

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 688 535**

51 Int. Cl.:

G01W 1/00 (2006.01)

G01S 19/14 (2010.01)

G01W 1/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.05.2016 E 16168239 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.07.2018 EP 3091373**

54 Título: **Radio ocultación interferométrica**

30 Prioridad:

08.05.2015 GB 201507880

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

05.11.2018

73 Titular/es:

**EUROPEAN SPACE AGENCY (100.0%)
8-10, rue Mario-Nikis
75738 Paris Cédex 15, FR**

72 Inventor/es:

MARTIN-NEIRA, MANUEL

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 688 535 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

Radio ocultación interferométrica

5 Campo técnico

Esta aplicación se refiere a métodos y sistemas para llevar a cabo radio ocultación (RO) para inferir propiedades físicas de una porción de la atmósfera, por ejemplo, de una porción de la atmósfera de la Tierra, mediante la recepción de señales procedentes de los satélites del Sistema Global de Satélites de Navegación (GNSS – Global Navigation Satellite System, en inglés).

10

Antecedentes

La radio ocultación mediante la utilización de señales de GPS fue propuesta por el Jet Propulsion Laboratory (JPL) en 1988, en base a la experiencia obtenida de varias misiones planetarias. El primer experimento de radio ocultación fue llevado a cabo por la misión meteorológica de GPS (GPS / MET), lanzada en 1995. Otras misiones siguieron a la GPS / MET, tales como la Challenging Mini-satellite Payload (CHAMP) y la Satellite de Aplicaciones Científicas-C (SAC-C) en 2000, y la Gravity Recovery and Climate Experiment (GRACE-A) en 2002, por nombrar solo las primeras.

15

20

Actualmente existen varias misiones espaciales, incluso constelaciones completas, que transportan (o están planeadas para llevar en el futuro cercano) cargas útiles de radio ocultación utilizando no solo las señales del GPS, sino también de otros sistemas GNSS, conocidos como cargas útiles de GNSS-RO. Ejemplos de estas son la constelación FORMOSAT / COSMIC, la serie EUMETSAT-ESA's meteorological METOP o la EU-ESA's Global Monitoring for Environmental Security Sentinel satellites.

25

No obstante, las misiones anteriores requieren la provisión de un sistema específico a bordo de una nave espacial respectiva, para llevar a cabo radio ocultación, incluidas antenas específicas y circuitos específicos de procesamiento de señal, así como otros componentes electrónicos. A la vista de las restricciones cada vez más estrictas sobre el requisito de peso y el requisito de volumen para la carga útil científica en las futuras misiones espaciales, existe la necesidad de una técnica alternativa de radio ocultación, y de un sistema que lleve a cabo dicha técnica de radio ocultación. Existe la necesidad adicional de una técnica de radio ocultación que pueda ser llevada a cabo utilizando infraestructura ya existente, y de un sistema que lleve a cabo dicha técnica de radio ocultación.

30

35

El documento US 2008/312836 A1 da a conocer un sistema y un método para obtener información relativa al tiempo para una porción de la atmósfera de la Tierra entre una porción predeterminada de la superficie de la Tierra y un objeto aerotransportado situado sobre la porción predeterminada de superficie, y que opera a una altitud conocida, utilizando señales de localización de la posición desde un vehículo espacial. En una implementación a modo de ejemplo, el vehículo espacial transmite una primera señal de localización de la posición. La primera señal de localización de la posición es recibida por el objeto aerotransportado directamente desde el vehículo espacial. El objeto aerotransportado recibe una segunda señal de localización de la posición del vehículo espacial después de ser reflejada desde la porción predeterminada de superficie, con un ángulo conocido. La información de fase de las primera y segunda señales de localización de la posición se utiliza para determinar una refractividad de la atmósfera entre la porción predeterminada de superficie y el objeto aerotransportado. La refractividad se utiliza para determinar la información relativa al tiempo para la atmósfera.

40

45

Otro documento de la técnica anterior que describe la radio ocultación es "Observing Earth's atmosphere with radio occultation measurements using the Global Positioning System" por E. R. Kursinski et al. en el Journal of Geophysical Research, Vol.102, No. D19, páginas 23429 – 23465 del 20 de octubre de 1997. 1

50

Compendio

En vista de esta necesidad, el presente documento propone un método para llevar a cabo radio ocultación, y un sistema para llevar a cabo radio ocultación, que tienen las características de las reivindicaciones independientes respectivas.

55

Un aspecto de la invención se refiere a un método de llevar a cabo radio ocultación para inferir propiedades físicas a partir de una porción de la atmósfera. El método comprende

60

recibir, en un receptor a bordo de un satélite, una primera señal procedente de otro satélite en un primer tiempo. La primera señal puede ser una señal de valor complejo. El método comprende además recibir, en el receptor, una segunda señal procedente del otro satélite en un segundo tiempo diferente del primer tiempo. La segunda señal puede ser una señal de valor complejo. La primera señal puede ser utilizada como una señal de referencia para la segunda señal, o viceversa. El método comprende, además, correlacionar (por ejemplo, una correlación compleja) la primera señal con la segunda señal. El método comprende, además, determinar una primera cantidad indicativa de un retardo de trayecto entre la primera señal y la segunda señal que resulta, por lo menos, de una de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la transmisión por el otro satélite y la recepción en el receptor, en base al resultado de la correlación (por ejemplo, una correlación compleja). En este caso, un retardo total en el trayecto entre las primera y segunda señales puede tener una componente

65

resultante de diferentes posiciones del otro satélite en los respectivos tiempos de transmisión de las primera y segunda señales que son respectivamente recibidas en los primer y segundo tiempos, así como una componente resultante, por lo menos, de una de las primera y segunda señales que han pasado a través de la porción de la atmósfera.

5 Tal como se ha indicado anteriormente, la posición del otro satélite en el tiempo de la transmisión de la primera señal es diferente de la posición del otro satélite en el tiempo de la transmisión de la segunda señal. Por lo tanto, cuando se indica el tiempo de transmisión de la primera señal como un tercer tiempo, y se indica el tiempo de transmisión de la segunda señal como un cuarto tiempo, el tercer tiempo es diferente del cuarto tiempo.

10 Configurado tal como se ha indicado anteriormente, el método puede ser implementado utilizando el mismo instrumento (que comprende, por ejemplo, una antena y un circuito de procesamiento de señal) tal como se utiliza para altimetría interferométrica. No se requieren circuitos adicionales para generar señales de referencia (es decir, réplicas limpias de código específico). Por lo tanto, el método puede ser empleado como complemento utilizando un instrumento ya existente para altimetría interferométrica. Mediante la reutilización del instrumento existente, se puede reducir el peso y el volumen totales de la carga útil de una nave espacial que lleva a cabo múltiples experimentos, lo que ayuda a cumplir con los requisitos cada vez más limitados de peso y volumen para las misiones espaciales de vanguardia. Además, utilizando el método anterior, las naves espaciales existentes, que tienen capacidad para altimetría interferométrica pueden ser habilitadas para llevar a cabo radio ocultación de una manera simple, sin que sea necesaria ninguna modificación de su hardware.

25 En las realizaciones, por lo menos uno de los primer tiempo y segundo tiempo pueden ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor. En otras palabras, el otro satélite puede estar situado detrás de la porción de la atmósfera cuando se ve desde el receptor en dicho tiempo. Dado que la velocidad del otro satélite es suficientemente pequeña en comparación con la velocidad de propagación de la señal (es decir, la velocidad de la luz), se puede decir que, por lo menos uno, de los tiempos tercero y cuarto puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor.

30 En las realizaciones, el método puede comprender, además, determinar un valor de retardo para el cual una función de correlación (compleja) de la primera señal y la segunda señal alcanza su valor máximo. El método puede comprender, además, la primera cantidad en base al valor de retardo determinado.

35 En las realizaciones, el método puede comprender, además una segunda cantidad indicativa de un desplazamiento Doppler 5resultante, por lo menos, de una de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la transmisión por el otro satélite y la recepción en el receptor, en base a la primera cantidad determinada.

40 En las realizaciones, el método puede comprender, además, una tercera cantidad indicativa del desplazamiento Doppler excedente entre la primera señal y la segunda señal en la primera cantidad determinada, y un valor modelizado del desplazamiento Doppler. El valor modelizado puede estar modelizado en base a información indicativa de una efeméride (es decir, posiciones actuales en los primer y segundo tiempos) del otro satélite y el receptor. Alternativamente, la tercera cantidad puede ser determinada en base a la segunda cantidad determinada y al valor modelizado del desplazamiento Doppler.

45 Tener conocimiento del desplazamiento Doppler excedente permite calcular el ángulo de doblado de un trayecto de rayo de la señal entrante en uno apropiado de los primer y segundo tiempos. El ángulo de doblado puede ser invertido en perfiles de refractividad de la atmósfera en función de la altura. Estos perfiles pueden, a continuación, ser relacionados con propiedades atmosféricas tales como la temperatura, la presión y la humedad atmosféricas.

50 En las realizaciones, tanto el primer tiempo como el segundo tiempo pueden ser tiempos en los que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (por ejemplo, tanto el tercer tiempo como el cuarto tiempo pueden ser tiempos en los que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor). En consecuencia, las primera y segunda señales pueden ser obtenidas con un periodo de tiempo convenientemente breve entre el primer tiempo y el segundo tiempo, y la radio ocultación interferométrica puede ser llevada a cabo de una manera eficiente en el tiempo.

60 En las realizaciones, uno del primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite se encuentra en una posición sustancialmente cenital con respecto al receptor (por ejemplo, uno del tercer tiempo y el cuarto tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en una posición sustancialmente cenital con respecto al receptor). El otro del primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (por ejemplo, el otro del tercer tiempo y el cuarto tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor). La posición cenital puede ser una posición en la que el ángulo de inclinación del otro satélite con respecto al cenit de la ubicación del receptor está dentro de un rango dado, tal como $\pm 30^\circ$ (grados). Por

consiguiente, se puede obtener una señal de referencia muy limpia para llevar a cabo la radio ocultación interferométrica, y se puede mejorar la relación de señal a ruido del método.

5 En las realizaciones, uno del primer tiempo y el segundo tiempo pueden ser un tiempo en el que los otros satélites está a punto de entrar o salir de la ocultación por la atmósfera con respecto al receptor (por ejemplo, uno del tercer tiempo y el cuarto tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está a punto de entrar o salir de la atmósfera con respecto al receptor). El otro del primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (por ejemplo, el otro del tercer tiempo y el cuarto tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la atmósfera con respecto al receptor). En consecuencia, se puede obtener una señal de referencia comparablemente limpia para llevar a cabo radio ocultación interferométrica, mientras que la radio ocultación interferométrica se puede llevar a cabo aún de una manera eficaz en el tiempo. Además, solo se necesita una única antena para recibir las primera y segunda señales en la ubicación del receptor.

15 En las realizaciones, las señales transmitidas por el otro satélite pueden incluir un código específico que tiene un periodo de repetición predeterminado. El código específico puede ser un código de obtención que ayude a los receptores GNSS a identificar señales de los respectivos satélites. El código de obtención puede ser un código pseudoaleatorio específico para un satélite. El periodo de repetición puede ser del orden de 1 ms a 4 ms, dependiendo de la constelación GNSS utilizada. En la etapa de correlación, la integración en el tiempo puede ser llevada a cabo sobre una longitud de integración correspondiente a un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado.

25 En las realizaciones, el primer tiempo y el segundo tiempo pueden ser compensados sustancialmente entre sí por un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado. En otras palabras, la segunda señal puede ser recibida más tarde que la primera señal (o viceversa) por un periodo de tiempo que es sustancialmente un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado.

Otro aspecto de la invención se refiere a un sistema para llevar a cabo radio ocultación para inferir propiedades físicas de una porción de la atmósfera. El sistema comprende

30 un receptor a bordo de un satélite (satélite de observación, tal como un satélite LEO, por ejemplo), configurado para recibir una primera señal procedente de otro satélite en un primer tiempo y para recibir una segunda señal del otro satélite en un segundo tiempo diferente desde el primer tiempo. Las primera y la segunda señales pueden ser señales de valor complejo. La primera señal puede ser utilizada como una señal de referencia para la segunda señal, o viceversa. El sistema comprende, además, una unidad de cálculo. La unidad de cálculo puede estar dispuesta a bordo del satélite (de observación) que transporta el receptor, o en una estación terrestre. La unidad de cálculo puede recibir información indicativa de las primera y segunda señales del receptor. La unidad de cálculo puede almacenar la primera o la segunda señal, utilizadas como señal de referencia. La unidad de cálculo está configurada para correlacionar (compleja) la primera señal con la segunda señal. La unidad de cálculo está configurada, además, para determinar una primera cantidad indicativa de un retardo de trayecto entre la primera señal y la segunda señal, resultante, por lo menos, de una de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la transmisión por el otro satélite y la recepción en el receptor, en base a un resultado de la correlación (compleja). En este caso, un retardo total de trayecto entre las primera y segunda señales puede tener una componente resultante de diferentes posiciones del otro satélite en tiempos respectivos de transmisión de las primera y segunda señales que son recibidas respectivamente en los primer y segundo tiempos, así como una componente resultante, por lo menos, de una de las señales primera y segunda que han pasado a través de la porción de la atmósfera.

50 Tal como se ha indicado anteriormente, la posición del otro satélite en el tiempo de la transmisión de la primera señal es diferente de la posición del otro satélite en el tiempo de la transmisión de la segunda señal. Por lo tanto, cuando se indica el tiempo de transmisión de la primera señal como un tercer tiempo, y se indica el tiempo de transmisión de la segunda señal como un cuarto tiempo, el tercer tiempo es diferente del cuarto tiempo.

55 En las realizaciones, por lo menos uno, del primer tiempo y el segundo tiempo, puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la atmósfera con respecto al receptor. En otras palabras, el otro satélite puede estar situado detrás de la porción de la atmósfera cuando se ve desde el receptor en dicho tiempo. Dado que la velocidad del otro satélite es suficientemente pequeña en comparación con la velocidad de propagación de la señal (es decir, la velocidad de la luz), se puede decir que, por lo menos uno, de los tiempos tercero y cuarto, puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor.

60 En las realizaciones, la unidad de cálculo puede estar configurada adicionalmente para determinar un valor de retardo para el cual una función de correlación (compleja) de la primera señal y la segunda señal alcanza su valor máximo. La unidad de cálculo puede estar configurada aún más para determinar la primera cantidad en base al valor determinado del retardo.

65

En las realizaciones, la unidad de cálculo puede estar configurada adicionalmente para determinar una segunda cantidad indicativa de un desplazamiento Doppler resultante, por lo menos de una, de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la transmisión por el otro satélite y la recepción en el receptor, en base a la primera cantidad determinada.

5 En las realizaciones, la unidad de cálculo puede estar configurada adicionalmente para determinar una tercera cantidad indicativa del desplazamiento Doppler excedente entre la primera señal y la segunda señal en función de la primera cantidad determinada y de un valor modelizado del desplazamiento Doppler. El valor modelizado puede estar modelizado en base a información indicativa de una efeméride (es decir, posiciones actuales en los primer y
10 segundo tiempos) del otro satélite y del receptor. Alternativamente, la tercera cantidad puede ser determinada en base a la segunda cantidad determinada y al valor modelizado del desplazamiento Doppler.

15 En las realizaciones, tanto el primer tiempo como el segundo tiempo pueden ser tiempos en los que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (por ejemplo, tanto el tercer tiempo como el cuarto tiempo pueden ser tiempos en los que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor).

20 En las realizaciones, uno del primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite se encuentra en una posición sustancialmente cenital con respecto al receptor, y el otro del primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (por ejemplo, uno del tercer tiempo y el cuarto tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en una posición sustancialmente cenital con respecto al receptor, y el otro del tercer tiempo y el cuarto tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor). La posición cenital puede ser una posición en la que el ángulo de inclinación del otro satélite con respecto al cenit de la
25 ubicación del receptor está dentro de un rango dado, tal como $\pm 30^\circ$ (grados).

30 En las realizaciones, uno del primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está a punto de entrar o salir de la atmósfera con respecto al receptor, y el otro del primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (por ejemplo, uno del tercer tiempo y el cuarto tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está a punto de entrar o salir de la atmósfera con respecto al receptor, y el otro del tercer tiempo y el cuarto tiempo puede ser un tiempo en el que el otro satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor).

35 En las realizaciones, las señales transmitidas por el otro satélite pueden incluir un código específico que tiene un periodo de repetición predeterminado. El código específico puede ser un código de obtención que ayude a los receptores GNSS a identificar señales procedentes de los respectivos satélites. El código de obtención puede ser un código pseudoaleatorio específico para un satélite. El periodo de repetición puede ser del orden de 1 ms a 4 ms, dependiendo de la constelación GNSS utilizada. La unidad de cálculo puede almacenar las primera o segunda señales, utilizadas como señales de referencia. La unidad de cálculo puede estar configurada adicionalmente para
40 llevar a cabo una integración en el tiempo en la correlación sobre una longitud de integración correspondiente a un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado.

45 En las realizaciones, el primer tiempo y el segundo tiempo pueden estar desfasados entre sí sustancialmente por un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado. En otras palabras, la segunda señal puede ser recibida más tarde que la primera señal (o viceversa) por un periodo de tiempo que es sustancialmente un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado.

50 Se apreciará que las etapas del método y el aparato o las características del sistema pueden ser intercambiadas de muchas maneras. En particular, los detalles del sistema dado a conocer pueden ser implementados como un método, y viceversa, como apreciará el experto en la materia.

Breve descripción de las figuras

55 Las realizaciones de la invención se explican a continuación de una manera a modo de ejemplo, haciendo referencia a los dibujos adjuntos, en los que

la figura 1 ilustra esquemáticamente la geometría en el contexto de la radio ocultación GNSS,
la figura 2 ilustra esquemáticamente un ejemplo de la técnica interferométrica para la radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención,
la figura 3 ilustra esquemáticamente la transmisión, propagación y recepción de una señal, en el contexto de
60 la técnica interferométrica para la radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención,
la figura 4 ilustra esquemáticamente un ejemplo de la densidad espectral de la potencia de las señales de ruido en el contexto de la técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención,
la figura 5 ilustra un diagrama de bloques conceptual de un sistema para llevar a cabo un ejemplo de la
65 técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención,

la figura 6 ilustra diagramas de bloques conceptuales de sistemas para llevar a cabo radio ocultación, y para llevar a cabo un ejemplo de la técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención,

5 la figura 7 ilustra esquemáticamente la geometría para un cálculo del número de eventos de aumento y ajuste en el contexto de la técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención,

la figura 8 ilustra esquemáticamente la geometría para un ejemplo de la técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención que se conoce como radio ocultación interferométrica cenital,

10 la figura 9 ilustra un diagrama de bloques conceptual de un sistema para llevar a cabo un ejemplo de la técnica de interferometría para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la descripción, que se conoce como radio ocultación interferométrica cenital,

la figura 10 ilustra un diagrama de bloques conceptual de un sistema para llevar a cabo un ejemplo de la técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención, que se conoce como radio ocultación interferométrica de la parte superior de la atmósfera,

15 la figura 11 ilustra esquemáticamente las respectivas geometrías para ejemplos de la técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención,

la figura 12 es un diagrama de flujo que ilustra esquemáticamente un método para llevar a cabo un ejemplo de la técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención, y

20 la figura 13 ilustra esquemáticamente un sistema para llevar a cabo un ejemplo de la técnica interferométrica para radio ocultación, de acuerdo con las realizaciones de la invención.

