frecuencia residual, es decir, la diferencia $\delta\hat{f}_1 = f_1 - \hat{f}_1$.

40 Un filtro de bucle 134 recibe las señales de error de fase y de frecuencia y deduce a partir de las mismas la señal de control del oscilador de control numérico 118. Opcionalmente, una señal de ayuda del navegador (que depende de la velocidad y o de la aceleración del receptor) puede aplicarse al bucle de seguimiento de portadora para aumentar la robustez del enganche.

45 En la segunda etapa de seguimiento 114, la señal de entrada se mezcla en un mezclador 140 con una réplica local de la portadora E1, indicada como $\exp(2\pi\hat{f}_2 t + \hat{\phi}_2)$. Las vías I y Q así obtenidas se correlacionan a continuación con una réplica de la forma de onda de ensanchamiento. La salida de los correladores 150 ($A_2 \exp(j(\varphi_2 - \hat{\phi}_2)) = A_2 \exp(j \cdot \delta\hat{\phi}_2)$ en notación compleja) se combina con la salida de los correladores 130 mediante un discriminador 160 de la fase de la pulsación entre la primera y la segunda portadora. El discriminador de fase 160 genera una señal de error resultante de una diferencia entre el primer desfase $\delta\hat{\phi}_1$ y el segundo desfase $\delta\hat{\phi}_2$. El discriminador de fase

50 160 devuelve $\delta\hat{\phi}_{w12} = \delta\hat{\phi}_1 - \delta\hat{\phi}_2$ como señal de error. La segunda etapa de seguimiento 114 comprende además un discriminador de frecuencia (no ilustrado) que produce una señal de error que indica el error de la frecuencia de pulsación entre la primera y la tercera portadora, es decir, la diferencia $\delta\hat{f}_{w12} = f_{w12} - \hat{f}_{w12}$, siendo $f_{w12} = f_1 - f_2$.

55 La tercera etapa de seguimiento 114' se construye de manera análoga a la segunda etapa de seguimiento 114. En la tercera etapa de seguimiento 114', la señal de entrada se mezcla en un mezclador 140' con una réplica local de la

portadora E6, indicada como $\exp(2\pi\hat{f}_3 t + \hat{\phi}_3)$. Las vías I y Q así obtenidas se correlacionan a continuación con una réplica de la forma de onda de ensanchamiento. La salida de los correladores 150' ($A_3 \exp(j(\phi_3 - \hat{\phi}_3)) = A_3 \exp(j \cdot \delta\hat{\phi}_3)$) en notación compleja se combina con la salida de los correladores 130 mediante un discriminador 160' de la fase de la pulsación entre la primera y la tercera portadora. El discriminador de fase 160' genera una señal de error resultante de una diferencia entre el primer desfase $\delta\hat{\phi}_1$ y el tercer desfase $\delta\hat{\phi}_3$. El discriminador de fase 160' devuelve $\delta\hat{\phi}_{w13} = \delta\hat{\phi}_1 - \delta\hat{\phi}_3$ como señal de error. La tercera etapa de seguimiento 114' comprende además un discriminador de frecuencia (no ilustrado) que produce una señal de error que indica el error de la frecuencia de pulsación entre la primera y la tercera portadora, es decir, la diferencia $\delta\hat{f}_{w13} = f_{w13} - \hat{f}_{w13}$, siendo $f_{w13} = f_1 - f_3$.

La salida de los correladores 150' ($A_3 \exp(j(\phi_3 - \hat{\phi}_3)) = A_3 \exp(j \cdot \delta\hat{\phi}_3)$) en notación compleja se combina además con la salida de los correladores 150 mediante un discriminador 160" de la fase de la pulsación entre la segunda y la tercera portadora. El discriminador de fase 160" genera una señal de error resultante de una diferencia entre el segundo desfase $\delta\hat{\phi}_2$ y el tercer desfase $\delta\hat{\phi}_3$. El discriminador de fase 160" devuelve por tanto $\delta\hat{\phi}_{w23} = \delta\hat{\phi}_2 - \delta\hat{\phi}_3$ como señal de error. También puede estar previsto un discriminador de frecuencia (no ilustrado) que produce una señal de error que indica el error de la frecuencia de pulsación entre la segunda y la tercera portadora, es decir, la diferencia $\delta\hat{f}_{w23} = f_{w23} - \hat{f}_{w23}$, siendo $f_{w23} = f_2 - f_3$.

