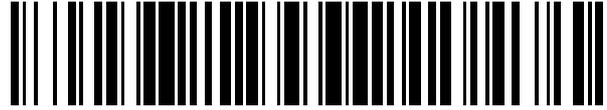


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 394 943**

51 Int. Cl.:

G01S 19/44 (2010.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.07.2007 E 07112009 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la solicitud europea: **24.09.2008 EP 1972959**

54 Título: **Procedimiento para procesar un conjunto de señales de un sistema global de satélites de navegación con al menos tres portadores**

30 Prioridad:

22.03.2007 EP 07005970
04.05.2007 EP 07009091

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
06.02.2013

73 Titular/es:

**DLR DEUTSCHES ZENTRUM FÜR LUFT- UND
RAUMFAHRT E.V. (100.0%)**
Linder Höhe
51147 Köln, DE

72 Inventor/es:

HENKEL, PATRICK

74 Agente/Representante:

TORNER LASALLE, Elisabet

ES 2 394 943 T3

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

DESCRIPCIÓN

Procedimiento para procesar un conjunto de señales de un sistema global de satélites de navegación con al menos tres portadores.

5 La presente invención versa acerca de un procedimiento para procesar un conjunto de señales de navegación de un sistema global de satélites de navegación con al menos tres señales portadoras en el que el procesamiento de las señales de navegación se basa en una combinación lineal de mediciones de fase de las señales portadoras en una señal de fase combinada.

10 Tal procedimiento se conoce por ZHANG, H.: Triple frequency Cascading Ambiguity Resolution for Modernized GPS and Galileo, en UCGE Reports, N° 20228, 2005. Según el procedimiento conocido, para Galileo se proponen tres combinaciones lineales de frecuencias. Sin embargo, un límite estricto sobre los coeficientes de ponderación evitaba la generación de nuevas combinaciones de banda ancha por encima de 0,90 m.

15 En la actualidad se usan o están propuestos tres sistemas globales de navegación por satélite: el sistema de posicionamiento global (GPS), Glonass y el sistema Galileo propuesto. Los sistemas globales de satélites de navegación se basan en satélites de navegación que emiten señales portadoras en el intervalo más elevado de frecuencias. Sobre las señales portadoras se modulan una secuencia periódica de códigos y un mensaje de navegación. Con base en la secuencia de códigos y en el mensaje de navegación puede llevarse a cabo un procedimiento de posicionamiento de un dispositivo de navegación. La precisión del posicionamiento puede mejorar considerablemente si se usa la señal portadora de alta frecuencia para el proceso de posicionamiento además de la señal de códigos. Por ejemplo, dentro del GPS, la longitud de onda de la señal portadora L_1 llega a ser de 19,0 cm, en comparación con los 300 m de un segmento de código. En consecuencia, cabe esperar una mejora en la precisión en un factor de 1500.

Una desventaja de un procedimiento de posicionamiento que use las señales portadoras es la ambigüedad de la fase, dado que la señal portadora no contiene información alguna sobre el número entero de longitudes de onda entre el dispositivo de navegación y el satélite. Por lo tanto, la puesta en fase es desconocida.

25 Además, hay que tener en cuenta que la señal portadora atraviesa la atmósfera terrestre, en especial la ionosfera. En consecuencia, las señales portadoras presentan lo que se denomina error ionosférico. Fuentes adicionales de error son el ruido de fase de la señal portadora, el error orbital del satélite, así como el error de reloj del dispositivo de navegación y del satélite.

30 Los errores de reloj pueden eliminarse por medio del procedimiento de la doble diferencia, en el que se determina la posición del dispositivo de navegación con respecto a una estación de referencia considerando las diferencias entre las señales de diferencias actuales procedentes de satélites diferentes, estando formadas las señales de diferencias por las diferencias entre las señales emitidas por un satélite específico pero recibidas desde el dispositivo de navegación y la estación de referencia. Además, los errores ionosférico y troposférico están significativamente atenuados para líneas base cortas si se usa el procedimiento de la doble diferencia.

35 En general, la ambigüedad de fase se resuelve estimando la puesta en fase. La fiabilidad de la estimación depende, entre otras cosas, de la relación entre la longitud de onda de la señal portadora y las desviaciones resultantes de las otras fuentes de error. Normalmente, el error ionosférico da como resultado un error espacial de algunos metros, mientras que el ruido de fase afecta los resultados de la estimación en algunos milímetros.

40 Las mediciones de la fase de la portadora son mediciones sumamente precisas, pero ambiguas. Se han sugerido numerosos enfoques para la resolución de la ambigüedad de enteros.

TEUNISSEN, P.: Least-squares estimation of the integer ambiguities, Invited lecture, Section I to IV, Theory and Methodology, IAG General Meeting, Pekín, China, 1993, da a conocer un procedimiento de estimación de mínimos cuadrados para resolver las ambigüedades de fase. Este enfoque también se denomina procedimiento LAMBDA (por las siglas en inglés de "ajuste de descorrelación de la ambigüedad por mínimos cuadrados").