Descripción detallada

25 A continuación, la invención se describirá de una manera a modo de ejemplo haciendo referencia a las figuras adjuntas. Los elementos idénticos en las figuras se pueden indicar con números de referencia idénticos, y se puede omitir una descripción repetida de los mismos.

A grandes rasgos, la presente descripción presenta una nueva forma de llevar a cabo radio ocultación con señales GNSS (señales de navegación) utilizando una técnica interferométrica. Se proponen dos posibilidades. La primera implica ejecutar la función de autocorrelación (compleja) de la señal recibida transmitida por un satélite GNSS ascendente o de ajuste. La función de autocorrelación puede ser evaluada en tiempos epoch (tiempo Unix) que son múltiplos de un periodo de código adecuado encontrado en la modulación de las señales GNSS. La discriminación de satélites se puede llevar a cabo espacialmente por medio del diagrama de la antena. La segunda posibilidad implica la obtención de una señal de referencia de manera separada del evento de ocultación, que, a su vez, tiene dos opciones: obtención cenital y de la parte superior de la atmósfera. Este nuevo enfoque para la radio ocultación puede ser empleado, por ejemplo, como complemento conveniente de un instrumento altimétrico en base a la reflectometría GNSS interferométrica que, normalmente, incluye una antena de las características requeridas.

GNSS-R0 es una técnica que puede ser utilizada en meteorología operacional. En términos muy simples, la técnica GNSS-R0 implica la correlación cruzada de una señal entrante transmitida por un satélite GNSS ascendente / de ajuste con una réplica limpia generada localmente de un código de acceso abierto adecuado (por ejemplo, un código de obtención) para determinar la fase acumulada de la señal entrante a lo largo del tiempo, a partir de la cual se puede extraer la frecuencia Doppler excedente debida a la curvatura del trayecto del rayo a través de la atmósfera y, finalmente, invertirla en perfiles de refractividad en función de la altura. Estos perfiles pueden estar relacionados con propiedades atmosféricas tales como la temperatura, la presión y la humedad atmosféricas, por ejemplo.

En primer lugar, se proporcionará una descripción más detallada de una técnica que puede ser utilizada en el contexto del GNSS-R0.

50 Las observaciones de radio ocultación se pueden llevar a cabo midiendo la fase acumulada (también denominada recuento Doppler integrado) de la señal de un satélite GNSS que se encuentra detrás o que se eleva desde la Tierra (es decir, que entra y sale de la ocultación de la Tierra). La fase acumulada se puede obtener a partir de la correlación cruzada $z(\tau)$ de la señal entrante $y(t)$ y una réplica limpia de una componente $x(t)$ adecuada de la misma señal de navegación, durante un periodo de integración T_0 , por medio de

$$z(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y(t)x^*(t-\tau) dt \quad [1]$$

La señal entrante es, en general, una combinación de señales complejas moduladas por códigos de rango binarios pseudoaleatorios (PRN), en la mayoría de los casos multiplicados también por flujos de datos. Todos los códigos de rango PRN de todos los sistemas GNSS existentes son periódicos, pero algunos de los periodos son mucho más largos que la duración de una ocultación (habitualmente, unos minutos) y pueden considerarse aperiódicos para el presente propósito. Por otro lado, siempre existe un código, que se denominará código de obtención en la presente invención, cuyo propósito es permitir que los receptores de navegación (receptores GNSS) encuentren y bloqueen rápidamente las señales GNSS. El código de obtención tiene un periodo de repetición del orden de uno o algunos

milisegundos (por ejemplo, 1 ms o 4 ms), es decir, mucho más corto que un evento de ocultación. Los códigos de obtención reducen la duración de los retardos durante los cuales un receptor de navegación tiene que buscar la señal de un satélite GNSS particular, a expensas de introducir una ambigüedad de retardo igual a un múltiplo entero de su periodo. Con estas consideraciones, la señal entrante se puede expresar como una combinación de varias componentes de señal

$$y(t) = y_T(t) + \sum_i y_i(t) \quad [2]$$

en la que $y_T(t)$ representa, explícitamente, la componente modulada con el código de obtención de periodo corto T , e $y_i(t)$ representa cualquier otra componente de orden i , efectivamente aperiódica durante la duración de una ocultación.

La señal $x(t)$ que el receptor utiliza para extraer el recuento Doppler por medio del proceso de correlación en la ecuación [1] es precisamente una réplica de la componente de señal $y_T(t)$ modulada por el código de obtención. Renombrando la réplica por $x_T(t)$, y teniendo en cuenta que las diferentes componentes de las señales de navegación son ortogonales entre sí, la ecuación [1] se puede reescribir como

$$z(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} y_T(t) x_T^*(t - \tau) dt \quad [3]$$

Sin pérdida de generalidad y obviando los factores de amplitud sin impacto en el resultado final del presente análisis, la componente de señal recibida $y_T(t)$ se puede expresar como una versión retardada de la réplica $x_T(t)$, es decir

$$y_T(t) = x_T(t - u) \quad [4]$$

en la que $u = u(t)$ es el retardo de propagación a lo largo del trayecto del rayo desde la posición del satélite GNSS de transmisión, a la del satélite de recepción, habitualmente en la órbita terrestre baja (LEO – Low Earth Orbit, en inglés) que atraviesa el medio entre los dos. Un ejemplo de la geometría entre el satélite GNSS de transmisión y el satélite de recepción se ilustra esquemáticamente en la figura 1, en la que el número de referencia 10 indica el receptor (por ejemplo, un satélite LEO), 20 indica el transmisor (por ejemplo, un satélite GNSS), 30 indica la Tierra, y 40A, 40B indican el trayecto de rayo de una señal transmitida por el transmisor 20 y recibida por el receptor 10. El retardo de propagación viene dado por la integral lineal

$$u(t) = \frac{1}{c} \int_{\vec{r}_T(t-u)}^{\vec{r}_R(t)} n(\vec{r}) ds \quad [5]$$

siendo c la velocidad de la luz en el vacío.

Seleccionar el periodo de integración en la ecuación [3] como un número entero adecuado p del periodo de repetición del código de obtención, $T_0 = pT$, y sustituir la ecuación [4] en la ecuación [3] produce

$$z(\tau) = \frac{1}{pT} \int_{-pT/2}^{pT/2} x_T(t - u) x_T^*(t - \tau) dt \quad [6]$$

En bucle abierto (un razonamiento similar podría ser aplicado al funcionamiento de bucle cerrado), el receptor estima el tiempo de tránsito de la señal recibida, módulo el periodo del código de obtención, con un valor modelizado τ_g , que se desvía del retardo real u en cierta cantidad $\Delta\tau$, de modo que

$$\tau_g + mT = u + \Delta\tau \quad [7]$$

en la que el número entero de periodos de código representa la ambigüedad del código. El máximo de la correlación en la ecuación [6] se produce con un retardo τ_p igual a u , modulo la ambigüedad del código,

$$\tau_p = u - mT = \tau_g - \Delta\tau \quad [8]$$

y la desviación del valor modelizado con respecto a la posición observada del máximo del retardo de código excedente $\Delta\tau$,

$$\Delta\tau = \tau_g - \tau_p \quad [9]$$

5

y el retardo de fase excedente a la frecuencia nominal f , denotado por $\Delta\phi$,

$$\Delta\phi = 2\pi f \Delta\tau \quad [10]$$

10 El retardo de fase excedente $\Delta\phi$ se mide para cada intervalo pT , de modo que la frecuencia Doppler excedente se puede estimar diferenciando las observaciones (lecturas) consecutivas por medio de

$$\Delta f(t) = \frac{\Delta\phi(t+pT) - \Delta\phi(t)}{2\pi pT} \quad [11]$$

15 El intervalo de muestreo pT puede ser elegido lo suficientemente corto para garantizar que cualquier fase de ajuste en el numerador de la ecuación [11] puede ser rastreada. Sustituir las ecuaciones [7] y [10] en la ecuación [11] produce

$$\frac{\Delta f(t)}{f} = \frac{\tau_g(t+pT) - \tau_g(t)}{pT} - \frac{u(t+pT) - u(t)}{pT} \quad [12]$$

20

A partir de la frecuencia Doppler excedente observada y de los retardos modelizados, el desplazamiento Doppler total puede ser obtenido por medio de

$$f_D = f_g + \Delta f \quad [13]$$

25 siendo

$$\begin{aligned} f_D &= -f \frac{u(t+pT) - u(t)}{pT} \\ f_g &= -f \frac{\tau_g(t+pT) - \tau_g(t)}{pT} \end{aligned} \quad [14]$$

30 El desplazamiento Doppler está relacionado con el ángulo de doblado del trayecto de rayo de la señal a través de la atmósfera. La geometría del trayecto del rayo suponiendo una atmósfera esféricamente simétrica, es decir, una en la que el índice de refracción solo depende de la distancia al radio de curvatura O , $n = n(r)$ se muestra en la figura 1. Definiendo el vector unitario en la dirección del rayo como

$$\hat{s} = (\text{sen } \phi, 0, -\text{cos } \phi) \quad [15]$$

35

la frecuencia Doppler se puede expresar como

$$\begin{aligned} \frac{f_D}{f} &= \frac{1}{c} (\vec{V}_T \cdot \hat{s}_T - \vec{V}_R \cdot \hat{s}_R) = \\ &= \frac{1}{c} (V_{Tx} \text{sen } \phi_T - V_{Tz} \text{cos } \phi_T - V_{Rx} \text{sen } \phi_R - V_{Rz} \text{cos } \phi_R) \end{aligned} \quad [16]$$

40

en la que (V_{Tx}, V_{Ty}, V_{Tz}) y (V_{Rx}, V_{Ry}, V_{Rz}) indican las velocidades (vectores de velocidad) del transmisor y del receptor, respectivamente.

5 En la ecuación [16], el primer miembro se obtiene a partir de las mediciones del receptor dadas por la ecuación [13], y las velocidades del transmisor y del receptor en el segundo miembro se obtienen a partir de la información de navegación (por ejemplo, de las efemérides de los respectivos satélites). Por lo tanto, solo los ángulos del trayecto del rayo Φ_T y Φ_R siguen siendo incógnitas. Estos ángulos se pueden determinar utilizando la ecuación [16] junto con la regla de Bouguer, o la ley de Snell en un medio esféricamente simétrico, es decir

$$r_T \text{ sen } \phi_T = r_R \text{ sen } \phi_R = \alpha \quad [17]$$

10 en la que α se conoce como el parámetro de impacto. Los parámetros de la ecuación [17] se ilustran, por ejemplo, en la figura 1.

15 Una vez que se han determinado los ángulos de trayecto de rayo, y utilizando el ángulo θ (que es el ángulo polar entre el transmisor y el receptor) derivado de la geometría y de los datos de navegación, el ángulo de doblado α se puede obtener finalmente como

$$\alpha = \theta + \phi_T + \phi_R - \pi \quad [18]$$

20 El ángulo de doblado α se puede medir en dos frecuencias para eliminar el efecto de la ionosfera, y la combinación de los valores medidos de α en las dos frecuencias produce adecuadamente el doblado debido a la atmósfera neutra. Los ángulos de curvatura grabados como función del parámetro de impacto pueden ser invertidos, utilizando la transformada de Abel, en la variación radial del índice de refracción en la atmósfera.

25 A continuación, se describirá un ejemplo de la técnica (método) interferométrica para radio ocultación de acuerdo con las realizaciones de la invención.

30 En contraste con la técnica descrita anteriormente, la presente invención propone un nuevo método para la radio ocultación, que utiliza una señal recibida como referencia en el proceso de correlación cruzada que conduce a los observables de fase. Dado que esto se traduce en la realización de la autocorrelación compleja de la señal recibida, la nueva técnica se conoce como radio ocultación interferométrica en la presente invención.

35 La observación básica en la radio ocultación es la frecuencia Doppler de la señal recibida. Empleando el método de acuerdo con las realizaciones de la invención, es posible obtener con precisión el desplazamiento Doppler a partir de la señal transmitida por un satélite GNSS ascendente o de ajuste, y de este modo, llevar a cabo la radio ocultación, por ejemplo, utilizando una variación de la técnica interferométrica del sistema de reflectometría pasiva e interferometría (PARIS – Passive Reflectometry and Interferometry System, en inglés) utilizada en la reflectometría GNSS.

40 En la reflectometría GNSS interferométrica, se utiliza la señal directa recibida, en lugar de una réplica limpia de un código generada localmente, debidamente alineada en el tiempo, como referencia para la correlación con la señal reflejada. Mediante la aplicación de estos principios a la radio ocultación, actualmente se propone que la propia señal directa sea utilizada como señal de referencia en el proceso de correlación que proporciona los observables de radio ocultación.

45 La figura 12 es un diagrama de flujo que ilustra las etapas del método para la radio ocultación interferométrica. Utilizando este método, se pueden inferir propiedades físicas (por ejemplo, propiedades atmosféricas tales como temperatura, presión y humedad atmosféricas) de una porción de la atmósfera.

50 De las etapas S1201 a S1204 ilustradas en la figura 12, todas las etapas se pueden llevar a cabo en un satélite (satélite de observación, por ejemplo, un satélite LEO) que transporta un receptor para recibir señales de otro satélite (por ejemplo, un satélite GNSS). Alternativamente, solo las etapas S1201 y S1202 se pueden llevar a cabo en el satélite de observación, y las etapas S1203 y S1204, y cualquier etapa adicional se pueden llevar a cabo en la tierra (por ejemplo, en una estación terrestre que se comunica con el satélite de observación).

55 En la etapa S1201, una primera la señal de un satélite (por ejemplo, un satélite GNSS) es recibida en un receptor. La primera señal es recibida en un primer tiempo. La primera señal puede ser una señal de valor complejo. El receptor puede estar dispuesto a bordo de un satélite (satélite de observación, por ejemplo, un satélite LEO), o en una estación terrestre.

5 En la etapa S1202, se recibe una segunda señal del mismo satélite en el receptor. La segunda señal se recibe en un segundo tiempo. El segundo tiempo puede ser posterior al primer tiempo. La segunda señal puede ser una señal de valor complejo. La primera señal puede ser utilizada como una señal de referencia para la segunda señal, o viceversa. En particular, por lo menos uno, del primer tiempo y del segundo tiempo pueden ser tiempos en los que el satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor. En este caso, se considera que el satélite está en ocultación por una porción de la atmósfera con respecto al receptor si el satélite está detrás de dicha porción de la atmósfera cuando se ve desde el receptor.

10 Por ejemplo, en una realización, tanto el primer tiempo como el segundo el tiempo pueden ser un tiempo en el que el satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor, es decir, una señal transmitida por el satélite y recibida por el receptor debe pasar a través de la atmósfera en los dos tiempos. La técnica de interferometría de radio ocultación para este caso particular se denominará radio ocultación interferométrica pura en la presente invención.

15 Si las etapas S1201 y S1202 son llevadas a cabo en una primera ubicación que es diferente de una segunda ubicación en la que se llevan a cabo las etapas siguientes, el método puede comprender, además, una etapa de comunicar información indicativa de las primera y segunda señales a la segunda ubicación. Tal como se ha indicado anteriormente, una de la primera señal y la segunda señal puede ser utilizada como señal de referencia para la otra de la primera señal y la segunda señal. El método puede comprender, además, una etapa de almacenamiento de dicha una de la primera señal y la segunda señal.

En la etapa S1203, la primera señal está correlacionada con la segunda señal. Esto puede implicar la correlación compleja de la primera señal con la segunda señal.

25 Cuando se implementan las etapas S1201 a S1203, la réplica limpia $x(t)$ en la ecuación [1] tiene que ser sustituida por la señal directa y (t) recibida,

$$z(\tau) = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} y(t)y^*(t-\tau) dt \quad [19]$$

30 que es equivalente a llevar a cabo la función de autocorrelación (compleja) de la señal recibida. Utilizar la ecuación [2] y la propiedad de ortogonalidad entre componentes de la señal produce

$$z(\tau) = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} \left(y_T(t)y_T^*(t-\tau) + \sum_i y_i(t)y_i^*(t-\tau) \right) dt \quad [20]$$

35 A continuación, se puede evaluar la función de autocorrelación en los tiempos epoch alrededor de un múltiplo $n > 0$ del periodo (periodo de repetición) T del código de obtención, T . Un múltiplo entero del periodo de repetición, pT , puede ser utilizado como tiempo de integración (longitud de integración), lo que produce

$$z(nT + \tau) = \frac{1}{pT} \int_{-pT/2}^{pT/2} y_T(t)y_T^*(t-nT-\tau) dt \quad [21]$$

40 en la que la función de autocorrelación de las componentes aperiódicas efectivas, que incluyen señales de acceso tanto abiertas como de acceso restringido, se ha desvanecido. El código de obtención representa, a modo de ejemplo, un código específico que tiene un periodo de repetición predeterminado. Tal como se ha indicado anteriormente, el código específico puede ser un código de obtención que ayude a los receptores GNSS a identificar señales de los respectivos satélites. El código de obtención puede ser un código pseudoaleatorio específico para el satélite. El periodo de repetición puede ser del orden de 1 ms a 4 ms, dependiendo de la constelación GNSS utilizada.

50 Si $x_T(t)$ representa la señal transmitida por el satélite GNSS en el tiempo t , la señal recibida correspondiente tiene la misma forma que en las ecuaciones [4] y [5], y la ecuación [21] resulta

$$z(nT + \tau) = \frac{1}{pT} \int_{-pT/2}^{pT/2} x_T(t - u_o) x_T^*(t - nT - \tau - u_n) dt \quad [22]$$

en la que u_o y u_n son los retardos de trayecto en los tiempos de recepción t y $t - nT$ respectivamente, es decir,

$$u_o = u(t) = \frac{1}{c} \int_{\bar{r}_T(t-u_o)}^{\bar{r}_R(t)} n(\vec{r}) ds$$

$$u_n = u(t - nT) = \frac{1}{c} \int_{\bar{r}_T(t-nT-u_n)}^{\bar{r}_R(t-nT)} n(\vec{r}) ds \quad [23]$$

5

La primera función dentro de la integral en la ecuación [22] representa la señal recibida en el tiempo epoch t (es decir, la segunda señal recibida en el segundo tiempo), que se transmitió en $t - u_o$ y viajó a lo largo del trayecto del rayo S_o , de la longitud eléctrica u_o . Del mismo modo, el segundo término es la señal que se transmitió en $t - nT - u_n$ (es decir, la primera señal recibida en el primer tiempo), que se recibió en $t - nT$ (es decir, en el primer tiempo) después de haber seguido un trayecto de rayo diferente S_n , de la longitud eléctrica u_n . La longitud de integración de la correlación corresponde a un múltiplo entero del periodo de repetición, tal como se mencionó anteriormente. Las primera y segunda señales pueden tener una longitud en el tiempo (longitud de muestra, duración) que es igual o mayor que la longitud de integración T_o . Los primer y segundo tiempos pueden estar desfasados entre sí en nT , es decir, en un múltiplo entero del periodo de repetición T .