Las salidas de los discriminadores 136, 160, 160', 160" así como de los discriminadores de frecuencia (no ilustrados) se tratan en un filtro de Kalman ensanchado 120. El vector de mediciones aplicado al filtro de Kalman ensanchado

120 puede escribirse por tanto como: $z = [c\delta\hat{\tau}_1, \delta\hat{\phi}_{w12}, \delta\hat{f}_{w12}, \delta\hat{\phi}_{w13}, \delta\hat{f}_{w13}, \delta\hat{\phi}_{w23}, \delta\hat{f}_{w23}]^T$. Como salida del filtro

de Kalman ensanchado, se obtiene el vector de estado: $x = [\delta\hat{\rho}_\tau, \delta\hat{\rho}_\phi, \delta\hat{\rho}, \delta\hat{\rho}]^T$, en el que $\delta\hat{\rho}_\tau$ designa el

cambio estimado de la pseudodistancia entre el satélite y el receptor desde el periodo de tiempo anterior, $\delta\hat{\rho}_\phi$ el cambio estimado, con la ambigüedad sobre el número de ciclos completos, de la pseudodistancia entre el satélite y el receptor desde el periodo de tiempo anterior, $\delta\hat{\rho}$ el cambio estimado de la velocidad relativa entre el satélite y el

receptor desde el periodo de tiempo anterior y $\delta\hat{\rho}$ el cambio estimado de la aceleración relativa entre el satélite y el

receptor desde el periodo de tiempo anterior. Indicando $X = [\hat{\rho}_\tau, \hat{\rho}_\phi, \hat{\rho}, \hat{\rho}]^T$, la regla de actualización puede expresarse como: $X_k = FX_{k-1} + x_k$ en la que **F** designa la matriz de transición (que depende del modelo) y k es el índice del periodo de tiempo. Se obtiene la estimación del retardo de código $\hat{\tau}_1$ mediante $\hat{\tau}_1 = \hat{\rho}_\tau / c$, $\hat{\tau}_2$ mediante

$\hat{\tau}_2 = \hat{\rho}_\tau / c$, $\hat{\tau}_3$ mediante $\hat{\tau}_3 = \hat{\rho}_\tau / c$, \hat{f}_{w12} mediante $\hat{f}_{w12} = \hat{\rho}_\tau / \lambda_{w12}$, $\hat{\phi}_{w12}$ mediante $\hat{\phi}_{w12} = \hat{\rho}_\phi \cdot 2\pi / \lambda_{w12}$,

\hat{f}_{w13} mediante $\hat{f}_{w13} = \hat{\rho}_\tau / \lambda_{w13}$ y $\hat{\phi}_{w13}$ mediante $\hat{\phi}_{w13} = \hat{\rho}_\phi \cdot 2\pi / \lambda_{w13}$. Estas salidas se utilizan para el control de los OCN del dispositivo de seguimiento 110.

La figura 3 muestra una variante 110' del dispositivo de seguimiento de la figura 2. Por tanto, se han utilizado los mismos números de referencia para designar componentes idénticos. Según la variante de la figura 3, el filtro de Kalman ensanchado emite las señales de control de todos los bucles de seguimiento de código y de portadora. El vector de mediciones aplicado filtro de Kalman ensanchado 120' puede escribirse como: $z = [$

$c\delta\hat{\tau}_1, \delta\hat{\phi}_1, \delta\hat{f}_1, \delta\hat{\phi}_{w12}, \delta\hat{f}_{w12}, \delta\hat{\phi}_{w13}, \delta\hat{f}_{w13}]^T$. El vector de estado es: $x = [\delta\hat{\rho}_\tau, \delta\hat{\rho}_\phi, \delta\hat{\rho}, \delta\hat{\rho}]^T$, en el que $\delta\hat{\rho}_\tau$

designa el cambio estimado de la pseudodistancia entre el satélite y el receptor desde el periodo de tiempo anterior, $\delta\hat{\rho}_\phi$ el cambio estimado, con la ambigüedad sobre el número de ciclos completos, de la pseudodistancia entre el

satélite y el receptor desde el periodo de tiempo anterior, $\delta\hat{\rho}$ el cambio estimado de la velocidad relativa entre el satélite y el receptor desde el periodo de tiempo anterior y $\delta\hat{\rho}$ el cambio estimado de la aceleración relativa entre el

satélite y el receptor desde el periodo de tiempo anterior. Indicando $X = [\hat{\rho}_\tau, \hat{\rho}_\phi, \hat{\rho}, \hat{\rho}]^T$, la regla de actualización