45 DE JONGE, D. y TIBERIUS, C.: The LAMBDA method for integer ambiguity estimation: implementation aspects, en: LGR series, Delft University of Technology, pp.1-49, 1996, dan a conocer detalles adicionales sobre la implementación de un procedimiento de estimación de mínimos cuadrados para resolver ambigüedades de fase.

50 También se pueden encontrar detalles sobre procedimientos para resolver la ambigüedad de fase en HENKEL, P. y GÜNTHER, C.: Integrity Analysis of Cascade Integer Resolution with Decorrelation Transformations, en Proceedings of the Institute of Navigation, National Technical Meeting, San Diego, 2007, y en el documento US 2005/101248 A1.

55 La fiabilidad de la estimación de enteros es validada por la tasa de éxito dada a conocer en TEUNISSEN, P.: Success probability of integer GPS ambiguity rounding and bootstrapping, en Journal of Geodesy, Vol. 72, pp. 606-612, 1998, o por medio de una comparación entre las normas de error de los candidatos enteros mejor y segundo mejor, tal como se da a conocer en VERHAGEN, S.: On the Reliability of Integer Ambiguity Resolution, en Journal of the Institute of Navigation, Vol. 52, No. 2, pp. 99-110, 2005.

Combinando señales portadoras, puede generarse una señal combinada que comprende una longitud de onda significativamente mayor que las de las señales portadoras individuales. Por ejemplo, la diferencia entre las señales portadoras L_1 y L_2 da como resultado una señal combinada con una longitud de onda de 10,7 cm, a la que se denomina banda estrecha (NL).

5 En COCARD, M. y GEIGER, A.: Systematic search for all possible widelanes, Proc. of 6th Intern. Geodetic Symposium on Satellite Positioning, 1992, se da a conocer una búsqueda sistemática de todas las posibles combinaciones de banda ancha de L_1 y L_2 . La combinación de banda ancha y las combinaciones de banda estrecha se caracterizan por la amplificación del ruido, la amplificación del error ionosférico y la amplificación del error de trayectorias múltiples.

10 En COLLINS, P.: An overview of GPS inter-frequency carrier phase combinations, UNB/GSD, 1999, se da a conocer un procedimiento para una búsqueda sistemática de combinaciones de fase de portadoras entre frecuencias de GPS. Se calculan las características ionosférica, de ruido y de trayectorias múltiples para las combinaciones L_1 - L_2 tanto de banda ancha como de banda estrecha.

15 VOLLATH, U. et al: Three or Four Frequencies-How many are enough?, en Proc. of the Institute of Navigation (ION), Portland, USA, 2000, describen la fiabilidad de la resolución de la ambigüedad para sistemas de navegación con cuatro portadoras.

20 Para resolver la ambigüedad de fase se usa un enfoque iterativo. Al principio se estima la fase usando una señal combinada con la mayor longitud de onda. En las etapas subsiguientes de iteración se consideran señales combinadas adicionales con una longitud de onda decreciente por etapas. En cada etapa de iteración se estima la puesta en fase, pudiendo usarse en etapas de iteración posteriores la información sobre la puesta en fase obtenida en etapas previas de iteración. Este enfoque suele denominarse CIR (resolución en cascada de la ambigüedad de enteros). La resolución en cascada de la ambigüedad de enteros se basa en diferentes combinaciones de banda ancha. La estimación de enteros se simplifica con una mayor longitud de onda, lo que es de especial interés en la cinemática de área ancha en tiempo real (WARTK) debido a condiciones ionosféricas diferentes en el usuario y en la ubicación de referencia.

25

En JUNG, J.: High Integrity Carrier Phase Navigation Using Multiple Civil GPS Signals, tesis doctoral, University of Stanford, 2000, se analizan por estimación de gradiente ionosférico tres combinaciones lineales de frecuencias para GPS y CIR extendida.

30 La desventaja de la resolución en cascada de la ambigüedad de enteros de la técnica anterior es la estimación repetitiva de la línea base, que es un parámetro molesto en todas las etapas salvo la última. Esto motiva el uso de combinaciones sin geometría de banda ancha.

35 Las combinaciones sin geometría más simples se obtienen restando mediciones de fase de dos frecuencias diferentes. La combinación E5a-E5b se beneficia de una reducción significativa del error ionosférico, pero muestra un grave inconveniente: la superposición de ambigüedades ya no puede ser expresada con un entero múltiplo de una sola longitud de onda.

SIMSKY, A.; SLEEWAEGEN, J.-M. y NEMREY, P.: Early performance results for new Galileo and GPS signals-in-space, European Navigation Conference, describen lo que se denomina combinación de trayectorias múltiples, que elimina los errores de la porción de geometría, ionosférico y troposférico, pero adolece de nuevo de la pérdida de su naturaleza entera.