Por lo tanto, la ecuación [22] representa la función de coherencia del campo, evaluada en dos tiempos epoch y puntos en el espacio diferentes, involucrando dos rayos diferentes a través de la atmósfera. Esta situación se ilustra en la figura 2, en la que los números de referencia 10, 10' indican el receptor en los dos tiempos epoch diferentes, 20, 20' indican el transmisor en los dos tiempos epoch diferentes, 40, 40' indican los trayectos de rayos correspondientes a los dos tiempos epoch diferentes, y 30 indica la Tierra.

En la etapa S1204, se determina una primera cantidad indicativa de un retardo de trayecto entre la primera señal y la segunda señal que resulta, por lo menos de una, de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la transmisión por el satélite y la recepción en el receptor. Esta determinación puede estar basada en un resultado de la correlación llevada a cabo en la etapa S1203, tal como una función de correlación obtenida en esta etapa, por ejemplo, la función de correlación de la ecuación [22]. Un retardo total de trayecto entre las primera y segunda señales puede tener una componente resultante de diferentes posiciones del satélite en los primer y segundo tiempos, así como una componente resultante, por lo menos de una, de las primera y segunda señales que han pasado a través de la porción de la atmósfera.

Tal como se hizo en la ecuación [7], se puede utilizar un valor de modelo $\Delta\tau_g$ (que corresponde a un valor modelizado del desplazamiento Doppler o del retardo Doppler) para alinear en el tiempo las dos componentes dentro de la integral en la ecuación [22], con la excepción del número entero de códigos, nT , y de un error residual $\Delta\tau$, de tal manera que

$$\Delta\tau_g + u_n = u_o + \Delta\tau \quad [24]$$

El modelo $\Delta\tau_g$ puede ser una estimación del retardo diferencial entre los trayectos S_o y S_n , es decir

40

$$\Delta\tau_g = \tau_g(t) - \tau_g(t - nT) \quad [25]$$

El valor modelizado $\Delta\tau_g$ puede ser modelizado en base a la información indicativa de una efeméride (es decir, posiciones actuales en los primer y segundo tiempos) del satélite. El máximo de la ecuación de autocorrelación [22] se produce con un valor de retardo τ_p , para el cual la alineación en el tiempo entre las señales es perfecta, es decir, cuando

45

$$\tau_p = u_o - u_n = \Delta\tau_g - \Delta\tau \quad [26]$$

Por lo tanto, la etapa S1204 puede implicar la determinación de un valor de retardo τ_p para el cual la función de correlación (compleja) de la primera señal y de la segunda señal alcanza su valor máximo. El retardo de trayecto $u_0 - u_n$ es un ejemplo de la primera cantidad determinada en la etapa S1204. En general, la primera cantidad puede depender, por ejemplo, de ser proporcional al retardo del trayecto. La primera cantidad puede ser determinada en base al valor del retardo τ_p , tal como se puede ver a partir de la ecuación [26].

La desviación del valor modelizado $\Delta\tau_g$ desde la posición observada τ_p del máximo el retardo de código excedente $\Delta\tau$,

$$\Delta\tau = \Delta\tau_g - \tau_p \quad [27]$$

y el retardo de fase excedente $\Delta\phi$ a la frecuencia nominal f

$$\Delta\phi = 2\pi f \Delta\tau \quad [28]$$

Este retardo de fase excedente (y asimismo el retardo de código excedente) ha sido acumulado durante un intervalo de tiempo nT , de modo que la frecuencia Doppler excedente puede ser estimada mediante

$$\Delta f(t) = \frac{\Delta\phi(t)}{2\pi nT} \quad [29]$$

Sustituir las ecuaciones [24], [25] y [28] en la ecuación [29] produce

$$\frac{\Delta f(t)}{f} = \frac{\tau_g(t) - \tau_g(t - nT)}{nT} - \frac{u(t) - u(t - nT)}{nT} \quad [30]$$

En la ecuación [30], el segundo término, $(u(t) - (u(t - nT))) / nT$, es un ejemplo de una segunda cantidad indicativa de un desplazamiento Doppler resultante, por lo menos de una, de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la transmisión por el satélite y la recepción en el receptor. La segunda cantidad puede ser determinada en base a la primera cantidad, por ejemplo, dividiendo la primera cantidad por el desfase nT (retardo central) entre el primer tiempo y el segundo tiempo. Además, la frecuencia Doppler excedente (normalizada) $\Delta f(t) / f$ es un ejemplo de una tercera cantidad indicativa del desplazamiento Doppler excedente entre la primera señal y la segunda señal. La tercera cantidad puede ser determinada en base al valor modelizado del desplazamiento Doppler o del retardo Doppler y la primera cantidad (o el valor modelizado del desplazamiento Doppler o del retardo Doppler, y la segunda cantidad), por ejemplo, de acuerdo con la ecuación [30].

A partir de la frecuencia Doppler excedente observada y del retardo modelizado, la desviación Doppler total f_D puede derivarse por medio de

$$f_D = f_g + \Delta f \quad [31]$$

con

$$\begin{aligned} f_D &= -f \frac{u(t) - u(t - nT)}{nT} \\ f_g &= -f \frac{\tau_g(t) - \tau_g(t - nT)}{nT} \end{aligned} \quad [32]$$

Para proporcionar el mismo desplazamiento Doppler observable con la técnica interferométrica en la ecuación [32] como con el enfoque de la ecuación [14], el tiempo de integración (longitud de integración) de la función de autocorrelación, pT , puede ser elegido igual al retardo central nT , es decir,

$$T_o = pT = nT \quad [33]$$

Por consiguiente, la técnica de radio ocultación interferométrica de acuerdo con las realizaciones de la presente invención descritas anteriormente puede proporcionar observaciones del desplazamiento Doppler de la señal recibida desde un satélite ascendente o de ajuste (por ejemplo, un satélite GNSS) y, por lo tanto, puede ser utilizada para llevar a cabo radio ocultación. El ángulo de doblado α puede ser determinado de acuerdo con las ecuaciones

[15] a [18], es decir, el ángulo de doblado α puede ser determinado en base a la primera cantidad o a la segunda cantidad, o en base a la tercera cantidad y al valor modelizado del desplazamiento Doppler o del retardo Doppler. Por lo tanto, el método puede comprender, además, una etapa de determinar el ángulo de doblado en función de una cualquiera de la primera cantidad, la segunda cantidad o la tercera cantidad. De manera correspondiente, el método puede comprender, además, una etapa de determinación de las propiedades físicas de la porción de la atmósfera en base a cualquiera de la primera cantidad, la segunda cantidad o la tercera cantidad.

En particular, un sistema para llevar a cabo la radio ocultación de acuerdo con la técnica de radio ocultación interferométrica puede comprender un receptor configurado para llevar a cabo el procesamiento de las etapas S1201 y S1202 descritas anteriormente, y una unidad de cálculo configurada para llevar a cabo el procesamiento de las etapas S1203 y S1204 descritas anteriormente, y cualquier etapa posterior. Dicho sistema se ilustra en la figura 13, en la que el número de referencia 1310 indica un receptor para recibir las primera y segunda señales, y 1320 indica la unidad de cálculo. El receptor 1310 puede estar conectado a una antena. El receptor 1310 y la unidad de cálculo 1320 pueden estar dispuestos en diferentes ubicaciones, por ejemplo, a bordo de un satélite (por ejemplo, un satélite LEO) y en tierra (por ejemplo, en una estación terrestre), y se pueden comunicar entre sí, de modo que la unidad de cálculo puede recibir información indicativa de las primera y segunda señales del receptor.

A continuación, se señalan un par de observaciones relacionadas con la técnica de radio ocultación interferométrica de acuerdo con las realizaciones de la invención, en comparación con la técnica de las ecuaciones [1] a [14].

- Existe una opción en el número de periodos de obtención n a tomar para el retardo central, nT , de la función de autocorrelación de la señal entrante (es decir, para el desfase entre las primera y segunda señales). La descripción anterior ha supuesto un número entero indefinido $n > 0$, que, para replicar la técnica de las ecuaciones [1] a [14], debe ser igual al número de periodos del tiempo de integración (longitud de integración) de la correlación, es decir, $n = p$. Cuanto mayor sea n , más separados estarán los rayos de los trayectos S_0 y S_n seguidos por las dos porciones de señal involucradas en la autocorrelación. La separación del trayecto de rayo más cercano corresponde a $n = 1$.

- El valor complejo de la función de autocorrelación en los retardos alrededor del retardo central, es decir, en $nT + \tau$, es probable que contenga información geofísica valiosa de la estructura de la atmósfera alrededor del trayecto de propagación S_n . En el caso particular de $n = 0$, todos los códigos de las señales de navegación, no solo el código de obtención aproximado, contribuyen realmente a la función de autocorrelación, que aumenta en amplitud y disminuye en anchura. El muestreo de la estructura de la atmósfera se puede mejorar con este hecho cuando se elige $n = 0$ para el retardo central.

- En la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], el modelo de retardo debe estimar el retardo a lo largo de un trayecto de un solo rayo desde el transmisor al receptor. En la radio ocultación interferométrica, el modelo tiene que estimar la diferencia de retardo entre dos trayectos de rayos separados temporalmente de acuerdo con la función de autocorrelación (es decir, separados de acuerdo con el primer tiempo y el segundo tiempo).

- Dado que la separación temporal de los dos trayectos de rayo seguidos por la señal que se autocorrelaciona es del orden de milisegundos (el mismo orden de magnitud que el periodo T del código de obtención), el trayecto excedente diferencial será del orden de la longitud de onda. Por lo tanto, no es necesario incluir una ambigüedad entera de los periodos de código en la ecuación [24] del modelo del retardo del trayecto diferencial.

- En lo anterior, el efecto del bit de navegación no ha sido analizado. Debido a que es desconocido, puede llevar a saltos de fase de 180 grados en la fase de la autocorrelación del complejo interferométrico. Por lo tanto, se puede proporcionar una etapa de desenrollado de fase, por ejemplo, en la tierra.

- En la radio ocultación interferométrica, la discriminación en los satélites GNSS no se puede realizar por división de código, ya que no se utiliza una réplica de código limpio. La selección de satélites GNSS se puede llevar a cabo a través del diagrama de la antena. Por lo tanto, la radio ocultación interferométrica funciona mejor con antenas receptoras dirigibles de alta ganancia. Este tema se analiza con más detalle a continuación. La discriminación de satélites pertenecientes a diferentes sistemas (constelaciones) podría verse parcialmente facilitada cuando los periodos de los códigos de obtención de los sistemas GNSS sean diferente entre sí.

- La relación de señal a ruido (SNR) debe ser evaluada para la técnica de radio ocultación interferométrica ya que la propia señal recibida, incrustada en ruido, se utiliza como señal de referencia en lugar de una réplica limpia de códigos. Esto se analiza con más detalle a continuación.

A continuación, se describirá un análisis de la SNR en la radio ocultación interferométrica y los respectivos resultados.

Cualquier señal GNSS transmitida x_t se puede expresar, en su forma analítica general, como

$$x_r(t) = \sqrt{2P} x(t) e^{j2\pi f_o t} \quad [34]$$

5 en la que la señal de modulación compleja x , de la potencia de unidad, resulta de la composición de varios códigos de variación pseudoaleatoria y de flujos de datos de navegación, P representa la potencia de la señal y $f_o = c / \lambda_o$ es la frecuencia aparente de la transmisión. La señal y recibida es una versión retardada y reducida en amplitud de la señal transmitida x_t , debido al trayecto transmitida por el espacio y la atmósfera terrestre, de longitud $s(t) = cu(t)$,

$$y(t) = \frac{\lambda_o \sqrt{G_t G}}{4\pi s(t)} x_r(t - u(t)) \quad [35]$$

10 donde G_t es la ganancia del satélite GNSS en la dirección del receptor, y G es la ganancia del haz que este ha dirigido en la dirección del primero, tal como se ilustra en la figura 3, que ilustra esquemáticamente la transmisión, propagación y recepción de señal, en el contexto de la radio ocultación interferométrica. El número de referencia 10 indica el receptor (por ejemplo, un receptor LEO) en el tiempo t , y 20 indica el transmisor (por ejemplo, un transmisor GNSS) en el tiempo $t - u$. La señal de entrada al receptor es una combinación de la ecuación [35] y el ruido del sistema en el plano de la antena, descrito por

$$n_a(t) = \sqrt{2N} n(t) e^{j2\pi f_o t} \quad [36]$$

20 en la que $N = kT_{\text{sis}}$ es la densidad espectral de potencia (k es la constante de Boltzmann y T_{sis} la temperatura de ruido del sistema equivalente), y $n(t)$ es un proceso aleatorio gaussiano complejo circular de densidad de potencia unitaria, limitada por el ancho de banda del receptor, tal como se ilustra en la figura 4, que es una ilustración esquemática de un ejemplo de la densidad espectral de potencia de las señales de ruido en el contexto de la radio ocultación interferométrica.

25 La figura 5 muestra un diagrama de bloques conceptual de un instrumento interferométrico (sistema) 500 para radio ocultación. La señal de entrada del receptor es amplificada mediante un amplificador 510 (por sencillez, la ganancia se considerará unitaria), filtrada en paso de banda mediante un filtro de paso de banda 520 con ancho de banda B , convertida a una menor frecuencia mediante un multiplicador 530 conectado a un oscilador local de frecuencia f_{LO} y fase (ϕ_{LO}) , y finalmente autocorrelacionado por un correlacionador (autocorrelacionador) 540. El amplificador 510, el filtro de paso de banda 520 y una antena 550 para recibir la señal pueden estar comprendidos por un formador de haz 560. El correlacionador 540 puede estar comprendido o ejecutado por una unidad de cálculo.

La entrada del autocorrelacionador y_c viene dada por

$$35 \quad y_c(t) = (y(t) + n_a(t)) e^{-j(2\pi f_{LO} t + \phi_{LO})} \quad [37]$$

y sustituir las ecuaciones [34] a [36] en la ecuación [37] produce

$$40 \quad y_c(t) = e^{-j\phi_{LO}} e^{j2\pi(f_o - f_{LO})t} \times \left(\frac{\lambda_o \sqrt{G_t G}}{4\pi s(t)} \sqrt{2P} x(t - u(t)) e^{-j2\pi f_o u} + \sqrt{2N} n(t) \right) \quad [38]$$

Seguindo la ecuación [21], la salida z del autocorrelacionador viene dada por

$$z(nT + \tau) = \frac{1}{pT} \int_{-pT/2}^{pT/2} y_c(t) y_c^*(t - nT - \tau) dt \quad [39]$$

45 Cuando la ecuación [38] es sustituida en la ecuación [39], se obtienen cuatro términos de la combinación de señal y ruido,

$$z(\alpha) = z_{xx}(\alpha) + z_{xn}(\alpha) + z_{nx}(\alpha) + z_{nn}(\alpha) \quad [40]$$

en la que

$$z_{xx}(nT + \tau) = e^{j2\pi(f_o - f_{LO})(nT + \tau)} \times \left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t G}{s_o s_n} 2P e^{j2\pi f_o (u_n - u_o)} R_x(nT + \tau + u_n - u_o) \quad [41]$$

$$z_{xn}(nT + \tau) = e^{j2\pi(f_o - f_{LO})(nT + \tau)} \times \frac{\lambda_o}{4\pi} \frac{\sqrt{G_t G}}{s_o} 2\sqrt{PN} e^{-j2\pi f_o u_o} R_{xn}(nT + \tau - u_o) \quad [42]$$

$$z_{nx}(nT + \tau) = e^{j2\pi(f_o - f_{LO})(nT + \tau)} \times \frac{\lambda_o}{4\pi} \frac{\sqrt{G_t G}}{s_n} 2\sqrt{PN} e^{j2\pi f_o u_n} R_{nx}(nT + \tau + u_n) \quad [43]$$

$$z_{mm}(nT + \tau) = e^{j2\pi(f_o - f_{LO})(nT + \tau)} \times 2N R_m(nT + \tau) \quad [44]$$

5 y R_{ab} es una función de correlación cruzada, que está definida, en general, como

$$R_{ab}(\alpha) \equiv \frac{1}{pT} \int_{-pT/2}^{pT/2} a(t) b^*(t - \alpha) dt \quad [45]$$

10 Dado que el ruido del sistema es un proceso aleatorio, se calculará la potencia promedio a la salida del correlacionador. Suponiendo que la autocorrelación del ruido del sistema es muy estrecha en el tiempo, se deduce de la ecuación [40] que

$$\langle |z(\alpha)|^2 \rangle = \langle |z_{xx}(\alpha)|^2 \rangle + \langle |z_{xn}(\alpha)|^2 \rangle + \langle |z_{nx}(\alpha)|^2 \rangle + \langle |z_{mm}(\alpha)|^2 \rangle \quad [46]$$

15 A continuación, los cuatro términos en el segundo miembro de la ecuación [46] pueden ser evaluados para un retardo que equilibra perfectamente el retardo del trayecto diferencial. Es decir, sustituir $\tau = \tau_p$ en la ecuación [26] produce:

20 • Término de señal $|z_{xx}(\alpha)|^2$,

$$\left| z_{xx}(nT + \tau_p) \right|^2 = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^4 \left(\frac{G_t G}{s_o s_n} \right)^2 4P^2 |R_x(nT)|^2 \quad [47]$$

25 La función de autocorrelación R_x en nT es cero para todas las señales de navegación, excepto para la componente de obtención aproximada x_r , para la cual toma una amplitud de uno para cualquier retardo múltiplo de T . Si A es la potencia de la componente de obtención aproximada, se obtiene

$$\left| R_x(nT) \right|^2 = A^2 \left| R_{x_r}(nT) \right|^2 = A^2 \quad [48]$$

Por lo tanto

$$|z_{xx}(nT + \tau_p)|^2 = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi}\right)^4 \left(\frac{G_r G}{s_o s_n}\right)^2 4P^2 A^2 \quad [49]$$

Se observa que, puesto que se supuso que la señal de navegación compuesta x tenía potencia unitaria en la ecuación [34], se tiene necesariamente $A < 1$.