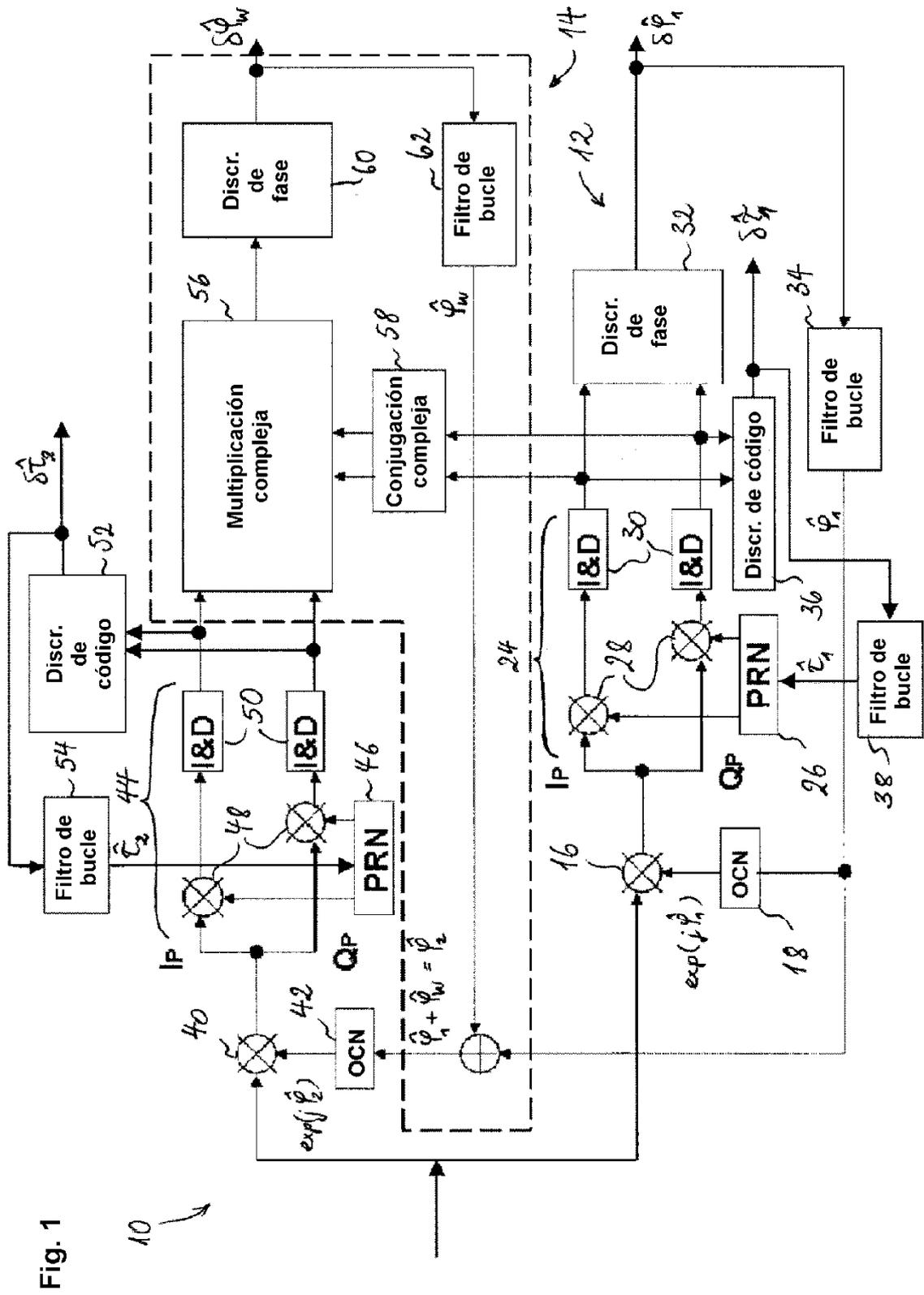
puede expresarse como: $X_k = \mathbf{F}X_{k-1} + x_k$, en la que \mathbf{F} designa la matriz de transición (que depende del modelo) y k es el índice del periodo de tiempo. Se obtiene la estimación del retardo de código $\hat{\tau}_1$ mediante $\hat{\tau}_1 = \hat{\rho}_\tau / c$, $\hat{\tau}_2$ mediante $\hat{\tau}_2 = \hat{\rho}_\tau / c$, $\hat{\tau}_3$ mediante $\hat{\tau}_3 = \hat{\rho}_\tau / c$, \hat{f}_{w12} mediante $\hat{f}_{w12} = \hat{\rho}_\tau / \lambda_{w12}$, $\hat{\phi}_{w12}$ mediante $\hat{\phi}_{w12} = \hat{\rho}_\tau \cdot 2\pi / \lambda_{w12}$, \hat{f}_{w13} mediante $\hat{f}_{w13} = \hat{\rho}_\tau / \lambda_{w13}$ y $\hat{\phi}_{w13}$ mediante $\hat{\phi}_{w13} = \hat{\rho}_\tau \cdot 2\pi / \lambda_{w13}$. Estas salidas se utilizan para el control de los OCN del dispositivo de seguimiento 110'.