40 KAPLAN, E.; HEGARTY, C.: Understanding GPS - Principles and Applications, Artech House, 2ª edición, Norwood (Massachusetts), 2006, y GAL OS SIS ICD, mayo de 2006, de la Agencia Espacial Europea (ESA) y la Empresa Conjunta Galileo (GJU), contiene consideraciones sobre posibles fuentes de error.

45 Procediendo a partir de esta técnica relacionada, la presente invención busca proporcionar un procedimiento mejorado para procesar un conjunto de señales de navegación de un sistema global de satélites de navegación con al menos tres señales portadoras.

El objeto se logra mediante un procedimiento que tiene las características de la reivindicación independiente. En las reivindicaciones dependientes de la misma se especifican realizaciones y mejoras ventajosas.

50 En el procedimiento, la ambigüedad de fase de la señal combinada es un entero múltiplo de la longitud de onda combinada asociada con la señal combinada. Además, la señal combinada está desprovista de geometría y de variables de perturbaciones independientes de la frecuencia. Por lo tanto, las restantes incógnitas significativas son las ambigüedades de fase y el error ionosférico. Estas incógnitas pueden ser estimadas si el procedimiento de estimación se basa en un número suficiente de mediciones de fase. Dado que el error ionosférico también es estimado, la posición del dispositivo de navegación puede ser determinada de forma absoluta sin usar mediciones paralelas de una estación de referencia.

En una realización, la combinación lineal elimina el error troposférico, los errores de reloj del satélite, así como los errores orbitales de los satélites, de modo que se reduce significativamente el número de variables de perturbación.

5 En otra realización, una matriz de combinación que contiene los coeficientes de ponderación de las combinaciones lineales de las señales portadoras tiene un rango correspondiente al número de señales combinadas. Así, la matriz de combinación puede ser invertida para obtener las ambigüedades elementales de fase asociadas con las señales portadoras.

10 Preferentemente, se usan N-1 combinaciones lineales sin geometría de N mediciones de fase de las señales portadoras junto con al menos una medición de diferencia que contiene la diferencia de fase entre una medición de fase que conserva la geometría y una medición de código. En tal realización, la deficiencia de rango de las combinaciones sin geometría puede compensarse con una medición adicional de fase que también está desprovista de variables de perturbaciones independientes de la frecuencia.

La ambigüedad de fase y el error ionosférico pueden ser estimados minimizando una norma con respecto a una matriz inversa de covarianzas de las mediciones. Así, puede usarse un procedimiento modificado de mínimos cuadrados en el que el error ionosférico desempeña el papel de la línea base.

15 El procedimiento de estimación puede continuar adicionalmente buscando una transformación de descorrelación que minimice los elementos fuera de la diagonal de una matriz de covarianza de las ambigüedades de fase estimadas y conserve la integridad durante la retrotransformación. Así la fiabilidad del procedimiento de estimación puede mejorar significativamente, porque aumenta la distancia de las ambigüedades de fase en el espacio de ambigüedades espaciales desconocidas, de modo que los resultados erróneos de la estimación se vuelven menos probables.

20 Después, las ambigüedades de fase descorrelacionadas se redondean a números enteros y se retrotransforman por medio de la matriz inversa de la transformación de descorrelación. Así, el procedimiento de estimación da como resultado ambigüedades enteras de fase. Dado que la transformación de descorrelación se construye de tal modo que los números enteros encontrados para las ambigüedades de fase sigan siendo números enteros mientras se someten a la transformación de descorrelación inversa, el resultado de la estimación da como resultado un número entero para las ambigüedades de fase.

En una realización preferente, para la combinación lineal de las mediciones de fase se usa una matriz de combinación que minimiza la varianza máxima de las ambigüedades de fase estimadas descorrelacionadas. Así, se reduce la probabilidad de una estimación errónea.

30 Es incluso posible implementar un procedimiento de bloqueo de errores usando una matriz de combinación que minimice la probabilidad de no detección de una estimación de fallo tras retrotransformar las ambigüedades de fase enteras descorrelacionadas. En tal realización puede detectarse una estimación errónea por medio de las ambigüedades de fase que dan como resultado números flotantes si se aplica la matriz inversa de combinaciones. Si aparece un número flotante, la ambigüedad de fase estimada puede ser rechazada como incorrecta.

35 También puede usarse la varianza de las ambigüedades de fase descorrelacionadas como criterio para juzgar si debería aceptarse un valor estimado para la ambigüedad de fase. Si la varianza de las ambigüedades de fase descorrelacionadas está por debajo de un valor umbral predeterminado, se fija el valor estimado y se usan mediciones adicionales de fase para estimar las ambigüedades de fase restantes mientras se mantiene sin alteración el valor fijado. Así, puede reducirse sucesivamente el número de variables.