5

• Término de tiempos ruido de la señal $|z_{xn}(\alpha)|^2$,

$$\begin{aligned} \langle |z_{xn}(nT + \tau_p)|^2 \rangle = \\ \left(\frac{\lambda_o}{4\pi}\right)^2 \frac{G_r G}{s_o^2} 4PN \langle |R_{xn}(nT - u_n)|^2 \rangle \end{aligned} \quad [50]$$

10

con

$$\begin{aligned} \langle |R_{xn}(nT - u_n)|^2 \rangle = \left(\frac{1}{pT}\right)^2 \\ \int_{-pT/2}^{pT/2} \int_{-pT/2}^{pT/2} x(t)x^*(t') \langle n^*(t - nT + u_n)n(t' - nT + u_n) \rangle dt dt' \end{aligned} \quad [51]$$

15 El segundo momento de orden dentro de la integral es la autocorrelación del ruido, Γ_n ,

$$\langle n^*(t - nT + u_n)n(t' - nT + u_n) \rangle = \Gamma_n(t' - t) \quad [52]$$

20

que, según el teorema de Wiener-Khintchine, es igual a la transformada de Fourier inversa de la densidad espectral de la potencia del ruido n, representada en la figura 4, es decir

$$\Gamma_n(\tau) = B \text{senc } B\tau \quad [53]$$

25 Por lo tanto,

$$\begin{aligned} \langle |R_{xn}(nT - u_n)|^2 \rangle = \left(\frac{1}{pT}\right)^2 \\ \int_{-pT/2}^{pT/2} \int_{-pT/2}^{pT/2} x(t)x^*(t') B \text{senc } (B(t' - t)) dt dt' \end{aligned} \quad [54]$$

30 Teniendo en cuenta que el ancho de la función senc (es decir, $2 / B$ entre sus primeros ceros) es mucho más estrecho que el tiempo de integración pT , produce

$$\int_{-pT/2}^{pT/2} B \text{senc } (B\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} B \text{senc } (B\tau) d\tau = 1 \quad [55]$$

35 y

$$\langle |R_{xn}(nT - u_n)|^2 \rangle = \frac{1}{pT} \quad [56]$$

$$\langle |z_{xn}(nT + \tau_p)|^2 \rangle = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t G_r}{s_o^2} 4PN \frac{1}{pT} \quad [57]$$

• Término de ruido tiempos de la señal $|Z_{nx}(\alpha)|^2$,

$$\begin{aligned} \langle |z_{nx}(nT + \tau_p)|^2 \rangle = \\ \left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t G_r}{s_n^2} 4PN \langle |R_{nx}(nT + u_o)|^2 \rangle \end{aligned} \quad [58]$$

5 con

$$\begin{aligned} \langle |R_{nx}(nT + u_o)|^2 \rangle = \left(\frac{1}{pT} \right)^2 \\ \int_{-pT/2}^{pT/2} \int_{-pT/2}^{pT/2} \langle n(t)n^*(t') \rangle x^*(t - nT - u_o)x(t' - nT - u_o) dt dt' \end{aligned} \quad [59]$$

10 Aplicar ecuaciones [52] y [53] produce

$$\langle |R_{nx}(nT + u_o)|^2 \rangle = \frac{1}{pT} \quad [60]$$

$$\langle |z_{nx}(nT + \tau_p)|^2 \rangle = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t G_r}{s_n^2} 4PN \frac{1}{pT} \quad [61]$$

• Término de ruido $|Z_{nn}(\alpha)|^2$,

15

$$\langle |z_{nn}(nT + \tau_p)|^2 \rangle = 4N^2 \langle |R_{nn}(nT + \tau_p)|^2 \rangle \quad [62]$$

$$\begin{aligned} \langle |R_{nn}(nT + \tau_p)|^2 \rangle = \left(\frac{1}{pT} \right)^2 \\ \int_{-pT/2}^{pT/2} \int_{-pT/2}^{pT/2} \langle n(t)n^*(t')n^*(t - nT - \tau_p)n(t' - nT - \tau_p) \rangle dt dt' \end{aligned} \quad [63]$$

20 El cuarto momento de orden dentro de la integral se puede descomponer, haciendo uso del complejo teorema de Gauss, analizado, por ejemplo, en J.W. Goodman, Statistical Optics, John Wiley and Sons, 1985, Nueva York, en

$$\begin{aligned}
 \langle n(t)n^*(t')n^*(t-nT-\tau_p)n(t'-nT-\tau_p) \rangle &= \\
 \langle n(t)n^*(t-nT-\tau_p)n^*(t')n(t'-nT-\tau_p) \rangle &= \\
 \langle n(t)n^*(t') \rangle \langle n^*(t-nT-\tau_p)n(t'-nT-\tau_p) \rangle &+ \\
 \langle n(t)n(t'-nT-\tau_p) \rangle \langle n^*(t-nT-\tau_p)n^*(t') \rangle &
 \end{aligned} \quad [64]$$

Los dos últimos momentos de segundo orden son cero cuando $n > 0$ en nT , mientras que el par antes de la autocorrelación del ruido viene dado por

5

$$\begin{aligned}
 \langle n(t)n^*(t-nT-\tau_p)n^*(t')n(t'-nT-\tau_p) \rangle &= \\
 |\Gamma_n(t-t')|^2 &
 \end{aligned} \quad [65]$$

Por lo tanto

$$\begin{aligned}
 \langle |R_{nn}(nT+\tau_p)|^2 \rangle &= \left(\frac{1}{pT} \right)^2 \\
 \int_{-pT/2}^{pT/2} \int_{-pT/2}^{pT/2} B^2 \text{senc}^2(B(t-t')) dt dt' &
 \end{aligned} \quad [66]$$

10

que además produce

$$\langle |R_{nn}(nT+\tau_p)|^2 \rangle = \frac{B}{pT} \quad [67]$$

$$\langle |z_{nn}(nT+\tau_p)|^2 \rangle = 4N^2 \frac{B}{pT} \quad [68]$$

15

Utilizando los resultados anteriores, la SNR se puede calcular a continuación por medio de

$$SNR \equiv \frac{|z_{xx}(\alpha)|^2}{\langle |z_{xn}(\alpha)|^2 \rangle + \langle |z_{nx}(\alpha)|^2 \rangle + \langle |z_{nn}(\alpha)|^2 \rangle} \Big|_{\alpha=nT+\tau_p} \quad [69]$$

20

y sustituir las ecuaciones [49], [57], [61] y [68] en la ecuación [69] produce

$$SNR = \frac{\left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^4 \left(\frac{G_t G_r}{s^2} \right)^2 4P^2 A^2}{\left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t G_r}{s^2} 8PN \frac{1}{pT} + 4N^2 \frac{B}{pT}} \quad [70]$$

25

en la que se ha supuesto la aproximación $s_0 \sim s_n \sim s$ para la longitud del trayecto. Definiendo la potencia P_x en una antena de 0 dBi, y P_n como la potencia de ruido del sistema, es decir,

$$P_x \equiv \left(\frac{\lambda_c}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t}{s^2} 2PA \quad [71]$$

$$P_n \equiv 2NB$$

la SNR de la radio ocultación interferométrica viene dada por

$$SNR = \frac{A \frac{GP_x}{P_n}}{2 + A \frac{P_n}{GP_x}} BpT \quad [72]$$

5

Es interesante comparar la SNR de la ecuación [72] con la SNR_c que se obtendría para la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14]. Para este caso, la SNR_c vendría dada por

$$SNR_c \equiv \frac{|z_{xx}(\alpha)|^2}{\langle |z_{xm}(\alpha)|^2 \rangle} \Bigg|_{\alpha=\tau_p} = \eta^2 A \frac{G_c P_x}{P_n} BnT \quad [73]$$

10

donde η es la pérdida de correlación debida a las desviaciones entre los códigos entrante y modificado causado por la distorsión en el transmisor GNSS. Suponiendo la condición $p = n$ tal como se hizo en la ecuación [33], esto produce

15

$$SNR = \frac{1}{\eta^2} \frac{G}{G_c} \frac{P_n}{GP_x} SNR_c \quad [74]$$

20

Para un receptor con un ancho de banda que coincide con el del código de obtención (habitualmente $A \sim 1$), y despreciando la pérdida de correlación ($\eta \sim 1$), la relación de ganancia de la antena que hace que ambas relaciones de SNR sean iguales viene dada por

$$G = \left(1 + \sqrt{1 + \frac{P_n}{G_c P_x}} \right) G_c \quad [75]$$

25

Por consiguiente, utilizando una antena de aproximadamente dos veces el área, se puede lograr la misma SNR que en la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14] mediante radio ocultación interferométrica.

A continuación, se describirá un análisis de la deriva del reloj y el ruido de fase en la radio ocultación interferométrica y los respectivos resultados. Este análisis supone la condición de la ecuación [33], en concreto, $T_0 = pT = nT$.

30

En la radio ocultación interferométrica, el Doppler observable se obtiene directamente a la salida del correlacionador en la ecuación [29], mientras que en la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], la fase portadora es el parámetro extraído de la salida del correlacionador. Por consiguiente, en este último, se puede diferenciar en el tiempo entre dos lecturas consecutivas de la fase portadora para llegar a la estimación Doppler de la ecuación [11].

35

Esto se muestra en la figura 6, que ilustra los instrumentos (sistemas) interferométricos para llevar a cabo la técnica de radio ocultación interferométrica de acuerdo con las realizaciones de la invención y la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], respectivamente. En la figura 6, el panel superior ilustra un instrumento (sistema) interferométrico 600 para llevar a cabo la técnica de radio ocultación interferométrica, y el panel inferior ilustra un instrumento para llevar a cabo la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14]. El instrumento interferométrico 600 corresponde sustancialmente al instrumento interferométrico 500 de la figura 5. Por consiguiente, el instrumento interferométrico 600 comprende una antena 650, un amplificador 610, un filtro de paso de banda 620 y un multiplicador 630 conectado a un oscilador local de frecuencia f_{L0} y fase Φ_{L0} . El instrumento interferométrico 600 comprende, además, un correlacionador (autocorrelacionador) 640 que produce el Doppler

40

observable. El autocorrelacionador 640 conceptualmente se puede ver como que comprende un trayecto directo 642 y un trayecto con retardo 644 que agrega un retardo de T_0 , un multiplicador 646 que multiplica las salidas del trayecto directo 642 y el trayecto con retardo 644, y un integrador 648 para llevar a cabo la correlación real, en base a la salida del multiplicador 646. Se puede decir que el trayecto directo 642 corresponde a la primera señal, y se puede decir que el trayecto con retardo 644 corresponde a la segunda señal. El correlacionador 640 puede estar comprendido o implementado por una unidad de cálculo.

El instrumento 700 en el panel inferior de la figura 6 comprende una antena 750, un amplificador 710, un filtro de paso de banda 720 y un multiplicador 730 conectado a un oscilador local de frecuencia. f_{LO} y fase Φ_{LO} , similar a los instrumentos interferométricos 500, 600. El instrumento 700 comprende, además, un correlacionador (correlacionador cruzado) 740 para correlacionar la señal de referencia limpia con la señal recibida, y emitir la fase portadora observable. El correlacionador 740 puede comprender un multiplicador 746 para multiplicar la señal de referencia limpia con la señal recibida, y un integrador 748 para llevar a cabo la correlación real, en base a la salida del multiplicador 746. Un trayecto directo 762 y un trayecto con retardo 764, la salida de los cuales es sustraída en el sumador 770, implementan la diferenciación de lecturas consecutivas de la fase portadora determinada a partir de la salida del correlacionador cruzado 740, para formar el Doppler observable. La señal de referencia limpia puede ser generada por un generador de señal adecuado.

Para estudiar el efecto de la deriva del reloj y del ruido de fase se debe suponer que los osciladores ultra estables en el transmisor (por ejemplo, a bordo de los satélites GNSS) y el receptor tienen cierta deriva de frecuencia, y los osciladores locales de la frecuencia de radio (RF) y de la frecuencia intermedia (IF) de este último utilizados para reducir la frecuencia de la señal recibida y aumentar la frecuencia de la señal modelo, respectivamente, tienen una fase fluctuante.

En primer lugar, se explicarán la deriva del reloj y el ruido de fase para la técnica de radio ocultación interferométrica.

La componente de la señal en la rama de entrada superior (ruta directa 642) al bloque integrador (integrador 646) en el panel superior de la figura 6 está proporcionada por la ecuación [38], eliminando la componente de ruido, es decir, mediante

$$y_c(t) = \frac{\lambda_o \sqrt{G_t G_r}}{4\pi s} \sqrt{2P} x(t-u) \times e^{-j2\pi f_o u} e^{j2\pi(f_o - f_{LO})t} e^{-j\phi_{LO}} \quad [76]$$

A partir de la ecuación [39], la señal a la salida del correlacionador, en el tiempo t , viene dada por

$$z(T_o + \tau; t) = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t G_r}{s_o s_n} 2P \times \frac{1}{T_o} \int_{t-T_o/2}^{t+T_o/2} x(t-u_o) x^*(t-T_o-\tau-u_n) e^{j2\pi(f_o' u_n - f_o u_o)} e^{j2\pi(f_o - f_o')t} e^{-j2\pi(f_{LO} - f_{LO}')t} e^{j2\pi(f_o' - f_{LO}') (T_o + \tau)} e^{j(\phi_{LO}' - \phi_{LO})} dt \quad [77]$$

en la que la dependencia con el tiempo t se ha mostrado explícitamente, refiriéndose las variables sin "prima" al tiempo epoch t , y las variables con "prima" al tiempo epoch $t - T_0$. Cuando la correlación de la ecuación [77] se evalúa en su máximo, es decir, en $\tau = \tau_p = u_o - u_n$, tal como viene dado por la ecuación [26], esto produce

$$z(T_o + \tau_p; t) = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t G_r}{s_o s_n} 2P \times \frac{1}{T_o} \int_{t-T_o/2}^{t+T_o/2} x(t-u_o) x^*(t-T_o-u_o) e^{-j2\pi(df_o u_o + f_o du_o)} e^{j2\pi df_{IF} t} e^{j2\pi f_{IF} (T_o + du_o)} e^{-j d\phi_{LO}} dt \quad [78]$$

con

$$\begin{aligned} u_o - u_n = du_o; \quad f_o - f'_o = df_o; \quad f_{LO} - f'_{LO} = df_{LO} \\ \phi_{LO} - \phi'_{LO} = d\phi_{LO}; \quad f_o - f_{LO} = f_{IF}; \quad f_{IF} - f'_{IF} = df_{IF} \end{aligned} \quad [79]$$

5 Suponiendo que el retardo del trayecto u_o , la frecuencia del reloj GNSS f_o y la frecuencia f_{LO} y la fase ϕ_{LO} del oscilador local del receptor son funciones lineales del tiempo que varían lentamente, indicando su valor promedio durante el periodo de integración T_o con una barra y haciendo uso de la ecuación aproximada por

$$\begin{aligned} z(T_o + \tau_p; t) = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi} \right)^2 \frac{G_t G_r}{s_o^2} 2PA \times \\ e^{-j2\pi(df_o \bar{u}_o + \bar{f}_o du_o)} e^{j2\pi df_{IF} t} e^{j2\pi \bar{f}_{IF} (T_o + du_o)} e^{-jd\phi_{LO}} \end{aligned} \quad [80]$$

10 El Doppler observable se obtiene, de acuerdo con las ecuaciones [27] - [31], a partir de la fase φ de la correlación compleja en la ecuación [80], produciendo

$$f_D(t) = \frac{\varphi(t)}{2\pi T_o} \quad [81]$$

en la que

$$\begin{aligned} \varphi(t) = -2\pi \bar{f}_o du_o + 2\pi \bar{f}_{IF} (T_o + du_o) \\ - d\phi_{LO} - 2\pi df_o \bar{u}_o + 2\pi df_{IF} t \end{aligned} \quad [82]$$

15 El impacto de la deriva del reloj y del ruido de fase se incluye en los últimos tres términos de la ecuación [82], lo que se traduce en un error Doppler de

$$\varepsilon_{f_D}(t) = -\frac{d\phi_{LO}}{2\pi T_o} - \frac{df_o}{T_o} \bar{u}_o + \frac{df_{IF}}{T_o} t \quad [83]$$

20 La primera contribución al error Doppler en el segundo miembro de la ecuación [83] es el ruido de fase del oscilador local del receptor. El segundo término se rige por la deriva de los relojes GNSS. El último es una combinación de este último y la tasa de cambio del oscilador local del receptor, y define la desviación a largo plazo del error Doppler.

25 A continuación, se explicarán la deriva del reloj y el ruido de fase para la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14].

30 De acuerdo con la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], la rama de entrada inferior 20 (trayecto con retardo 734) al correlacionador 740 en el panel inferior de la figura 6 es la misma que en la ecuación [76], pero la señal de la rama de entrada superior (rama directa 732), y_m , viene dada por un modelo del código de obtención x_{Tm} , es decir, por

$$y_m(t) = x_{Tm}(t) \quad [84]$$

35 La salida del correlacionador, en este caso, viene dada por

$$z(\tau; t) = \frac{1}{T_o} \int_{t-T_o/2}^{t+T_o/2} y_c(t) y_m^*(t-\tau) dt \quad [85]$$

40 y sustituir y_c e y_m en la ecuación [85] mediante las ecuaciones [76] y [84] produce

$$z(\tau;t) = \frac{\lambda_o \sqrt{G_t G}}{4\pi s_o} \sqrt{2P} \times \frac{1}{T_o} \int_{t-T_o/2}^{t+T_o/2} x(t-u_o) x_{Tm}^*(t-\tau) e^{-j2\pi f_o u_o} e^{j2\pi f_{IF} t} e^{-j\phi_{LO}} dt \quad [86]$$

A continuación, la correlación de la ecuación [86] puede ser evaluada en el máximo, es decir, para $\tau = \tau_p = u_o$, y utilizar las mismas suposiciones que para la radio ocultación técnica produce

$$z(\tau_p;t) = \frac{\lambda_o \sqrt{G_t G}}{4\pi s_o} \sqrt{2P} A e^{-j2\pi \bar{f}_o \bar{u}_o} e^{j2\pi \bar{f}_{IF} t} e^{-j\phi_{LO}} \quad [87]$$

en la que se ha supuesto que el modelo del código de obtención es una réplica fiel del real, es decir

$$\frac{1}{T_o} \int_{t-T_o/2}^{t+T_o/2} x(t-u_o) x_{Tm}^*(t-u_o) dt = A \quad [88]$$

La fase de la correlación compleja en la ecuación [87] viene dada por

$$\varphi(t) = -2\pi \bar{f}_o \bar{u}_o - \phi_{LO} + 2\pi \bar{f}_{IF} t \quad [89]$$

y la estimación Doppler se obtiene a partir de dos lecturas de fase consecutivas (véase el panel inferior de la figura 6) por medio de

$$f_D(t) = \frac{\varphi(t) - \varphi(t-T_o)}{2\pi T_o} \quad [90]$$

La fase diferencial en el numerador de la ecuación [90] viene dada por

$$\begin{aligned} \varphi(t) - \varphi(t-T_o) &= -2\pi \bar{f}_o du_o + 2\pi \bar{f}_{IF} T_o \\ &\quad - d\phi_{LO} - 2\pi df_o \bar{u}_o + 2\pi df_{IF} t \end{aligned} \quad [91]$$

en el que la última línea refleja el impacto de las imperfecciones del reloj. La comparación de este resultado con la ecuación [82] lleva a la conclusión de que el impacto de la deriva del reloj y del ruido de fase en las observaciones Doppler es el mismo en ambos enfoques, es decir,

$$\varepsilon_{f_{D,C}}(t) = \varepsilon_{f_D}(t) \quad [92]$$

En particular, si el factor de pérdida de la correlación compleja (de módulo η y fase (φ_η)) se considera en la ecuación [88],

$$\frac{1}{T_o} \int_{t-T_o/2}^{t+T_o/2} x(t-u_o) x_{Tm}^*(t-u_o) dt = A\eta e^{j\phi_\eta} \quad [93]$$

entonces aparece una contribución adicional de degradación en las observaciones Doppler de acuerdo con la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], de tal manera que

$$\varepsilon_{f_{D,C}}(t) = \varepsilon_{f_D}(t) + \frac{d\varphi_\eta(t)}{2\pi T_o} \quad [94]$$

A continuación, se describirá la discriminación por satélite en el contexto de la técnica de radio ocultación interferométrica de acuerdo con las realizaciones de la invención.