La figura 4 muestra, de manera muy esquemática, un receptor 64 GNSS que comprende una pluralidad de dispositivos de seguimiento 10 (o 110 ó 110'). Cada dispositivo de seguimiento 10 recibe la señal de entrada, traducida en frecuencia (por ejemplo en banda de base) y digitalizada mediante una cabeza de HF 66 (en inglés "RF front end") y realiza un seguimiento de las señales de un satélite (o pseudosatélite) con visibilidad desde el receptor. Las mediciones realizadas por los dispositivos de seguimiento 10 se combinan mediante un módulo de posicionamiento 68, que deduce a partir de las mismas la posición del receptor, la velocidad, eventualmente la aceleración, y la hora mediante resolución del sistema de ecuaciones de navegación. El receptor 64 ilustrado comprende también un navegador 70 inercial cuyas mediciones también se utilizan por el módulo de posicionamiento 68. La información PVT (posición, velocidad, tiempo) puede presentarse visualmente al usuario gracias a un dispositivo de presentación visual 72 (por ejemplo, en una tarjeta). Opcionalmente, el módulo de posicionamiento 68 también proporciona a los dispositivos de seguimiento 10 una señal de ayuda que el filtro del bucle de la primera portadora puede utilizar para un seguimiento mejorado de la fase y de la frecuencia de la primera portadora.