40 Además, también pueden tenerse en cuenta las variables de perturbaciones de segundo orden. Por ejemplo, puede comprobarse la influencia de despreciar un error ionosférico de segundo orden en la estimación del error ionosférico de primer orden. Se estima el error ionosférico de segundo orden si el desprecio del error ionosférico de segundo orden da como resultado un error de estimación del error ionosférico de primer orden que sobrepase el error de la estimación del error ionosférico de primer orden si se tienen en cuenta ambos errores ionosféricos.

45 Se dan a conocer ventajas y propiedades adicionales de la presente invención en la siguiente descripción, en la que se explican con detalle realizaciones ejemplares de la presente invención con base en los dibujos:

la Figura 1 representa un dispositivo de navegación para un sistema global de satélites de navegación;

la Figura 2 muestra un diagrama con fluctuación de ruido térmico del PLL para Galileo sin interferencia de RF;

la Figura 3 ilustra la amplificación/reducción de ruido e ionosférica en función de la longitud de onda de las combinaciones lineales sin geometría;

la Figura 4 representa la deficiencia de rango de las combinaciones lineales sin geometría 3F y 4F con ruido y características ionosféricas;

- la Figura 5 representa la fiabilidad de la resolución de ambigüedad de enteros para combinaciones optimizadas mín-máx de combinaciones lineales 4F sin geometría y plenamente geométricas;
- la Figura 6 muestra la desviación típica del retardo ionosférico estimado para las combinaciones lineales sin geometría y plenamente geométricas combinadas;
- la Figura 7 ilustra la probabilidad del desfase de ambigüedad indetectable más probable para combinaciones lineales sin geometría y plenamente geométricas combinadas optimizadas para $\sigma_p = 1$ m y $N_{ep} = 5$;
- la Figura 8 muestra la ganancia de la tasa global de éxito de las combinaciones de máxima detección de fallos con respecto a las combinaciones de varianza mínima para $N_{ep} = 5$;
- la Figura 9 muestra la estimación de los retardos ionosféricos tanto de primer orden como de segundo para $\sigma_\phi = 1$ mm y $\sigma_p = 1$ m; y
- la Figura 10 muestra un diagrama de flujo de un procedimiento de determinación de la posición de un dispositivo de navegación usando una combinación lineal sin geometría de las señales portadoras.

La Figura 1 muestra un sistema global 1 de satélites de navegación que comprende satélites 2 que orbitan alrededor de la Tierra y emiten señales 3 de navegación moduladas sobre varias señales portadoras 4.

Un dispositivo 5 de navegación comprende un receptor 6 que está conectado a un procesador 7 de señales. El procesador 7 de señales procesa la señal 3 de navegación recibida de los satélites 2 y presenta los resultados en una pantalla 8 del dispositivo 5 de navegación.

Para determinar la posición del dispositivo 5 de navegación pueden usarse diversos procedimientos. En el procedimiento de doble diferencia, se determina la longitud d de un vector 9 de línea base entre el dispositivo 5 de navegación y una estación 10 de referencia considerando las diferencias entre las señales de diferencia actuales procedentes de satélites 2 diferentes, mientras que las señales de diferencia se forman por las diferencias entre las señales emitidas por un satélite 2 específico pero recibidas desde el dispositivo 5 de navegación y la estación 10 de referencia. También se denomina línea base a la distancia entre el dispositivo 3 de navegación y la estación 13 de referencia.

En lo que sigue se deducen combinaciones sin geometría que eliminan todos los parámetros independientes de la frecuencia, por ejemplo la porción de geometría, el error de reloj del usuario y del satélite y el error troposférico, y mantienen la naturaleza entera de las ambigüedades. Se sugiere el uso de cuatro combinaciones de frecuencias debido a una variedad mucho mayor de combinaciones que reducen el retardo ionosférico para longitudes de onda de hasta 10 m. Además, las combinaciones sin geometría permiten la estimación del retardo ionosférico con una precisión milimétrica, ya que todas las demás fuentes de error han sido eliminadas previamente.

1. Varianza del ruido de fase de la portadora

En lo que sigue se demuestra que la varianza del ruido de fase de la portadora está en el intervalo de 1 mm para valores típicos de ancho de banda del bucle y el tiempo de integración de predetección. Los valores típicos usados en el presente documento están tomados de Kaplan y Hegarty y de GAL OS SIS ICD, mayo de 2006, de la Agencia Espacial Europea (ESA) y la Empresa Conjunta Galileo (GJU).