La Tabla 1 presenta el periodo de los códigos de obtención de diferentes sistemas GNSS en dos bandas de frecuencia, alrededor de L1 / E1 y L5 / E5. Todos los sistemas GNSS tienen códigos de obtención con un periodo de 1 ms en ambas bandas, excepto GALILEO, que tiene códigos de rango PRN escalonados de diferente longitud, de los cuales el más corto tiene una longitud de 4 ms. Por lo tanto, la técnica de radio ocultación interferométrica se puede aplicar a todos los sistemas GNSS y a las bandas de frecuencia que se muestran en la Tabla 1, en virtud de sus longitudes de código de obtención.

Tabla 1 - Periodo de los códigos de obtención de PRN de diferentes sistemas GNSS en dos bandas de frecuencia, F1 (alrededor de E1 / L1) y F5 (alrededor de E5 / L5).

	GPS	GLONASS	GALILEO	BeiDou	QZSS
F1	1 ms	1 ms	4 ms, 100 ms	1 ms	1 ms
F5	1 ms	1 ms	4 ms, 20 ms, 100 ms	1 ms	1 ms

Tal como se ha indicado anteriormente, la técnica de radio ocultación interferométrica no discrimina entre los satélites GNSS. No obstante, tal como se mostrará a continuación, el filtrado espacial de una antena de tamaño modesto es suficiente para evitar la interferencia entre satélites. Esto se debe en parte a que los eventos de radio ocultación suceden con relativamente poca frecuencia.

Supóngase el receptor de radio ocultación R que orbita la Tierra a una altura h sobre su superficie, tal como se muestra en la figura 7. Los números de referencia en esta figura corresponden a los de la figura 1. El ángulo sólido Ω_A , medido a partir de R, subtendido por una capa de espesor h_A de la atmósfera, viene dado por

$$\Omega_A = 2\pi (\cos(\beta_E + T_E) - \cos(\beta_E + \beta_A + T_A)) \quad [95]$$

con

$$\begin{aligned} \beta_E &= \arcsen \frac{R_E}{R_E + h}; & T_E &= \arcsen \frac{R_E}{R_E + H} \\ \beta_A &= \arcsen \frac{R_E + h_A}{R_E + h} - \beta_E; & T_A &= \arcsen \frac{R_E + h_A}{R_E + H} \end{aligned} \quad [96]$$

Suponiendo un número total de M satélites GNSS distribuido uniformemente en la superficie de una esfera de radio H (órbita GNSS), el número promedio de eventos de radio ocultación N en cualquier tiempo resulta ser

$$N = \frac{M}{4\pi} \Omega_A \quad [97]$$

Tomando h = 800 km (órbita LEO), H = 20.920 km (altura promedio de GPS, GLONASS, BEIDOU y GALILEO), una capa atmosférica de $h_A = 250$ km y M = 132 (33 satélites por cada una de las constelaciones GNSS anteriores), entonces $\beta_E = 62,7^\circ$, $\beta_A = 4,7^\circ$ y N = 6, proporcionando una separación acimutal promedio de $\Delta A = 60^\circ$.

Suponiendo una antena circular de diámetro D, orientada hacia el nadir en R, el ángulo sólido Ω_L de un haz orientado hacia el limbo de la Tierra será

$$\Omega_L = \frac{\lambda_{F5}^2}{\pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \zeta_h} \quad [98]$$

en la que

$$\zeta_h = \cos(\beta_E + \beta_A) \quad [99]$$

Para proporcionar el filtrado espacial necesario, este ángulo sólido debe coincidir con el ángulo sólido promedio por satélite, es decir,

$$\Omega_L = \frac{4\pi}{M} = 0,096 \text{ sr} \quad [100]$$

y, por lo tanto

$$D = \frac{\lambda_{FS}}{\pi} \sqrt{\frac{M}{\zeta_h}} = 1,5 \text{ m} \quad [101]$$

Las dimensiones del haz de azimut θ_A y elevación θ_E siempre que esta antena sea tal que

$$\theta_A \theta_E = \Omega_L \quad [102]$$

$$\theta_E = \frac{\theta_A}{\zeta_h} \quad [103]$$

Por ello,

$$\theta_A = \sqrt{\Omega_L \zeta_h} = 11^\circ < \Delta A \quad [104]$$

$$\theta_E = \sqrt{\frac{\Omega_L}{\zeta_h}} = 28,6^\circ \quad [105]$$

En conclusión, una antena circular de 1,5 m desde 800 km de altitud, orientada hacia el nadir podría llevar a cabo radio ocultación interferométrica, que proporciona el filtrado espacial requerido para la discriminación por satélite. Este ejemplo muestra que es posible una realización práctica de la técnica de radio ocultación interferométrica.

A continuación, se analizará el tamaño de la antena en el contexto de la técnica de ocultación interferométrica de acuerdo con las realizaciones de la invención.

El tamaño de la antena que conseguiría la misma SNR que el ejemplo anterior, utilizando la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14] puede ser estimado a partir de la ecuación [75] resolviendo para G_c ,

$$G_c = \frac{1}{2 + \frac{P_n}{GP_x}} G \quad [106]$$

Despreciando la atenuación atmosférica y considerando una potencia nominal recibida P_x en la banda de navegación inferior E5 / L5 (banda del peor caso) de -154 dBW, el ancho de banda de un receptor de $B = 20$ MHz y una temperatura de ruido del sistema equivalente de $T_{\text{sis}} = 290$ K, relación ruido / potencia en la ecuación [106] se convierte en

$$\frac{P_n}{P_x} = \frac{kT_{\text{sys}}B}{P_x} = 201 \quad [107]$$

Ya que se tiene

$$G = \frac{4\pi}{\Omega_L} = M \quad [108]$$

se encuentra $G = 132$ (21,2 dB) y

$$G_c = \frac{1}{2 + \frac{201}{M}} M = 37,5 \text{ (15,7 dB)} \quad [109]$$

5 El diámetro correspondiente D_c de una antena orientada hacia el nadir puede ser obtenido a través de las ecuaciones [99] y [108] aplicadas a G_0 , es decir

$$\frac{4\pi}{G_c} = \frac{\lambda_{FS}^2}{\pi \left(\frac{D_c}{2}\right)^2 \zeta_h} \quad [110]$$

10 o, haciendo uso de la ecuación [101],

$$D_c = \sqrt{\frac{G_c}{M}} D = 0,53 \times D \quad [111]$$

15 Es decir, una antena de la mitad del diámetro puede lograr la misma SNR cuando se utiliza la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14]. Este resultado proviene de la SNR intrínsecamente más baja de la técnica interferométrica. No obstante, a pesar de requerir una antena más grande, existe una buena razón para considerar esta última técnica. En la reflectometría GNSS, se ha demostrado que un enfoque interferométrico similar
 20 conduce a una precisión de rango mejor que la convencional en un factor de entre 2 y 4, en proporción a la ganancia de la antena. Antenas del orden de 1 - 2 m de diámetro son necesarias habitualmente en reflectometría, ya que el rendimiento cae significativamente a valores más bajos de ganancia de la antena. Entonces, aceptando el tamaño de la antena orientada hacia abajo de un instrumento de reflectometría GNSS, tiene sentido considerar la utilización de una técnica analógica también para la radio ocultación. Bajo esta perspectiva, la ecuación [109] puede interpretada de la siguiente manera: una antena interferométrica orientada hacia el nadir de 1,5 m equivale a tener
 25 una antena de 15,7 dB en cada dirección de acimut en la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], para elevaciones para las cuales se puede despreciar la atenuación atmosférica.

El impacto de la pérdida debida a la atenuación atmosférica se analiza a continuación.

30 En la radio ocultación interferométrica de acuerdo con realizaciones de la invención, la señal recibida (por ejemplo, la primera señal) se utiliza como referencia, y, por lo tanto, su amplitud es crítica para la ejecución del método. Por lo tanto, es importante cuantificar el impacto de la pérdida atmosférica en la SNR. Por encima de 40 km de altura, la atmósfera se puede considerar transparente. En la parte inferior de la estratosfera y hasta la troposfera, la atenuación aumenta y puede alcanzar, en el peor de los casos, algunos dB. En la parte superior de la troposfera,
 35 entre 10 y 5 km de altura, la atmósfera puede presentar pérdidas considerablemente mayores, desde 10 dB hasta 20 dB, respectivamente. En los 5 km inferiores se puede producir una propagación múltiple, causando desvanecimiento, es decir, una atenuación grave de la señal, que puede alcanzar unos 30 dB.

40 Para cuantificar la SNR en presencia de pérdida atmosférica, la potencia de la señal recibida P_x en ecuaciones [73] y [74] es factorizada en la potencia de señal P_{x0} que se recibiría en una atmósfera transparente, y la pérdida L introducida por la atmósfera:

$$P_x = LP_{x0} \quad [112]$$

45 Es decir,

$$SNR_c = \eta^2 AG_c L \frac{P_{x0}}{P_n} BnT \quad [113]$$

y

$$SNR = \frac{\frac{1}{\eta^2} \frac{G}{G_c}}{2 + \frac{A}{GL} \frac{P_n}{P_{x0}}} SNR_c \quad [114]$$

Utilizando el mismo conjunto de valores de parámetros que anteriormente (es decir, $\eta \sim 1$, $A \sim 1$, $B = 20$ MHz, $P_{x0} = -154$ dBW, $T_{sis} = 290$ K y $G = 21,2$ dB), junto con un diagrama de ganancia de antena típico utilizado en la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14] (11 dB en el punto de mira y 7 dB en el borde del campo de visión) y un tiempo de integración de $nT = 50$ ms, se encuentra que la técnica de ocultación interferométrica funciona bien en la estratosfera y en la parte superior de la troposfera, pero puede sufrir una señal inferior a la relación de ruido, en comparación con la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], en los primeros 5 km de la troposfera.

Para mejorar el rendimiento de la radio ocultación interferométrica en la parte inferior de la troposfera, en la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal) puede ser congelada (es decir, recibida) en la parte superior de esta capa, cuando la atenuación atmosférica no es demasiado alta, mediante el aumento progresivo del valor de p en la ecuación [21] más allá de ese punto. La implementación práctica de esta estrategia para establecer la ocultación de escenarios es bastante sencilla. No obstante, para una ocultación creciente, la señal recibida debe ser almacenada en la memoria hasta alcanzar la altura de la tangente en la parte superior de la troposfera, en cuyo momento el proceso de autocorrelación sería ejecutado hacia atrás. Almacenar decenas de segundos, como sería necesario, de la señal recibida de muestreo de alta velocidad es muy exigente, ya que se deben proporcionar memorias intermedias extremadamente largas.

A continuación, se describen otros enfoques de la técnica de radio ocultación interferométrica para aumentar la SNR. En primer lugar, se describirá una técnica denominada ocultación interferométrica cenital, que corresponde a un caso especial de la técnica de ocultación interferométrica descrita anteriormente.

En la radio ocultación interferométrica cenital, uno del primer tiempo y el segundo tiempo (por ejemplo, el primer tiempo) puede ser un tiempo en el que el satélite se encuentra en una posición sustancialmente cenital con respecto al receptor, y el otro del primer tiempo y el segundo tiempo (por ejemplo, el segundo tiempo) puede ser un tiempo en la que el satélite está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor. El desfase de tiempo entre el primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un número entero nT del periodo de repetición T , en el que n se elige de modo que el primer y el segundo tiempo satisfacen la condición anterior. La posición cenital puede ser una posición en la que el ángulo de inclinación del satélite con respecto al cenit de la ubicación del receptor está dentro de un rango dado, tal como $\pm 30^\circ$ (grados). A menos que se indique lo contrario, las etapas de la técnica de radio ocultación de interferometría cenital son idénticas a las etapas correspondientes de la técnica de radio ocultación interferométrica descrita anteriormente.

Para evitar la necesidad de una memoria grande para almacenar la señal recibida de una ocultación creciente cuando la señal de referencia está tomada en la parte superior de la troposfera, es deseable tener la señal de referencia ya disponible tan pronto como comience la ocultación creciente. Esto requiere un enfoque alternativo a la radio ocultación interferométrica, en el que la señal de referencia es obtenida antes de que ocurra cualquier ocultación, de modo que se pueda utilizar simplemente cuando sea necesario. Implícitamente, esto significa desacoplar la obtención de la señal de referencia del propio evento de ocultación, que, por lo tanto, puede ser optimizada para obtener la mejor SNR con independencia de la ocultación. Dicha optimización puede depender de los detalles del instrumento.

Tal como se mencionó anteriormente, la técnica de radio ocultación interferométrica puede ser utilizada como una capacidad adicional para un instrumento de reflectometría GNSS interferométrica. La arquitectura del instrumento supuesta puede ser, por lo tanto, la descrita en M. Martin-Neira, S. D'Addio, C. Buck, N. Floury, y R. Prieto-Cerdeira, (2011), The PARIS ocean altimeter in-orbit demonstrator, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 49(6), 2209 - 2237, que incluye una antena particular que consta de dos matrices de formación de haz de alta ganancia, montadas espalda con espalda, orientadas a lo largo de la dirección cenit - nadir. Con dicha antena, la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal) a ser utilizada para la radio ocultación interferométrica puede ser obtenida alrededor de la región cenital para una mejor SNR. Es decir, cuando un satélite GNSS está a gran altura por encima de la antena orientada hacia arriba, se pueden recibir un número p conveniente de periodos de su código de obtención a través de uno de los haces ascendentes de alta ganancia, y pueden ser registrados. Por esta razón, tal como se mencionó anteriormente, la técnica modificada se conocerá como radio ocultación interferométrica cenital. En sentido estricto, solo es necesario almacenar $p = 1$ periodos del código de obtención y, por lo tanto, la longitud de la memoria requerida es muy asequible. No obstante, se pueden registrar una pluralidad (por ejemplo, algunos) de periodos cuando se desean tiempos de integración más largos con $p > 1$ en el procesamiento de la radio ocultación interferométrica cenital.

La figura 8 muestra las dos etapas de la radio ocultación interferométrica cenital: en primer lugar, la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal) transmitida por el transmisor 20 se obtiene en una etapa de gran altitud por encima de la antena orientada hacia arriba en el receptor 10. En segundo lugar, la señal de referencia obtenida es correlacionada con la señal (por ejemplo, la segunda señal) recibida a través de un haz de antena orientada hacia abajo en el receptor 10', 10'' durante una ocultación ascendente o de ajuste del correspondiente satélite GNSS 20', 20'', respectivamente.

La figura 9 ilustra un diagrama de bloques conceptual de la radio ocultación interferométrica cenital. A menos que se indique lo contrario, las explicaciones realizadas anteriormente haciendo referencia a la figura 5 y a la figura 6 se aplican también en este caso. De acuerdo con este diagrama de bloques, la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal) y la señal recibida durante el evento de ocultación real (por ejemplo, la segunda señal) son recibidas por las respectivas antenas orientada hacia el cenit y orientada hacia el nadir 952A, 952B, amplificadas por respectivos amplificadores 910A, 910B, filtradas por respectivos filtros de paso de banda 920A, 920B y reducidas en frecuencia por respectivos multiplicadores 930A, 930B conectados a un oscilador local de frecuencia f_{L0} y fase Φ_{L0} . La señal de referencia es recibida a través del haz de gran elevación 952A de la antena (orientada hacia el cenit) 950A, y la señal recibida durante el evento de ocultación es recibida a través del haz del limbo de la Tierra 952B de la antena (orientada hacia el nadir) 950B. La señal de referencia puede ser almacenada, y la señal de referencia y la señal recibida durante el evento de ocultación pueden ser proporcionadas con el tiempo apropiado a un multiplicador 946 y a un integrador 948 que forman un correlacionador (correlacionador cruzado) 940. Esto se indica esquemáticamente mediante conmutadores en los trayectos de señal respectivos. Las salidas consecutivas del correlacionador 940 (para la misma señal de referencia y las diferentes señales recibidas durante el evento de ocultación) pueden ser diferenciadas con respecto al tiempo, produciendo el efecto Doppler observable como salida. Esta diferenciación con respecto al tiempo se indica esquemáticamente mediante los trayectos de señal 962, 964 y el sumador 970 (los trayectos de señal y el sumador forman una unidad de diferenciación de la unidad de diferenciación), similar a la figura 7. El correlacionador 940 y la unidad de diferenciación pueden estar comprendidos por o implementados por una unidad de cálculo.

A continuación, se calculará la SNR de la radio ocultación interferométrica cenital, siguiendo las mismas etapas que se detallaron anteriormente:

• Término de señal $|z_{xx}(\alpha)|^2$: utilizando la ecuación [49], es fácil mostrar que la potencia del término de señal se convierte ahora en

$$|z_{xx}(nT + \tau_p)|^2 = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi}\right)^4 \left(\frac{G_t}{s_o s_n}\right)^2 G_o L G_n 4P^2 A^2 \quad [115]$$

en la que G_o , s_o , G_n y s_n se refieren a la ganancia de la antena y la longitud del trayecto durante el evento de obtención de señal de referencia y el evento de ocultación, respectivamente, y L es la pérdida atmosférica.

• Término de tiempos ruido de la señal $|z_{xn}(\alpha)|^2$: de la ecuación [57] se deduce que

$$\langle |z_{xn}(nT + \tau_p)|^2 \rangle = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi}\right)^2 \frac{G_t G_o}{s_o^2} 4PN \frac{1}{pT} \quad [116]$$

• Término de ruido tiempos de la señal $|z_{nx}(\alpha)|^2$: de la ecuación [61], y teniendo en cuenta la pérdida atmosférica, se sigue que,

$$\langle |z_{nx}(nT + \tau_p)|^2 \rangle = \left(\frac{\lambda_o}{4\pi}\right)^2 \frac{G_t L G_n}{s_n^2} 4PN \frac{1}{pT} \quad [117]$$

• Término de ruido $|z_{nn}(\alpha)|^2$: este término es el mismo que en la ecuación [68] anterior.