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo de seguimiento de unas señales de radionavegación (10, 110, 110'), que comprende una primera etapa de seguimiento (12, 112) de una primera señal de radionavegación contenida en una señal de entrada que va a aplicarse al dispositivo, comprendiendo la primera señal de radionavegación una primera portadora a una primera frecuencia modulada por una primera forma de onda de ensanchamiento, comprendiendo dicha primera etapa de seguimiento un primer bucle de enganche de fase de portadora con un mezclador (16, 116) configurado para multiplicar la señal de entrada con una réplica local de la primera portadora, comprendiendo el primer bucle de enganche de fase de portadora un discriminador de fase de la primera portadora (32, 132) configurado para producir una primera señal de error resultante de un primer desfase entre la primera portadora y la réplica local de la primera portadora, estando el primer bucle de enganche de fase de portadora configurado para ajustar la fase de la réplica local de la primera portadora basándose en la primera señal de error;
- una segunda etapa de seguimiento (14, 114) de una segunda señal de radionavegación contenida en la señal de entrada, comprendiendo la segunda señal de radionavegación una segunda portadora a una segunda frecuencia, diferente de la primera frecuencia, modulada por una segunda forma de onda de ensanchamiento, comprendiendo la segunda etapa de seguimiento un segundo bucle de enganche de fase de portadora con un mezclador (40, 140) configurado para multiplicar la señal de entrada con una réplica local de la segunda portadora, caracterizado por que el segundo bucle de enganche de fase de portadora comprende un discriminador de fase (60, 160) de una pulsación entre la primera portadora y la segunda portadora configurado para producir una segunda señal de error resultante de una diferencia entre el primer desfase y un segundo desfase entre la segunda portadora y la réplica local de la segunda portadora;
- y por que el segundo bucle de enganche de fase está configurado para ajustar la fase de la réplica local de la segunda portadora basándose en la primera y segunda señales de error.
2. Dispositivo según la reivindicación 1, en el que el primer bucle de enganche de fase comprende un oscilador de control numérico (18, 118), controlado por un primer filtro (34, 134) que recibe la primera señal de error en la entrada.
3. Dispositivo según la reivindicación 2, en el que el segundo bucle de enganche de fase comprende un oscilador de control numérico (42) controlado por el primer filtro (34, 134) y un segundo filtro (62, 120, 120') que recibe la segunda señal de error en la entrada; y comprendiendo preferentemente el segundo filtro un filtro de Kalman, un filtro de Kalman ensanchado (120, 120') o un filtro particular.
4. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que la primera y segunda señales de radionavegación se seleccionan de entre las señales Galileo E1, E5 y E6 o de entre las señales GPS L5, L2C y L1 o de entre las señales GLONASS L3, G2 y G1; y siendo preferentemente la primera señal de radionavegación una señal Galileo E5, y siendo la segunda señal de radionavegación una señal Galileo E1 o una señal Galileo E6.
5. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que la primera etapa de seguimiento comprende un primer correlador (30, 130) configurado para correlacionar una réplica local de la primera forma de onda de ensanchamiento con la señal de entrada multiplicada por la réplica local de la primera portadora, y en el que el discriminador de fase (32, 132) de la primera portadora determina la primera señal de error basándose en un resultado de correlación producido por el primer correlador (30, 130).
6. Dispositivo según la reivindicación 5, en el que la segunda etapa de seguimiento comprende un segundo correlador (50, 150) configurado para correlacionar una réplica local de la segunda forma de onda de ensanchamiento con la señal de entrada multiplicada por la réplica local de la segunda portadora, y en el que el discriminador de fase (60, 160) de la pulsación entre la primera portadora y la segunda portadora determina la segunda señal de error basándose en el resultado de correlación producido por el primer correlador y en un resultado de correlación producido por el segundo correlador (50, 150).
7. Dispositivo según la reivindicación 6, en el que el discriminador de fase (60, 160) de la pulsación entre la primera portadora y la segunda portadora está configurado para utilizar el producto del resultado de correlación producido por el primer correlador (30, 130) y del conjugado complejo del resultado de correlación producido por el segundo correlador (50, 150) o el producto del conjugado complejo del resultado de correlación producido por el primer correlador (30, 130) y del resultado de correlación producido por el segundo correlador (50, 150) para producir la segunda señal de error.
8. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, que comprende una tercera etapa de seguimiento (114, 114') de una tercera señal de radionavegación contenida en la señal de entrada, comprendiendo la tercera señal de radionavegación una tercera portadora a una tercera frecuencia, diferente de la primera y segunda frecuencias, modulada por una tercera forma de onda de ensanchamiento, comprendiendo la tercera etapa de seguimiento un tercer bucle de enganche de fase de portadora con un mezclador (140') configurado para multiplicar la señal de entrada con una réplica local de la tercera portadora,

- 5 comprendiendo el tercer bucle de enganche de fase de portadora un discriminador de fase (160') de una pulsación entre la primera portadora y la tercera portadora configurado para producir una tercera señal de error resultante de una diferencia entre el primer desfase y un tercer desfase entre la tercera portadora y la réplica local de la tercera portadora;
- y estando el tercer bucle de enganche de fase configurado para ajustar la fase de la réplica local de la tercera portadora basándose en la primera y tercera señales de error.
- 10 9. Dispositivo según la reivindicación 8, en el que el tercer bucle de enganche de fase comprende un oscilador de control numérico controlado por el primer filtro (134) y un tercer filtro (120, 120') que recibe la tercera señal de error en la entrada.
- 15 10. Dispositivo según la reivindicación 8 cuando depende de la reivindicación 3, en el que el tercer bucle de enganche de fase comprende un oscilador de control numérico controlado por el filtro de Kalman, el filtro de Kalman ensanchado (120, 120') o el filtro particular.
- 20 11. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 10, cuando depende de la reivindicación 5, en el que la tercera etapa de seguimiento comprende un tercer correlador (150') configurado para correlacionar una réplica local de la tercera forma de onda de ensanchamiento con la señal de entrada multiplicada por la réplica local de la tercera portadora, y en el que el discriminador de fase (160') de la pulsación entre la primera portadora y la tercera portadora determina la tercera señal de error basándose en el resultado de correlación producido por el primer correlador (130) y en un resultado de correlación producido por el tercer correlador (150').
- 25 12. Dispositivo según la reivindicación 11, en el que el discriminador de fase (160') de la pulsación entre la primera portadora y la tercera portadora está configurado para utilizar el producto del resultado de correlación producido por el primer correlador (130) y del conjugado complejo del resultado de correlación producido por el tercer correlador (150') o el producto del conjugado complejo del resultado de correlación producido por el primer correlador (130) y del resultado de correlación producido por el tercer correlador (150') para producir la tercera señal de error.
- 30 13. Dispositivo según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 12, realizado mediante un procesador de señales digitales.
- 35 14. Receptor (64) GNSS, que comprende uno o varios dispositivos de seguimiento de señales de radionavegación (10, 110, 110') según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13.
15. Dispositivo de posicionamiento y/o de temporización que incluye un receptor (64) GNSS según la reivindicación 14.