La desviación típica del error de seguimiento de la fase portadora debido al ruido térmico en el PLL es dada por Kaplan y Hegarty como

$$\sigma_\phi^i = \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C^i/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC^i/N_0} \right)}, \quad (1)$$

siendo λ la longitud de onda, siendo B_n el ancho de banda del ruido del bucle (de la portadora), siendo C^i/N_0 la relación de potencia portadora-ruido del satélite i y siendo T el tiempo de integración de predetección. El ancho de banda del bucle y el tiempo de predetección son dados por el soporte físico del receptor. La relación de potencia portadora-ruido del i se desglosa como

$$\left(C^i/N_0 \right)_{dB} = \left(C^i \right)_{dB} - \left(N_0 \right)_{dB}, \quad (2)$$

siendo C^i la potencia de la señal recuperada recibida des del satélite i en dBW, y siendo N_0 el componente de potencia del ruido térmico en un ancho de banda de 1 Hz (dBW). La señal C^i de la potencia de la señal recuperada se divide en tres términos:

$$(C^i)_{dB} = (C_R^i)_{dB} + (G_S^i)_{dB} - (L)_{dB}, \quad (3)$$

siendo C_R^i la potencia de la señal recibida, siendo G_S^i la ganancia de la antena del receptor hacia el satélite i y siendo L la pérdida de implementación del receptor (por ejemplo, debida a la conversión A/D).

5 La potencia mínima recibida por usuario por encima de una elevación de $10 \pm$ [dBW] (basada en una antena idealmente adaptada e isotrópica de 0 dBi y una atmósfera sin pérdida) llega a -155,0 dBW. Si se tienen en cuenta la pérdida de paso atmosférico de -0,5 dB, la ganancia de la antena receptora entre 3 dBic y +1,5 dBic, así como la pérdida de implementación del receptor de -2 dB, la potencia (C)dB de la señal recuperada llega a -160.5 a -156.0 dBW.

El componente de la potencia del ruido térmico en un ancho de banda de 1 Hz (dBW) es calculado en Kaplan y Hegarty como

$$(N_0)_{dB} = 10 \log_{10} (k_B (T_{ant} + T_{amp})), \quad (4)$$

10 siendo k_B la constante de Boltzmann, siendo T_{ant} la temperatura de ruido de la antena y siendo T_{amp} la temperatura del amplificador. Esta se calcula a partir de la cifra de ruido N_f :

$$T_{amp} = 290 \cdot \left(10^{\frac{(N_f)_{dB}}{10}} - 1 \right). \quad (5)$$

Si la temperatura de ruido de la antena es 100 K, la cifra de ruido del receptor a 290 K es 4,3 dB, la temperatura del amplificador 490,5 K, la potencia (N_0)dB de ruido térmico en un ancho de banda de 1 Hz da como resultado 200,9 dBW.

15 En consecuencia, la relación de potencia portadora-ruido está en el intervalo entre 40,4 y 44,9 dB-Hz para la mínima potencia recibida especificada en el servicio abierto Galileo SIS ICD.

20 La Figura 2 muestra la desviación típica del error de seguimiento E5a Galileo ($\lambda=24,58$ cm) en función de la relación de potencia portadora-ruido para anchos de banda B_n del bucle y tiempos T de integración de predetección diferentes. Kaplan y Hegarty escogieron valores similares para B_n y T . Obviamente, la desviación típica del ruido térmico del PLL es muy insensible con respecto al tiempo de integración de predetección. Para un ancho de banda del bucle de 5 Hz, el error de seguimiento está en el intervalo $\sigma_\varphi = 0,5$ mm a 0,9 mm.

2. Diseño de combinaciones lineales sin geometría

Las mediciones de fase de la portadora en el receptor están dadas por

$$\lambda_q \phi_{u,q}^k(t) = \rho_u^k(t) + \delta \rho^k(t) + c \cdot (\delta t_u(t) - \delta t^k(t - \tau)) - I_{u,q}^k(t) + T_u^k(t) + \lambda_q N_{u,q}^k(t) + \varepsilon_{\phi_{u,q}}^k(t) \quad (6)$$

con las siguientes denotaciones:

$\rho_u^k(t)$	el alcance del dispositivo de navegación al satélite,
$\delta \rho^k(t)$	el error orbital del satélite,
$c \delta t_u(t)$	el error de reloj del dispositivo de navegación,
$c \delta t^k(t - \tau)$	el error de reloj del satélite,
$I_{u,q}^k(t)$	el retardo ionosférico,
$T_u^k(t)$	el retardo troposférico,
λ_w	la longitud de onda,
$N_{u,q}^k(t)$	la ambigüedad de enteros,
$\varepsilon_{\phi_{u,q}}^k(t)$	el ruido de fase,

y el usuario u , el satélite k , la frecuencia q y la época t . Por simplicidad, solo se mantiene el índice de frecuencia. Una combinación lineal (4F) de cuatro mediciones de fase a cuatro frecuencias diferentes está dada por

$$\begin{aligned}\lambda\phi &= \alpha\lambda_1\phi_1 + \beta\lambda_2\phi_2 + \gamma\lambda_3\phi_3 + \delta\lambda_4\phi_4 \\ &= \rho(\alpha + \beta + \gamma + \delta) + \alpha\lambda_1N_1 + \beta\lambda_2N_2 + \gamma\lambda_3N_3 + \delta\lambda_4N_4 - I_1(\alpha + \beta q_{12}^2 + \gamma q_{13}^2 + \delta q_{14}^2) + \varepsilon \quad (7) \\ &= \rho + \lambda N - I\eta + \varepsilon\end{aligned}$$