Sustituir las ecuaciones [115] a [117] y [68] en la ecuación [69] produce la SNR_z de la radio ocultación interferométrica cenital,

$$SNR_z = \frac{\left(\frac{\lambda_o}{4\pi}\right)^4 \left(\frac{G_t}{s_o s_n}\right)^2 G_o L G_n 4P^2 A^2}{\left(\frac{\lambda_o}{4\pi}\right)^2 G_t \left(\frac{G_o}{s_o^2} + \frac{L G_n}{s_n^2}\right) 4PN \frac{1}{pT} + 4N^2 \frac{B}{pT}} \quad [118]$$

Recordando que P_{x0} es la componente de potencia de la señal del código de obtención de referencia que se recibiría en una atmósfera transparente, es decir,

5

$$P_{x0} \equiv \left(\frac{\lambda_o}{4\pi}\right)^2 \frac{G_t}{s_o^2} 2PA \quad [119]$$

se obtiene

$$SNR_z = \frac{A \frac{L G_n P_{x0}}{P_n}}{\left(1 + \frac{L G_n}{G_o}\right) + A \frac{P_n}{G_o P_{x0}}} BpT \quad [120]$$

10

Introducir la ecuación [112] en la ecuación [73], y combinar el resultado con la ecuación [120] produce, para $p = n$,

$$SNR_z = \frac{\frac{1}{\eta^2} \frac{G_n}{G_c}}{\left(1 + \frac{L G_n}{G_o}\right) + A \frac{P_n}{G_o P_{x0}}} SNR_c \quad [121]$$

15

La ecuación [121] es muy similar a la ecuación [74]. No obstante, mientras que la última solo era válida para una atmósfera transparente, la primera es válida para cualquier valor L de pérdida atmosférica.

20

La SNR_z de la radio ocultación interferométrica cenital se puede calcular a continuación, utilizando la ecuación [121], para el ejemplo de un instrumento de reflectometría GNSS del mismo tamaño que el descrito en la explicación anterior sobre el tamaño de la antena en el contexto de la técnica de radio ocultación interferométrica, es decir, uno que tiene una antena de 1,5 m de diámetro. En este caso,

$$G_o = \frac{M}{2\xi_h} = 171,7 \text{ (22,3 dB)} \quad [122]$$

$$G_n = M = 132 \text{ (21,2 dB)} \quad [123]$$

25

en la que G_o se ha tomado como ganancia de la antena a -3 dB del valor máximo, que corresponde a un ángulo de elevación de aproximadamente 60° por encima de la antena orientada hacia arriba. Por lo tanto, se ha calculado un rango de SNR_z correspondiente a ocurrencias de obtención de la señal de referencia dentro del rango $22,3 \leq G_o \leq 25,3$ dB, dependiendo de la proximidad del satélite GNSS al cenit.

30

Realizando las mismas suposiciones que las utilizadas en la explicación anterior sobre el tamaño de la antena en el contexto de la técnica de radio ocultación interferométrica, en concreto, $A \sim 1$, $\eta \sim 1$, $G_c = 11$ dB (solo se toma el valor de G_c en el punto de mira para calcular SNR_z , ya que esta última no cambia con el acimut), y $P_n / P_{x0} = 201$, se encuentra que la estrategia propuesta para obtener la señal de referencia cuando los satélites GNSS están en la región cenital resuelve el problema de una SNR comparativamente baja, en concreto, que la radio ocultación interferométrica tenía que muestrear la troposfera inferior debido a su elevada pérdida de propagación.

35

A continuación, se explicará la discriminación por satélite (GNSS) en el contexto de la técnica de ocultación interferométrica cenital.

En la radio ocultación interferométrica pura en la que tanto el primer tiempo como el segundo tiempo son tiempos en los que el satélite está en ocultación con respecto al receptor, por ejemplo implementado como en la figura 6, cualquier satélite GNSS dentro del haz de antena tiene una contribución significativa a la función de autocorrelación, porque la técnica está construida para lograr precisamente esto, es decir, no existe discriminación por medio del retardo de código o de un desplazamiento de la frecuencia Doppler. La separación de señales procedentes de diferentes satélites GNSS se puede llevar a cabo espacialmente, es decir, a través del diagrama de la antena.

En la radio ocultación interferométrica cenital, en cambio, la señal de referencia se obtiene en una geometría muy diferente de la del evento de ocultación. Se debe aplicar un desplazamiento Doppler a la referencia obtenida antes de la correlación cruzada con la señal de ocultación, y el máximo de la correlación cruzada aparece en un retardo de chip de código particular. Esto significa que la radio ocultación interferométrica cenital proporciona capacidad de discriminación por retardo y Doppler, contrariamente a la técnica interferométrica anterior, y, por lo tanto, ya no existe un requisito estricto sobre el tamaño de la antena desde el punto de vista del filtrado espacial.

Como ejemplo, supóngase que existen varios satélites GNSS dentro del haz de antena orientada hacia arriba durante la obtención de la señal de referencia de un satélite GNSS particular. A continuación, en el evento de ocultación correspondiente, el haz de la antena orientada hacia abajo es dirigido hacia la región del limbo de la Tierra, donde está situado el satélite GNSS. Los otros satélites GNSS cuya señal fue recibida a través del haz ascendente tampoco están necesariamente dentro del haz descendente en el tiempo de dicha ocultación, simplemente porque la geometría general ha cambiado. Supóngase además que, aún, existe un conjunto común restante de satélites GNSS no deseados en los haces ascendentes y descendentes involucrados en el evento de ocultación. El desplazamiento de frecuencia de la señal de ocultación buscada, aplicado a la señal de referencia, en general no coincidirá con el de las señales de los satélites GNSS no deseados, y serán filtrados mediante la operación de correlación cruzada. Cualquier señal no deseada que sobreviva al cambio de geometría y a la discriminación de frecuencia en la correlación cruzada alcanzará un máximo, en general, con un retardo de chip de código diferente de la señal del satélite deseado, apareciendo con una separación de retardo del máximo de la señal deseada en la forma de onda de la correlación cruzada.

En conclusión, existen cuatro filtros de discriminación por satélite GNSS que actúan en la radio ocultación interferométrica cenital: el propio haz de la antena (independientemente de su forma real), la geometría cambiante de los satélites GNSS desde el momento de la obtención de la señal de referencia hasta el momento del evento de ocultación, la discriminación por frecuencia coincidente y, finalmente, la selectividad del retardo.

A continuación, se explicará el tamaño de la antena en el contexto de la técnica de radio ocultación interferométrica cenital.

Tal como se explicó anteriormente, en la radio ocultación interferométrica cenital el tamaño de la antena ya no está determinado por la necesidad de discriminar espacialmente los diferentes satélites GNSS. Por lo tanto, se supondrá que la dimensión de la antena está establecida por restricciones relacionadas con la aplicación de reflectometría GNSS, y que la antena es del tipo descrito en M. Martin-Neira, S. D'Addio, C. Buck, N. Floury, y R. Prieto-Cerdeira, (2011), The PARIS ocean altimeter in-orbit demonstrator, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 49(6), 2209 - 2237, es decir, una antena de reflectometría orientada hacia el cenit – nadir.

Debido a que el tamaño de la antena impulsa la relación de señal a ruido SNR_z , se pueden considerar dos casos de interés: el primero corresponde a una antena de un tamaño tal que SNR_z coincide con SNR_c para la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14] en la troposfera inferior, cuando la atenuación atmosférica L es grande, y el segundo es una antena de 0,9 m de diámetro, similar a la que podría ser utilizada en el experimento GEROS-ISS de la ESA a bordo de la Estación espacial internacional.

Para encontrar la dimensión de la antena que hace $SNR_c = SNR_z$ es necesario que, en Ecuación [121], se tenga

$$\frac{1}{\eta^2} \frac{G_n}{G_c} = \left(1 + \frac{LG_n}{G_o} \right) + A \frac{P_n}{G_o P_{xo}} \quad [124]$$

Suponiendo $A \sim 1$ y $\eta \sim 1$, como es habitual, altas pérdidas atmosféricas (muy pequeña L), siendo G_p el máximo de la directividad de la antena y

$$G_o = \frac{G_p}{2} \quad [125]$$

$$G_n = G_o \zeta_h \quad [126]$$

entonces, la ecuación [124] se puede resolver para G_p , produciendo

$$G_p = \left(1 + \sqrt{1 + \frac{\zeta_h P_n}{G_c P_{x0}}} \right) \frac{G_c}{\zeta_h} \quad [127]$$

5 Introducir los valores a modo de ejemplo, $G_c = 11$ dB, $P_n / P_{x0} = 201$ y ζ_h para $h = 800$ km en esta ecuación, como se ha hecho anteriormente, produce $G_p = 20,8$ dB y un diámetro de antena de

$$D = \frac{\lambda_{fFS}}{\pi} \sqrt{G_p} \quad [128]$$

10 es decir, se obtiene $D = 0,89$ m. La SNR_z correspondiente se encuentra solo ligeramente por encima de la SNR_c de la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14] para todas las alturas tangentes, en particular en la troposfera inferior. Es importante destacar el hecho de que la relación de señal a ruido SNR_z de la radio ocultación interferométrica cenital es constante sobre el acimut, mientras que en la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], la relación de señal a ruido SNR_c se degrada con el ángulo del punto de mira. En conclusión, un instrumento de reflectometría GNSS de 89 cm de diámetro puede llevar a cabo radio ocultación interferométrica cenital logrando una SNR ligeramente mejor que los instrumentos típicos para la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14], independientemente del ángulo acimutal.

20 En particular, la radio técnica de ocultación interferométrica cenital requiere aberturas de menor tamaño que las necesarias en la técnica de radio ocultación puramente interferométrica para un rendimiento de SNR dado.

25 En el caso del experimento GEROS-ISS de la ESA, el diámetro de la antena es del mismo orden de magnitud que el caso anterior ($D = 89$ cm), pero la altura orbital es solo de aproximadamente 400 km. Desde esta órbita inferior, el ángulo de orientación en el que el límite superior de la atmósfera es visto por la antena orientada hacia abajo aumenta hasta $(\beta_E + \beta_A) = 76,6^\circ$, lo que reduce el valor de ζ_h en la ecuación [99], y, por lo tanto, el valor de G_n en la ecuación [126]. Teniendo esto en cuenta, la relación de señal a ruido SNR_z puede ser calculada utilizando la ecuación [121]. Se encuentra que en el contexto del experimento GEROS-ISS, un rendimiento similar con la radio ocultación interferométrica cenital se obtendría como con la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14].

30 También es interesante comparar el rendimiento de la radio ocultación interferométrica cenital en GEROS-ISS frente a la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14] cuando ambos métodos se implementaron en paralelo en esta misión, es decir, utilizando la misma antena de reflectometría. Para esta comparación, solo se debe calcular la correspondiente relación de señal a ruido SNR_c , utilizando las ecuaciones [73] y [112] con

$$G_c = G_p \zeta_h = G_p \cos(\beta_E + \beta_A) \quad [129]$$

35 Tomando $G_p = 20,8$ dB, $(\beta_E + \beta_A) = 76,6^\circ$, y las otras suposiciones habituales ($A \sim 1$, $n \sim 1$, $P_n / P_{x0} = 201$, $B = 20$ MHz, $nT = 50$ ms), entonces $G_c = 14,5$ dB, y se encuentra que la relación de señal a ruido SNR_c de la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14] es entre 4 dB y 7 dB superior a la de la radio ocultación interferométrica cenital. Esto confirma la última técnica como un complemento muy útil para un instrumento interferométrico GNSS-R. Esto muestra asimismo el potencial de la antena de reflectometría en M. Martin-Neira, S. D'Addio, C. Buck, N. Floury, y R. Prieto-Cerdeira, (2011), The PARIS ocean altimeter in-orbit demonstrator, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 49(6), 2209 - 2237, para llevar a cabo radio ocultación utilizando la técnica de radio ocultación de las ecuaciones [1] a [14].

40 A continuación, se describirá otro enfoque para aumentar la SNR de la técnica de radio ocultación interferométrica. Además, esta técnica corresponde a un caso especial de la técnica de radio ocultación interferométrica descrita anteriormente.

50 Tal como se describió anteriormente, la radio ocultación interferométrica cenital puede mejorar la SNR de la técnica de radio ocultación interferométrica en la troposfera inferior. Consiste en obtener la señal de referencia cuando el satélite GNSS se encuentra en un ángulo de elevación elevado sobre la antena orientada hacia arriba. No obstante, si es ventajoso o inevitable utilizar la misma antena para obtener la señal durante el evento de ocultación (por ejemplo, la segunda señal) que para obtener la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal), esta última debe ser recibida a través de la antena orientada hacia abajo, en la elevación más alta posible. Este ángulo corresponde al ángulo complementario a $(\beta_E + \beta_A)$ en la figura 7, cuando la atenuación atmosférica es despreciable. En otras palabras, uno del primer tiempo y el segundo tiempo (por ejemplo, el primer tiempo) puede ser un tiempo en el que el satélite (GNSS) está a punto de entrar o salir de la ocultación por la atmósfera con respecto al receptor, y el otro del primer tiempo y el segundo tiempo (por ejemplo, el segundo tiempo) es un tiempo en el que el satélite (GNSS)

está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor. El desplazamiento de tiempo entre el primer tiempo y el segundo tiempo puede ser un número entero nT del periodo de repetición T , en el que n se elige de modo que el primer y el segundo tiempo cumplan la condición anterior. Esta técnica se denominará obtención de señal de referencia de la parte superior de la atmósfera o la radio ocultación interferométrica en la parte superior de la atmósfera. A menos que se indique lo contrario, las etapas de la técnica de radio ocultación interferométrica cenital son idénticas a las etapas correspondientes de la técnica de radio ocultación interferométrica descrita anteriormente haciendo referencia a la figura 12.

Un diagrama de bloques de la obtención de la señal de referencia de la parte superior de la atmósfera se representa en la figura 10. A menos que se indique lo contrario, las explicaciones realizadas anteriormente haciendo referencia a la figura 5, figura 6, y la figura 9 se aplican también en este caso. El diagrama de bloques de esta figura es diferente del diagrama de bloques de la figura 9 porque, a continuación, tanto la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal) como la señal recibida (por ejemplo, la segunda señal) durante el evento de ocultación real se obtienen utilizando la misma antena 1050 (orientada hacia el nadir). Ambas señales son amplificadas por un amplificador de paso de banda 1010, filtradas por un filtro de paso de banda 1020 y reducidas en frecuencia por un multiplicador 1030 conectado a un oscilador local de frecuencia f_{L0} y fase Φ_{L0} . La señal de referencia es recibida a través del haz de la parte superior de la atmósfera 1052A de la antena 1050, y la señal recibida durante el evento de ocultación es recibida a través del haz del limbo de la tierra 1052B de la antena 1050. La señal de referencia puede ser almacenada, y la señal de referencia y la señal recibida durante el evento de ocultación pueden ser proporcionadas con el tiempo apropiado a un multiplicador 1046 y a un integrador 1048 que forman un correlacionador (correlacionador cruzado) 1040. Esto se indica esquemáticamente mediante el conmutador que conecta con los respectivos trayectos de la señal. Las salidas consecutivas del correlacionador 1040 (para la misma señal de referencia y diferentes señales recibidas durante el evento de ocultación) pueden ser diferenciadas con respecto al tiempo, produciendo el Doppler observable como salida. Esta diferenciación con respecto al tiempo se indica esquemáticamente mediante los trayectos de señal 1062, 1064 y el sumador 1070 (los trayectos de señal y el sumador forman una unidad de diferenciación). El correlacionador 1040 y la unidad de diferenciación pueden estar comprendidos o implementados por una unidad de cálculo.

La SNR_D , cuando la señal de referencia se ha obtenido a través de la antena orientada hacia abajo, puede ser obtenida a partir de la ecuación [120], fijando $G_0 = G_n = G_p \zeta_h$, y viene dada por

$$SNR_D = \frac{A \frac{L G_n P_{xo}}{P_n}}{1 + L + A \frac{P_n}{G_n P_{xo}}} B p T \quad [130]$$

Comparando la ecuación [130] con la ecuación [120], se encuentra que esa SNR_D es menor que la SNR_z máxima, pero ambas se acercan con altitudes orbitales más altas del satélite LEO. Por ejemplo, para una antena de 0,89 m de diámetro, la diferencia entre la SNR_z máxima y la SNR_D es de 4,9 dB a 400 km de altitud orbital y 0 km de altura tangente, y se reduce hasta 2 dB a 1300 de altitud orbital. Por consiguiente, obtener la señal de referencia de la parte superior de la atmósfera puede ser conveniente para satélites LEO que sobrevuelan por encima de 1000 km. En particular, cuanto mayor sea la altitud LEO, mejor será la relación de señal a ruido tanto de la radio ocultación interferométrica cenital como de la radio ocultación interferométrica de la parte superior de la atmósfera.

La figura 11 ilustra esquemáticamente las respectivas geometrías para ejemplos de la técnica interferométrica para la radio ocultación de acuerdo con las realizaciones de la descripción, concretamente para la radio ocultación interferométrica pura, la radio ocultación interferométrica cenital y la radio ocultación interferométrica de la parte superior de la atmósfera. El número de referencia 10 indica el satélite (de observación) (o más bien, su posición), 30 indica la Tierra y 1130 indica la atmósfera de la Tierra. Además, los rangos de las posiciones orbitales de los satélites (GNSS) en los que se puede obtener la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal) en la radio ocultación interferométrica pura, están indicados mediante los números de referencia 1140A, 1140B. Los rangos de las posiciones orbitales de satélites (GNSS) en los que se puede obtener la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal) en la radio ocultación interferométrica de la parte superior de la atmósfera están indicados con los números de referencia 1150A, 1150B. Por último, los intervalos de las posiciones orbitales de los satélites (GNSS) en los que se puede obtener la señal de referencia (por ejemplo, la primera señal) en la radio ocultación interferométrica cenital están indicados con el número de referencia 1160.

A grandes rasgos, la presente descripción se puede resumir como sigue. Este documento ha presentado una nueva técnica para llevar a cabo la radio ocultación en base a la periodicidad de los códigos de obtención presentes en todas las señales de navegación GNSS. El enfoque propuesto implica llevar a cabo la autocorrelación compleja de la señal recibida en un número múltiple de periodos de esos códigos, en lugar de correlacionarla de manera cruzada con un modelo de señal local (réplica limpia) y, por lo tanto, se conoce como radio ocultación interferométrica. Para el mismo tiempo de integración, que debe ser un múltiplo del periodo del código de obtención, la técnica

interferométrica proporciona exactamente las mismas observaciones Doppler que el enfoque de las ecuaciones [1] a [14].

5 Los parámetros críticos del nuevo enfoque incluyen la SNR, el efecto de la deriva del reloj y del ruido de fase, y la discriminación por satélite. La SNR de la técnica de radio ocultación interferométrica puede ser comparativamente baja en la parte inferior de la troposfera. La radio ocultación interferométrica cenital que implica la obtención de la señal de referencia ya sea en la parte superior de la atmósfera o, utilizando una antena orientada hacia arriba, en un ángulo de gran elevación, puede abordar satisfactoriamente este problema. Esta implementación del enfoque propuesto puede lograr, con una abertura de 0,89 m, una SNR similar a los instrumentos típicos utilizando el enfoque de las ecuaciones [1] a [14]. Además, las obtenciones cenital y de la parte superior de la atmósfera de la señal de referencia introducen la capacidad de discriminación del satélite mediante geometría, retardo y Doppler.

15 El método de radio ocultación interferométrica, en sus diferentes implementaciones, puede ser utilizado ventajosamente como complemento de un instrumento de reflectometría GNSS interferométrica, ya que se podría implementar fácilmente utilizando la misma electrónica. La nueva técnica de radio ocultación puede ser implementada, por ejemplo, con el próximo experimento GEROS-ISS de la ESA.