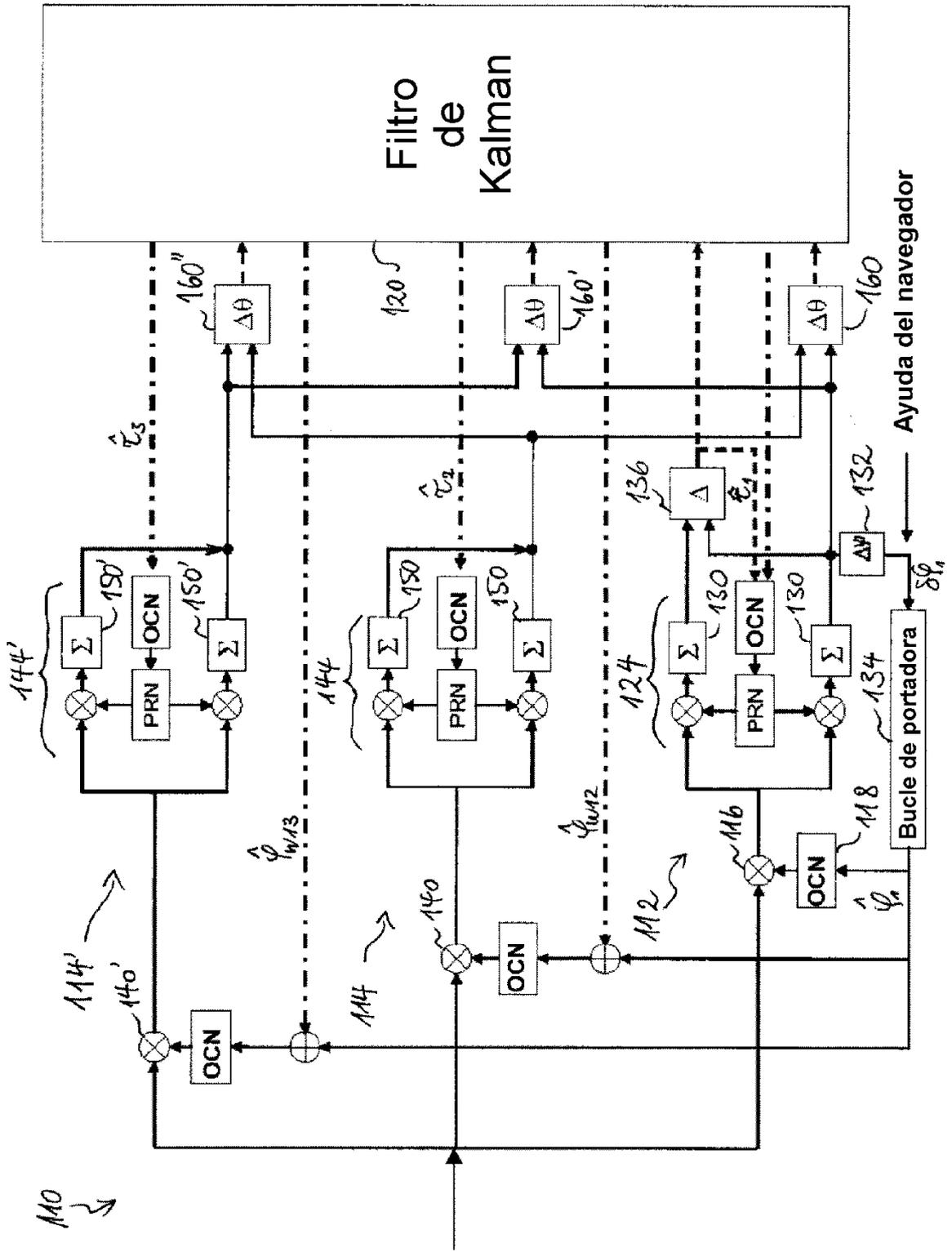


Fig. 2