siendo α , β , γ y δ los coeficientes de ponderación, siendo $q_{1z} = f_1 / f_z, z \in \{2,3,4\}$ las relaciones de las frecuencias y ocurriendo el retardo ionosférico I_1 en f_1 . La condición sin geometría

$$\alpha + \beta + \gamma + \delta = 0 \quad (8)$$

- 5 elimina todos los parámetros independientes de la frecuencia, en particular la geometría, los errores de reloj y el retardo troposférico. La combinación lineal sin geometría puede volver a escribirse como

$$\begin{aligned}\lambda\phi &= (\alpha\lambda_1N_1 + \beta\lambda_2N_2 + \gamma\lambda_3N_3 + \delta\lambda_4N_4) \\ &\quad - (\alpha + \beta q_{12}^2 + \gamma q_{13}^2 + \delta q_{14}^2)I_1 + \tilde{\varepsilon}\end{aligned} \quad (9)$$

La superposición de ambigüedades puede ser caracterizada como un entero N múltiplo de una longitud de onda λ si se cumple la relación siguiente:

$$\alpha\lambda_1N_1 + \beta\lambda_2N_2 + \gamma\lambda_3N_3 + \delta\lambda_4N_4 = \lambda N. \quad (10)$$

La ambigüedad de la combinación lineal sin geometría

$$N = \underbrace{\frac{\alpha\lambda_1}{\lambda}}_i N_1 + \underbrace{\frac{\beta\lambda_2}{\lambda}}_j N_2 + \underbrace{\frac{\gamma\lambda_3}{\lambda}}_k N_3 + \underbrace{\frac{\delta\lambda_4}{\lambda}}_l N_4 \quad (11)$$

- 10 tiene valor entero si $\{i, j, k, l\} \in \mathbb{Z}$. Obviamente, los coeficientes de ponderación pueden expresarse como

$$\alpha = \frac{i\lambda}{\lambda_1}, \beta = \frac{j\lambda}{\lambda_2}, \gamma = \frac{k\lambda}{\lambda_3}, \delta = \frac{l\lambda}{\lambda_4}. \quad (12)$$

Las frecuencias Galileo L1, E5b, E5a y E6 se especifican como enteros múltiplos de 10,23 MHz. Combinar las ecuaciones (8) y (12) produce el requisito único

$$154i + 118j + 115k + 125l = 0, \quad (13)$$

- 15 en el que se tiene en cuenta la factorización de la frecuencia común. Obsérvese que la Ecuación (13) es independiente de la longitud de onda. Una vez que la Ecuación (13) se cumple para un conjunto (i, j, k, l) , también es válida para $(-i, -j, -k, -l)$. Sin embargo, solo son beneficiosas las combinaciones lineales independientes. Esto requiere:

$$\text{gcd}(i, j, k, l) = 1 \quad (14)$$

denotando la función $\text{gcd}(\cdot)$ el máximo común divisor. Suponiendo varianzas iguales del ruido de fase para todas las frecuencias, las amplificaciones (reducciones) del ruido e ionosférica están dadas por:

$$A_n = \lambda \cdot \sqrt{\left(\frac{i}{\lambda_1}\right)^2 + \left(\frac{j}{\lambda_2}\right)^2 + \left(\frac{k}{\lambda_3}\right)^2 + \left(\frac{l}{\lambda_4}\right)^2} \quad (15)$$

$$A_1 = \lambda \cdot \left| \frac{i}{\lambda_1} + \frac{j}{\lambda_2} \cdot q_{12}^2 + \frac{k}{\lambda_3} \cdot q_{13}^2 + \frac{l}{\lambda_4} \cdot q_{14}^2 \right|$$

5 Ambas cantidades aumentan linealmente con la longitud de onda. También pueden generarse combinaciones lineales sin geometría a partir de solamente dos frecuencias, por ejemplo $\alpha + \beta = 0$. Los coeficientes de ponderación enteros menores son $i = 115$ para mediciones E5b y $j = -118$ para E5a, lo que hace inútiles a las combinaciones 2F sin geometría debido a amplificaciones catastróficas de ruido e ionosférica. Las Tablas I y II muestran los coeficientes enteros de combinaciones seleccionadas 3F y 4F sin geometría con una amplificación o una reducción de ruido/ionosféricas razonables.

10 Estas características de las combinaciones A, B y C se representan como una función de la longitud de onda de la combinación lineal en la Figura 3. La selección de la combinación más adecuada sin geometría podría depender del compromiso subyacente entre la amplificación de ruido y la reducción ionosférica y las condiciones ionosféricas actuales. La combinación 4F sin geometría marcada B reduce el error ionosférico en un factor de más de 5 en comparación con la mejor combinación 3F sin geometría (Tabla II).