20 Aunque la descripción anterior se refiere con frecuencia a satélites LEO para transportar el receptor y a los satélites GNSS para transmitir las señales recibidas en el receptor, la presente invención no se limita a los satélites LEO y/o a los satélites GNSS.

25 Se debe observar que el aparato y las características del sistema descritos anteriormente corresponden a las características respectivas del método que pueden no estar descritas explícitamente, por razones de concisión, y viceversa. Se considera que la invención del presente documento se extiende también a dichas características del método, y viceversa.

30 Se debe señalar además que la descripción y los dibujos simplemente ilustran los principios del método y el sistema propuestos. Los expertos en la técnica podrán implementar diversas disposiciones que, aunque no se describen explícitamente o se muestran en el presente documento, incorporan los principios de la invención y se incluyen dentro de su espíritu y alcance. Además, todos los ejemplos y formas de realización delineados en el presente documento están destinados principalmente expresamente a fines explicativos para ayudar al lector a comprender los principios del método y el sistema propuestos. Además, todas las afirmaciones en este documento que proporcionan principios, aspectos y realizaciones de la invención, así como ejemplos específicos de la misma, pretenden abarcar equivalentes de la misma.

35

REIVINDICACIONES

1. Un método para llevar a cabo radio ocultación para inferir propiedades físicas de una porción de la atmósfera, comprendiendo el método:
- 5 recibir, en un receptor (1310) a bordo de un satélite (10), una primera señal de otro satélite (20) en un primer tiempo;
- caracterizado por**
- 10 recibir, en el receptor (1310), una segunda señal procedente de otro satélite (20) en un segundo tiempo diferente del primer tiempo;
- correlacionar la primera señal con la segunda señal; y
- determinar una primera cantidad indicativa de un retardo de trayecto entre la primera señal y la segunda señal que resulta, por lo menos de una, de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la transmisión por el otro satélite (20) y la recepción en el receptor (1310), en base a un resultado de la correlación.
- 15
2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, en el que, por lo menos uno, del primer tiempo y el segundo tiempo es un tiempo en el que el otro satélite (20) está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (1310).
- 20
3. El método de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, que comprende, además:
- determinar un valor de retardo para el cual una función de correlación de la primera señal y la segunda señal alcanza su valor máximo; y
- 25 determinar la primera cantidad en base al valor de retardo determinado.
4. El método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende, además:
- determinar una segunda cantidad indicativa de un desplazamiento Doppler que resulta, por lo menos de una, de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la transmisión por el otro satélite (20) y la recepción en el receptor (1310), en base a la primera cantidad determinada.
- 30
5. El método según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que comprende, además:
- 35 determinar una tercera cantidad indicativa del desplazamiento Doppler excedente entre la primera señal y la segunda señal en función de la primera cantidad determinada y de un valor modelizado del desplazamiento Doppler.
- 40
6. El método según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que tanto el primer tiempo como el segundo tiempo son tiempos en los que el otro satélite (20) está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (1310); o
- 45 uno del primer tiempo y el segundo tiempo es un tiempo en el que el otro satélite (20) está en una posición sustancialmente cenital con respecto al receptor (1310), y el otro del primer tiempo y el segundo tiempo es un tiempo en el que el otro satélite (20) está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (1310); o
- uno del primer tiempo y el segundo tiempo es un tiempo en el que el otro satélite (20) está a punto de entrar o salir de la ocultación por la atmósfera con respecto al receptor (1310), y el otro del primer tiempo y el segundo tiempo es un tiempo en el que el otro satélite (20) está en ocultación por la porción de la atmósfera de con respecto al receptor (1310).
- 50
7. El método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que las señales transmitidas por el otro satélite (20) incluyen un código específico que tiene un periodo de repetición predeterminado; y en la etapa de correlación, la integración de tiempo se realiza en una longitud de integración correspondiente a un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado.
- 55
8. El método de acuerdo con la reivindicación anterior, en el que el primer tiempo y el segundo tiempo están desfasados entre sí sustancialmente por un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado.
9. Un sistema para llevar a cabo radio ocultación para inferir propiedades físicas de una porción de la atmósfera, comprendiendo el sistema:
- 60 un receptor (1310) configurado para estar dispuesto a bordo de un satélite (10), y configurado para recibir una primera señal procedente de otro satélite (20) en un primer tiempo y para recibir una segunda señal procedente del otro satélite (20) en un segunda tiempo diferente del primer tiempo; y
- 65 una unidad de cálculo (1320) configurada para:

- 5 correlacionar la primera señal con la segunda señal; y
determinar una primera cantidad indicativa de un retardo entre la primera señal y la segunda señal
resultante, por lo menos de una, de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la
porción de la atmósfera entre la transmisión por el otro satélite (20) y la recepción en el receptor
(1310), en base a un resultado de la correlación.
- 10 10. El sistema de acuerdo con la reivindicación 9, en el que, por lo menos uno del primer tiempo y el segundo tiempo
es un tiempo en el que el otro satélite (20) está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor
(1310).
- 15 11. El sistema de acuerdo con la reivindicación 9 o 10, en el que la unidad de cálculo (1320) está configurada,
además, para:
determinar un valor de retardo para el cual una función de correlación de la primera señal y la segunda señal
alcanza su valor máximo; y
determinar la primera cantidad en base al valor de retardo determinado.
- 20 12. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 9 a 11, en el que la unidad de cálculo (1320)
está configurada, además, para:
determinar una segunda cantidad indicativa de un desplazamiento Doppler resultante, por lo menos de una,
de la primera señal y la segunda señal que han pasado a través de la porción de la atmósfera entre la
transmisión por el otro satélite (20) y la recepción en el receptor (1310), en base a la primera cantidad
determinada; y/o
25 determinar una tercera cantidad indicativa del desplazamiento Doppler excedente entre la primera señal y la
segunda señal en función de la primera cantidad determinada y de un valor modelizado del desplazamiento
Doppler.
- 30 13. El sistema según cualquiera de las reivindicaciones 9 a 12, en el que
tanto el primer tiempo como el segundo tiempo son tiempos en los que el otro satélite (20) está en ocultación por la
porción de la atmósfera con respecto al receptor (1310); o
uno del primer tiempo y el segundo tiempo es un tiempo en el que el otro satélite (20) se encuentra en una posición
sustancialmente cenital con respecto al receptor (1310), y el otro del primer tiempo y el segundo tiempo es un tiempo
en el que el otro satélite (20) está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor (1310); o
35 uno del primer tiempo y el segundo tiempo es un tiempo en el que el otro satélite (20) está a punto de entrar o salir
de la ocultación por la atmósfera con respecto al receptor (1310), y el otro del primer tiempo y el segundo tiempo es
un tiempo en el que el otro satélite (20) está en ocultación por la porción de la atmósfera con respecto al receptor
(1310).
- 40 14. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 9 a 13, en el que las señales transmitidas por
el otro satélite (20) incluyen un código específico que tiene un periodo de repetición predeterminado; y
la unidad de cálculo (1320) está configurada, además, para llevar a cabo integración en el tiempo en la correlación
sobre una longitud de integración correspondiente a un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado.
- 45 15. El sistema de acuerdo con la reivindicación anterior, en el que el primer tiempo y el segundo tiempo están
desfasados entre sí sustancialmente en un múltiplo entero del periodo de repetición predeterminado.