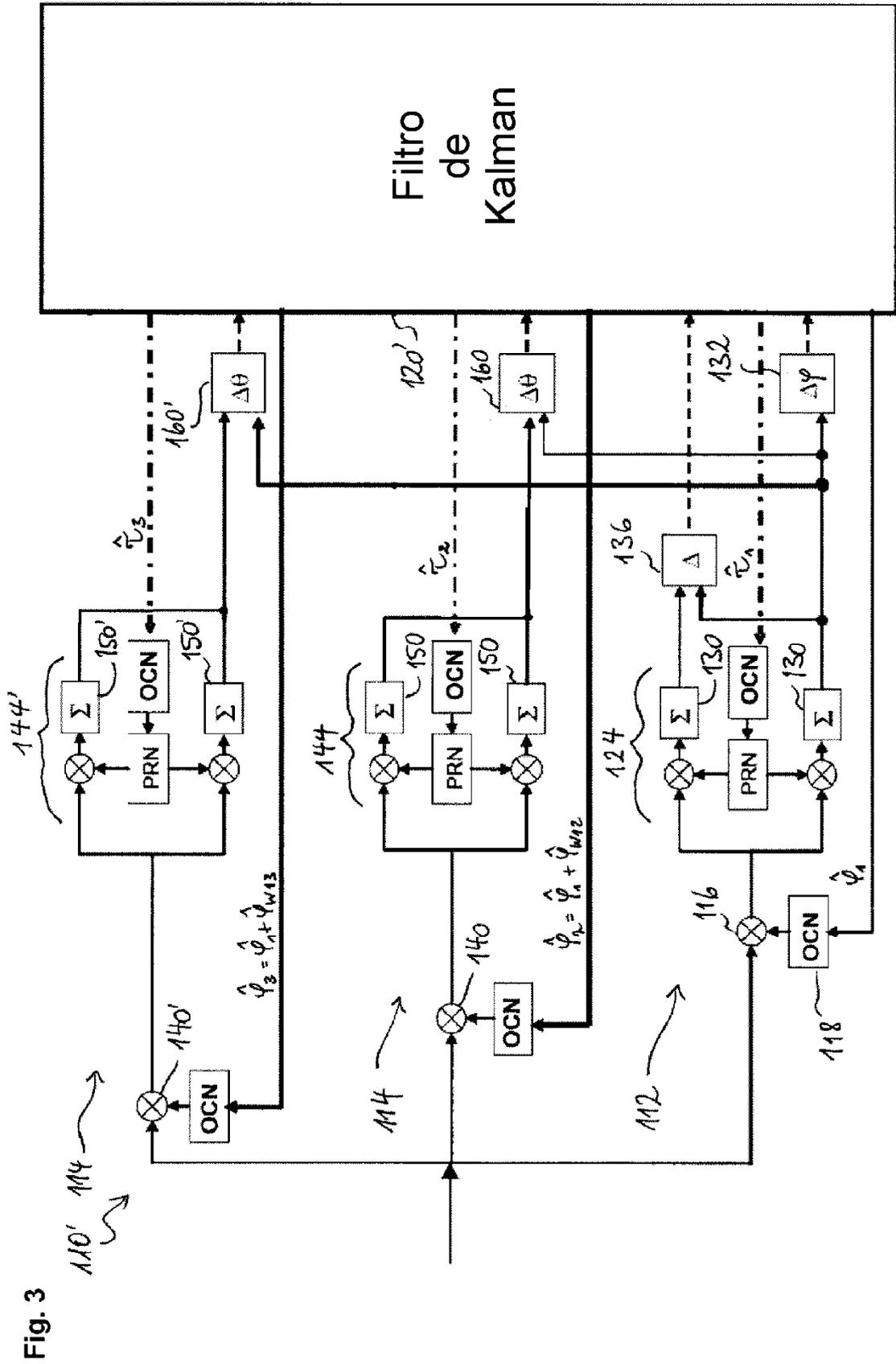


Fig. 4