Las combinaciones sin geometría basadas en mediciones de doble diferencia comprenden una doble reducción ionosférica: el impacto ionosférico se reduce tanto por combinaciones diferenciales como lineales, lo que permite el uso de líneas base mucho más largas para una resolución de la ambigüedad igualmente fiable.

15 Sin embargo, las combinaciones lineales sin geometría eliminan todos los errores de reloj y los retardos troposféricos, lo que reduce el beneficio de las mediciones de doble diferencia.

3. Deficiencia de rango de las combinaciones sin geometría

20 La determinación de las cuatro ambigüedades elementales de fase L1, E5b, E5a y E6 a partir de las ambigüedades de fase de las combinaciones sin geometría requiere cuatro combinaciones lineales independientes. La matriz de combinación 4×4 M contiene los coeficientes de ponderación $[\alpha_r, \beta_r, \gamma_r, \delta_r]$ de la combinación r -ésima en la fila r . Sin embargo, la condición sin geometría según la Ecuación (8) hace de una columna linealmente dependiente de las otras columnas. Por lo tanto M es deficiente en rango y el rango máximo $R_{\text{máx}}$ que puede lograrse depende del número de frecuencias usadas Q , en particular $R_{\text{máx}} = Q - 1$.

25 En la Figura 4, las combinaciones sin geometría de características de ruido e ionosférica similares se agrupan en bloques. Solo existen dos combinaciones lineales independientes sin geometría en el primer bloque del menor retardo ionosférico. Por lo tanto, la determinación no ambigua de las ambigüedades elementales L1, E5b, E5a y E6 requiere al menos una combinación sin geometría del segundo bloque y al menos una combinación no sin geometría para superar la deficiencia de rango.

30 La Figura 4 también demuestra el beneficio de usar combinaciones 4F en vez de 3F: debido a la variedad mucho mayor en combinaciones sin geometría, puede lograrse una reducción de ruido de hasta 4,7 dB y una atenuación ionosférica de hasta 7,3 dB.

En lo que sigue, se deducen combinaciones lineales plenamente geométricas, que pueden usarse junto con las combinaciones sin geometría para evitar la deficiencia de rango de la matriz de combinación.

4. Diseño de combinaciones lineales plenamente geométricas

35 La combinación 4F plenamente geométrica puede encontrarse partiendo de la Ecuación (7) con los coeficientes de ponderación α , β , γ y δ . Estos parámetros están diseñados de tal manera que se conserve la geometría:

$$\alpha + \beta + \gamma + \delta = 1. \quad (16)$$

Además, los coeficientes de ponderación se escogen de tal manera que la superposición de ambigüedades pueda escribirse como un entero N múltiplo de una longitud de onda λ común:

$$\alpha \lambda_1 N_1 + \beta \lambda_2 N_2 + \gamma \lambda_3 N_3 + \delta \lambda_4 N_4 = \lambda N. \quad (17)$$

La ambigüedad de la combinación lineal está dada por

$$N = \underbrace{\frac{\alpha\lambda_1}{\lambda}}_i N_1 + \underbrace{\frac{\beta\lambda_2}{\lambda}}_j N_2 + \underbrace{\frac{\gamma\lambda_3}{\lambda}}_k N_3 + \underbrace{\frac{\delta\lambda_4}{\lambda}}_l N_4. \quad (18)$$

N tiene valor entero si se cumplen los siguientes tres requisitos suficientes pero no necesarios:

$$\alpha = \frac{i\lambda}{\lambda_1}, \beta = \frac{j\lambda}{\lambda_2}, \gamma = \frac{k\lambda}{\lambda_3}, \delta = \frac{l\lambda}{\lambda_4} \text{ and } \{i, j, k, l\} \in \mathbf{Z}. \quad (19)$$

Combinar las Ecuaciones (16) y (19) produce de la longitud de onda de la combinación lineal:

$$\lambda = \frac{1}{\frac{i}{\lambda_1} + \frac{j}{\lambda_2} + \frac{k}{\lambda_3} + \frac{l}{\lambda_4}} = \frac{\lambda_1\lambda_2\lambda_3\lambda_4}{i\lambda_2\lambda_3\lambda_4 + j\lambda_1\lambda_3\lambda_4 + k\lambda_1\lambda_2\lambda_4 + l\lambda_1\lambda_2\lambda_3}. \quad (20)$$