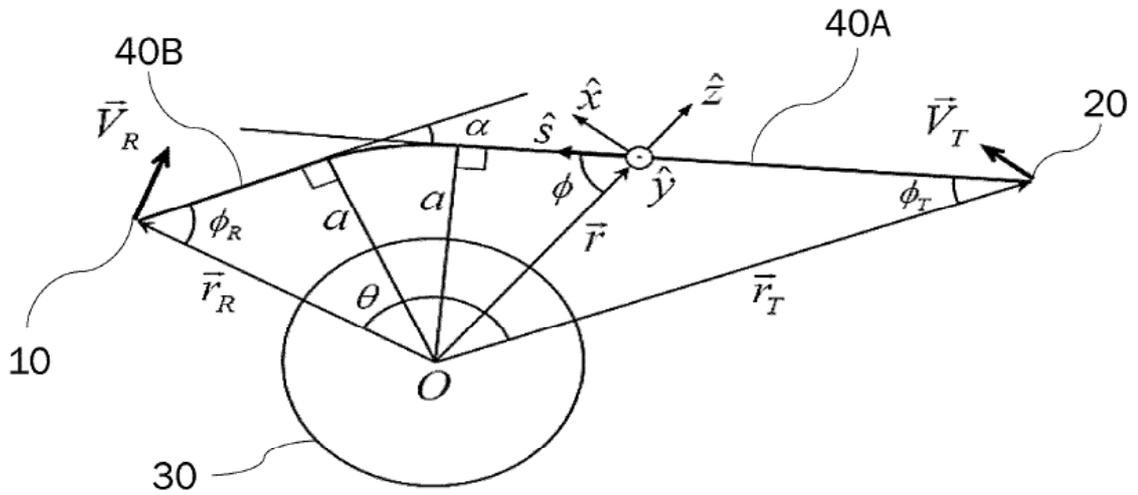


Fig. 1

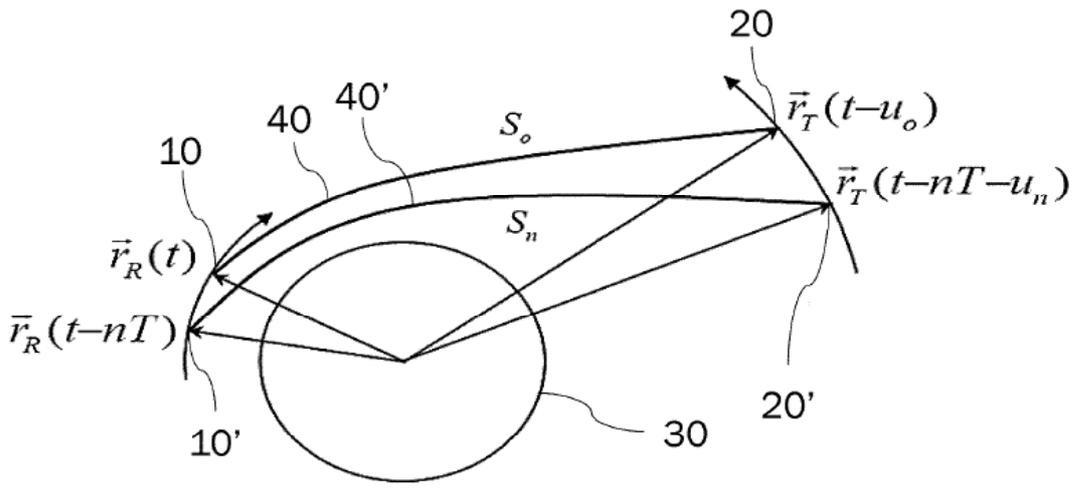


Fig. 2

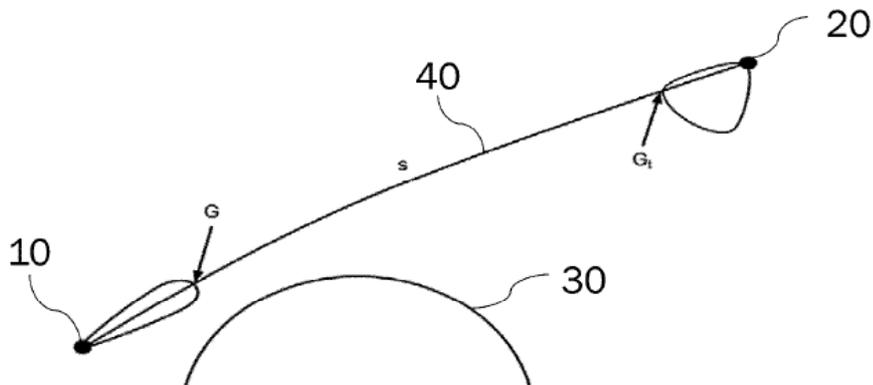


Fig. 3

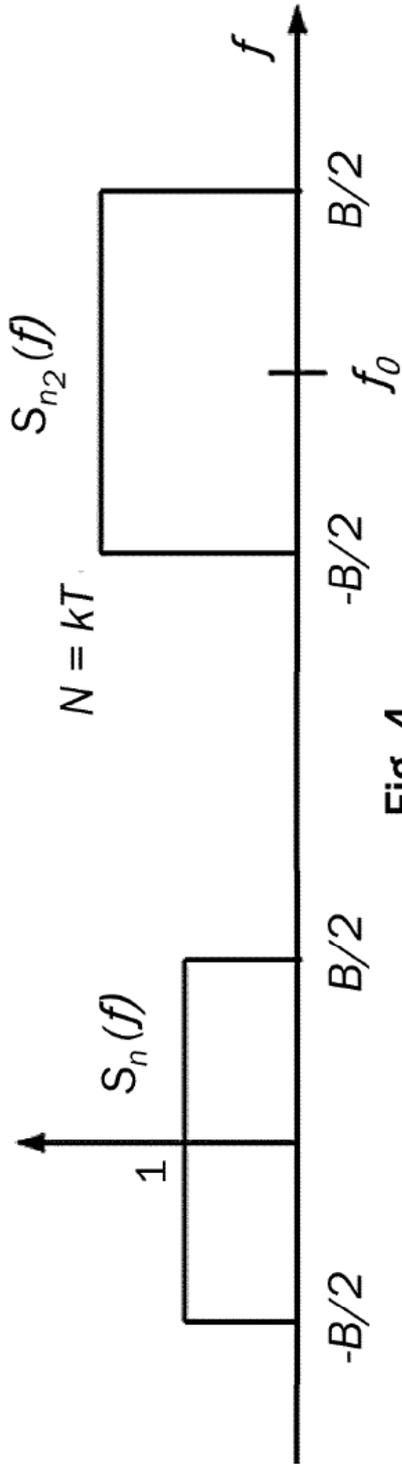


Fig. 4

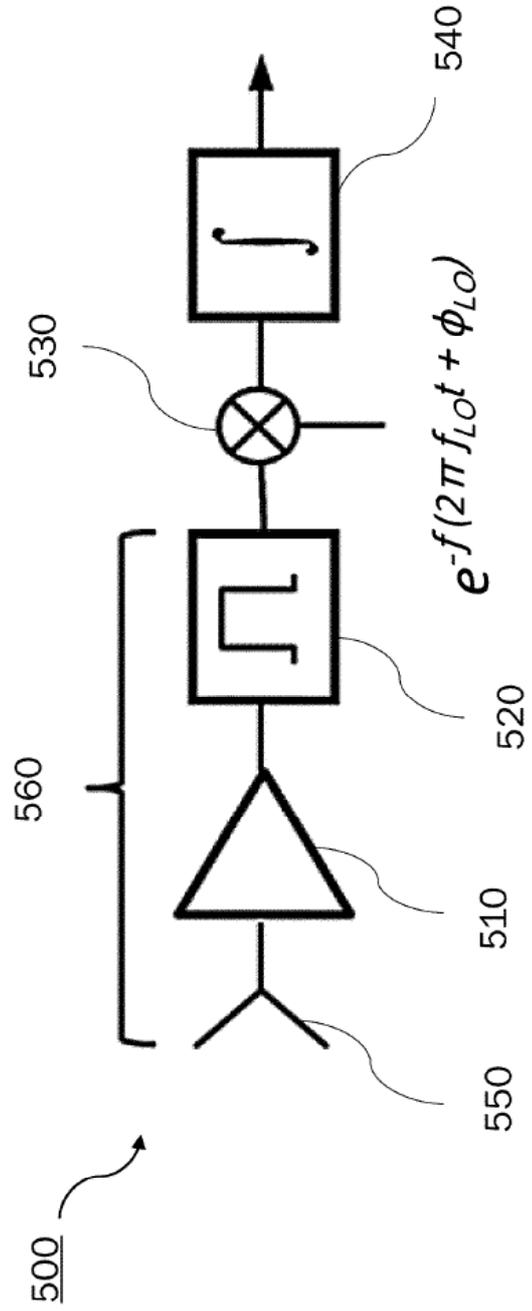


Fig. 5

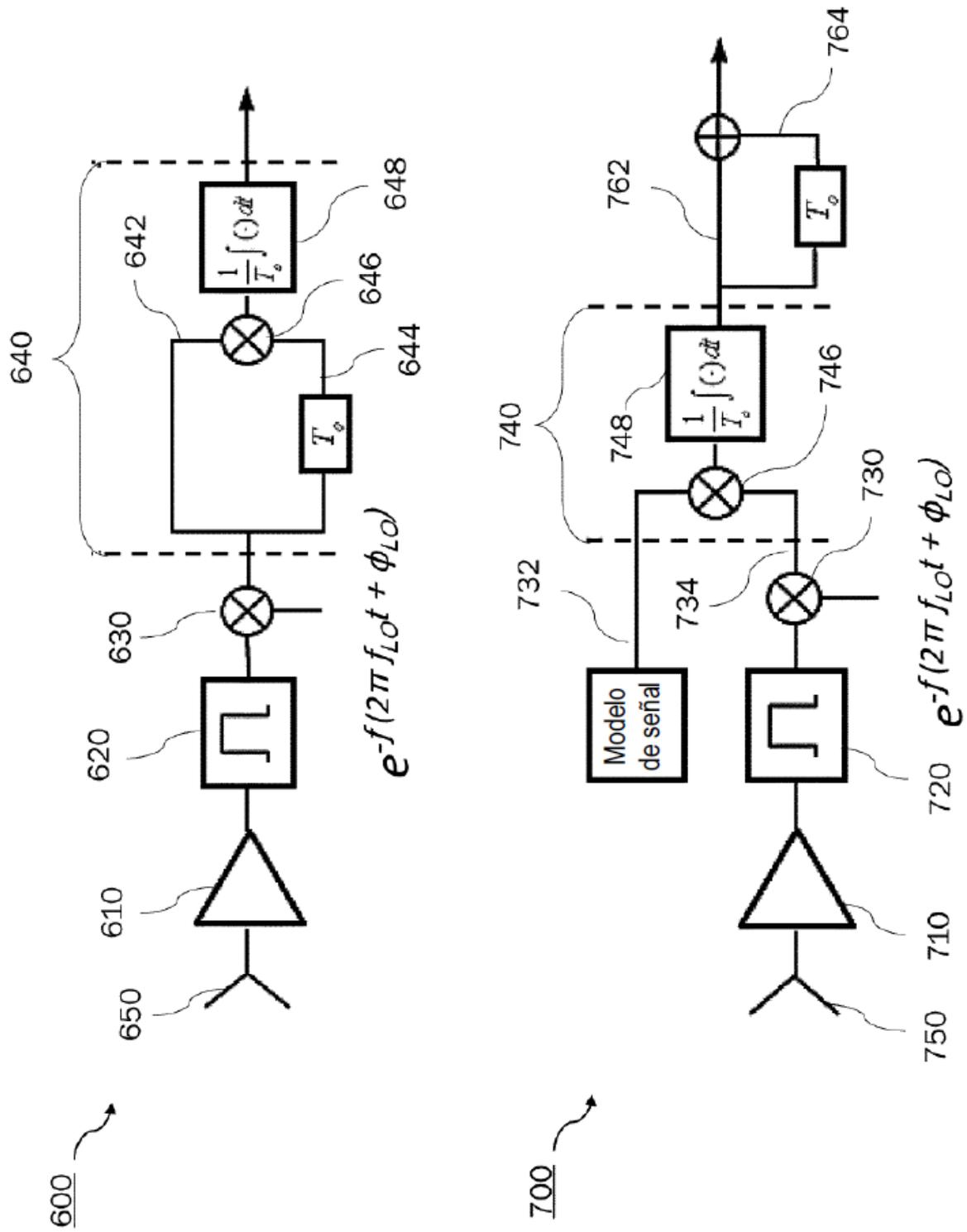


Fig. 6

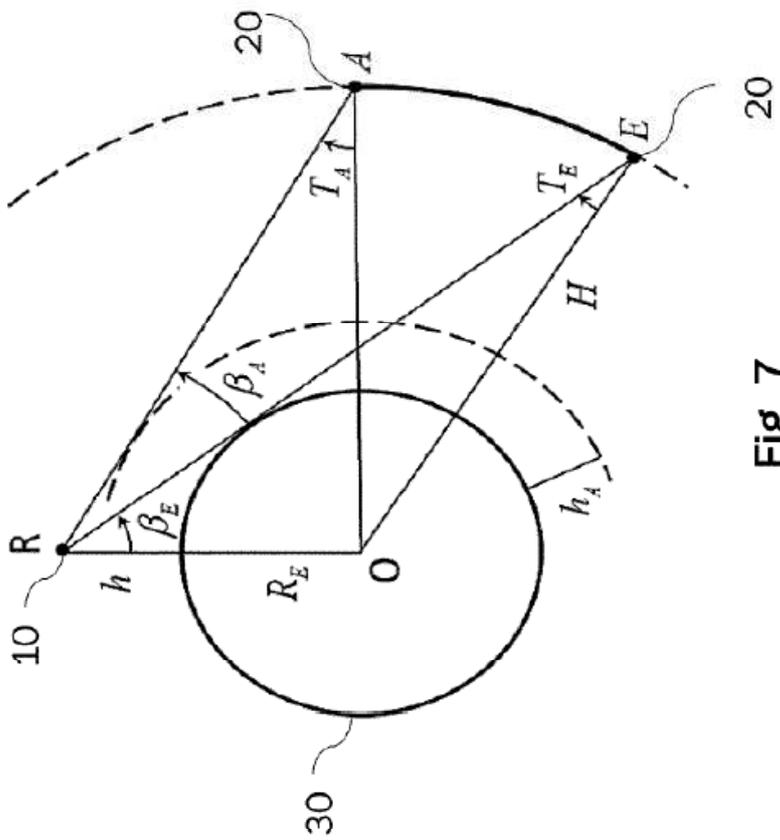


Fig. 7

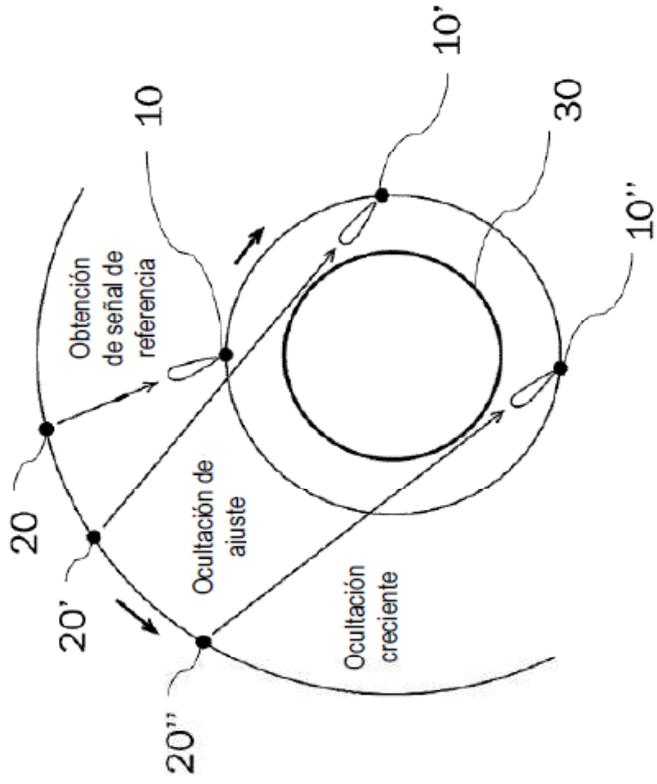


Fig. 8

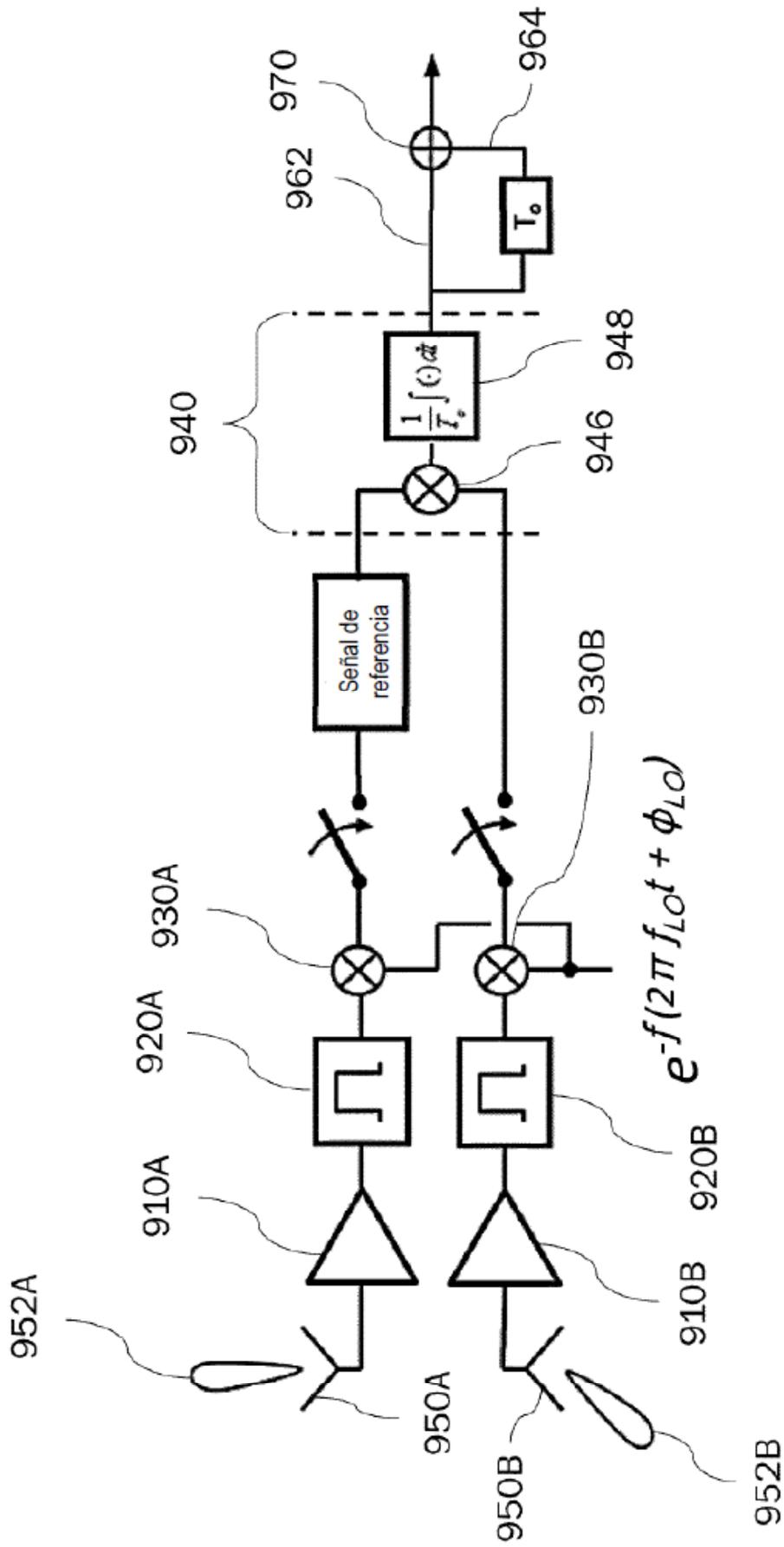


Fig. 9

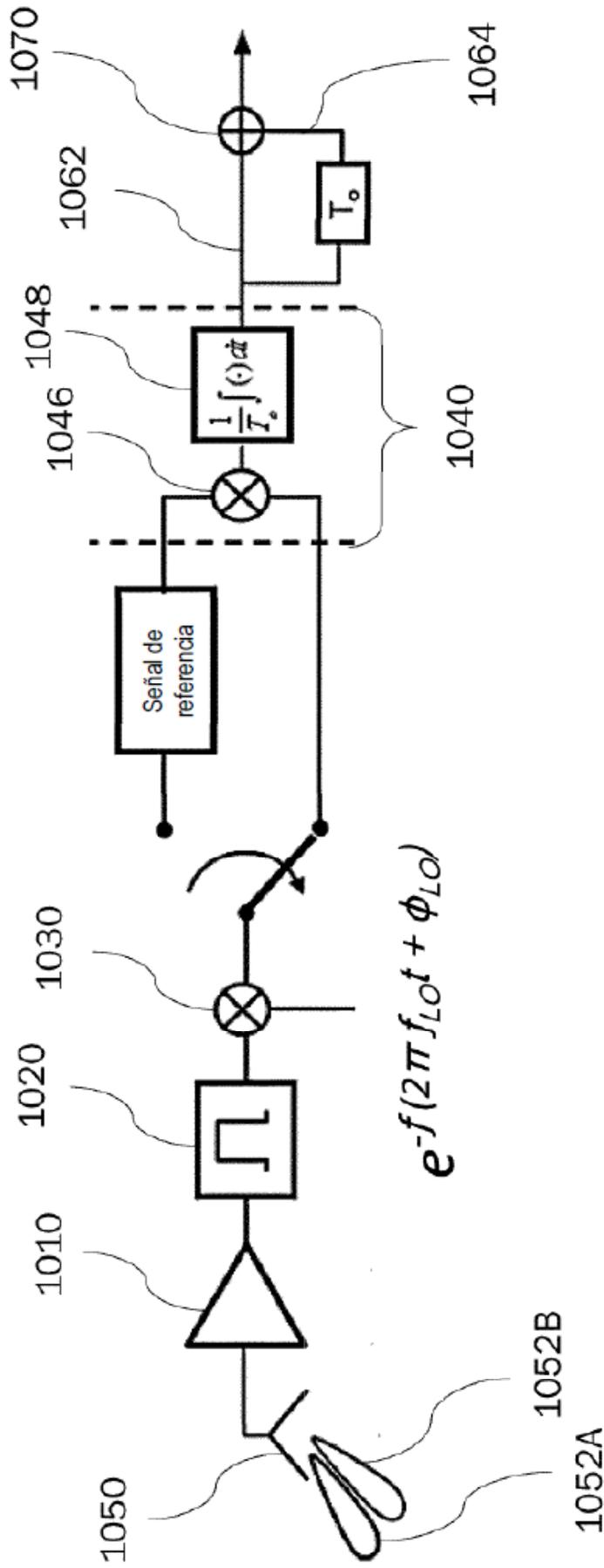


Fig. 10

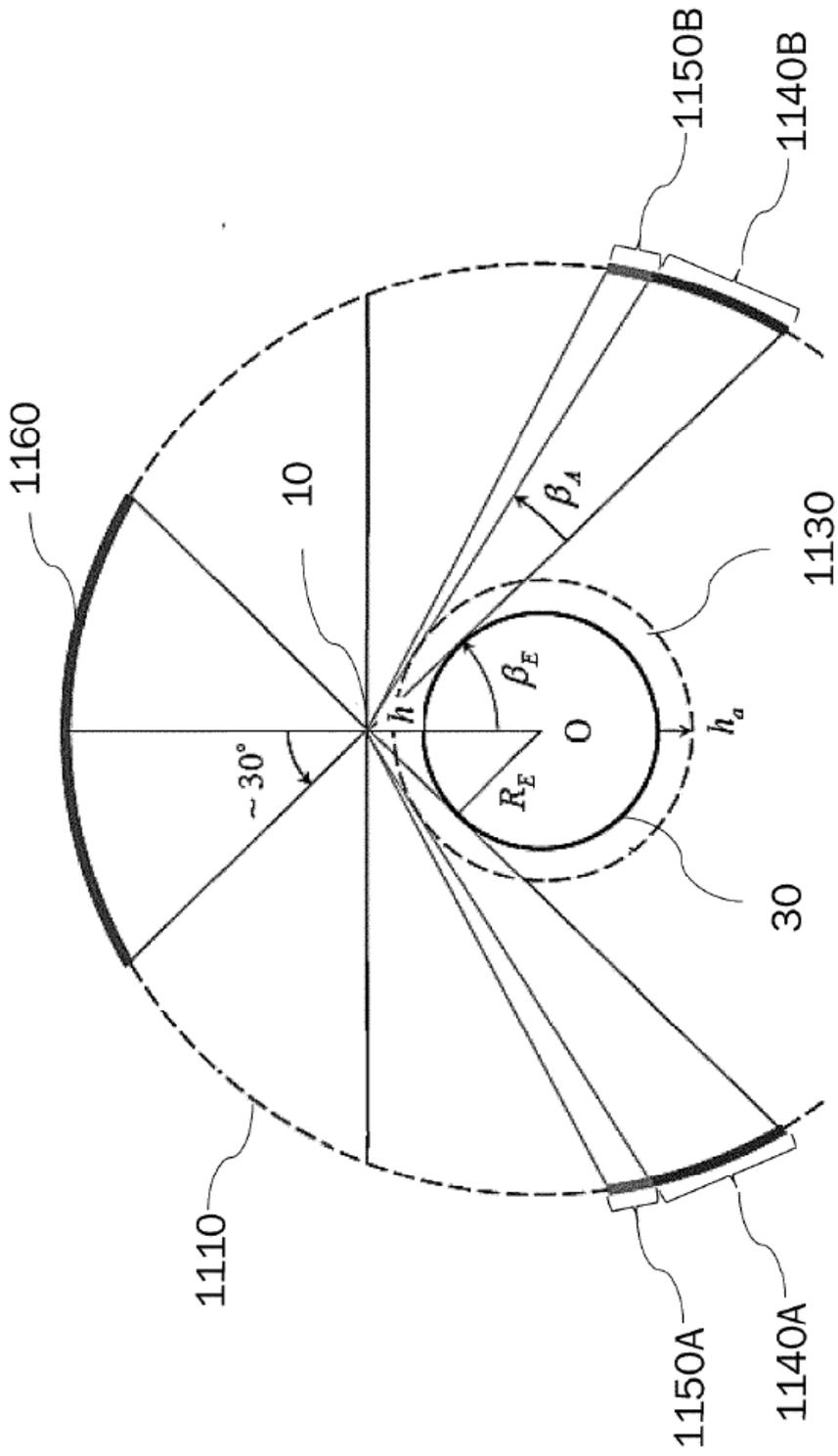


Fig. 11

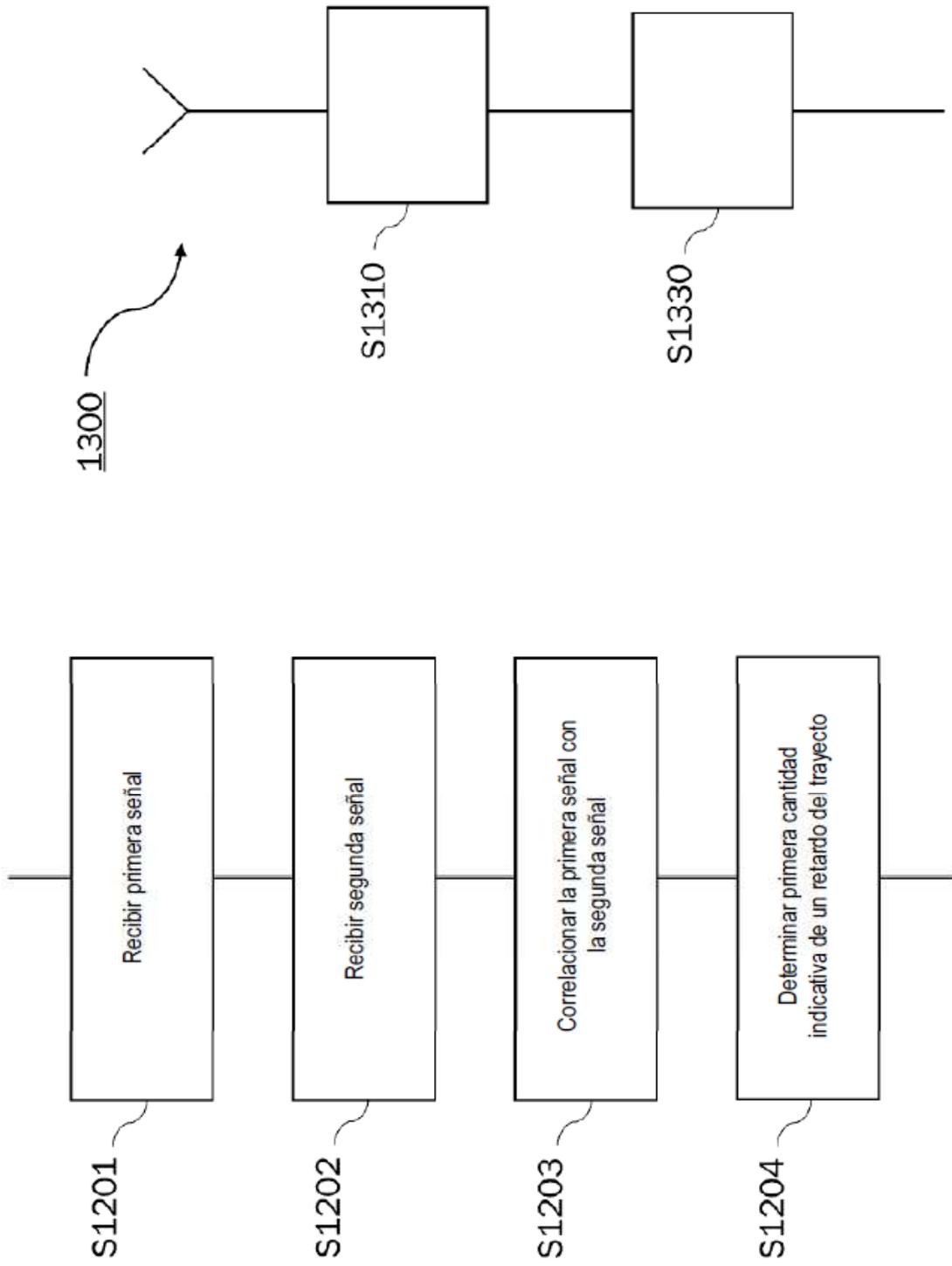


Fig. 13

Fig. 12