- 5 Con la ordenación $\lambda_1 < \lambda_2 < \lambda_3 < \lambda_4$, la combinación lineal representa una combinación de banda ancha si $\lambda > \lambda_4$, o, equivalentemente:

$$\lambda_1\lambda_2\lambda_3 > i\lambda_2\lambda_3\lambda_4 + j\lambda_1\lambda_3\lambda_4 + k\lambda_1\lambda_2\lambda_4 + l\lambda_1\lambda_2\lambda_3 > 0, \quad (21)$$

lo que puede simplificarse en:

$$1 > iq_{14} + jq_{24} + kq_{34} + l > 0. \quad (22)$$

Para una terna (i, j, k) dada, el parámetro l está determinado únicamente por:

$$l = \lceil -(iq_{14} + jq_{24} + kq_{34}) \rceil. \quad (23)$$

denotando $\lceil \cdot \rceil$ un procedimiento de redondeo al alza. Sustituir l en la Ecuación (20) produce la longitud de onda

$$\lambda(i, j, k) = \frac{\lambda_4}{iq_{14} + jq_{24} + kq_{34} + \lceil -(iq_{14} + jq_{24} + kq_{34}) \rceil}. \quad (24)$$

- 10 Esta longitud de onda muestra una relación cíclica triple. La longitud de onda es, en particular, periódica con respecto a i, j y k:

$$\begin{aligned} \lambda(i, j, k) &= \lambda(i + P_i, j, k) \Leftrightarrow P_i q_{14} \in \mathbf{Z} \\ \lambda(i, j, k) &= \lambda(i, j + P_j, k) \Leftrightarrow P_j q_{24} \in \mathbf{Z} \\ \lambda(i, j, k) &= \lambda(i, j, k + P_k) \Leftrightarrow P_k q_{34} \in \mathbf{Z} \end{aligned} \quad (25)$$

con los periodos P_i, P_j y P_k .

- 15 En lo que sigue, se consideran las combinaciones lineales de las mediciones de fase de portadora de L1, E5a, E5b y E6. Las frecuencias Galileo están especificadas como

- L1: $154 \cdot 10.23\text{Hz}$, $\lambda_1 = 19.0$ cm
 E6: $125 \cdot 10.23\text{MHz}$, $\lambda_2 = 23.4$ cm
 E5b: $118 \cdot 10.23\text{Hz}$, $\lambda_3 = 24.8$ cm
 E5a: $115 \cdot 10.23\text{MHz}$, $\lambda_4 = 25.5$ cm,

y los periodos se obtienen, a partir de la Ecuación (24), como

$$P_i = 115, P_j = 23, P_k = 115 \quad (26)$$

El intervalo de los parámetros enteros i y j se centra en torno a cero; por ejemplo, $i \in [-57, 57]$, $j \in [-23, 23]$, $k \in [-57, 57]$, y existen 304175 combinaciones de banda ancha parcialmente dependientes.

Se imponen dos requisitos adicionales para el cálculo de combinaciones de banda ancha: en primer lugar, el denominador de la Ecuación (20) debe ser distinto de cero y, en segundo lugar, solo son de interés las combinaciones lineales independientes, de modo que:

$$\gcd(i, j, k, l) = 1, \quad (27)$$

denotando $\gcd(\cdot)$ el máximo común divisor.

La Tabla III muestra los coeficientes enteros de combinaciones 4F de banda ancha con mínima amplificación de ruido. Obsérvese el gran número de combinaciones de banda ancha con una longitud de onda de hasta 29,3 m.

5. Combinación de combinaciones lineales sin geometría y plenamente geométricas

10 La transformación inversa de las ambigüedades de fase combinadas en las ambigüedades de fase elementales requiere una matriz de combinación de rango total y, por ende, el uso de una combinación lineal no sin geometría. En vez de usar una combinación simple plenamente geométrica, se usa con ventaja una combinación de una medición de fase con una medición de código. En particular, pueden eliminarse los errores de la porción de geometría, de reloj y troposférico calculando la diferencia entre una combinación de fase de portadora lineal
15 plenamente geométrica y mediciones de código no combinadas. Sin embargo, el uso de mediciones de código menos portadora demanda una estimación del retardo ionosférico debido a la divergencia del código – portadora. Se obtienen combinaciones adicionales a partir de mediciones de códigos a diferentes frecuencias. Se prefiere el uso de la misma combinación lineal plenamente geométrica para evitar la estimación de ambigüedades adicionales de enteros. El conjunto de las combinaciones lineales tanto sin geometría como plenamente geométricas representa un
20 sistema sobredeterminado de ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \\ \rho_1 - \phi_D \\ \rho_2 - \phi_D \\ \rho_3 - \phi_D \\ \rho_4 - \phi_D \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda_A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\lambda_D \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} N_A \\ N_B \\ N_C \\ N_D \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\eta_A \\ -\eta_B \\ -\eta_C \\ 1 + \eta_D \\ q_{12}^2 + \eta_D \\ q_{13}^2 + \eta_D \\ q_{14}^2 + \eta_D \end{bmatrix}}_\Lambda \cdot I_1 + \tilde{\epsilon}, \quad (28)$$

en el que A, B y C denotan tres combinaciones sin geometría y D es la etiqueta de la combinación plenamente geométrica. η_i caracteriza la amplificación ionosférica según la Ecuación (50).

6. Algoritmo LAMBDA modificado: Estimación de ambigüedades y el error ionosférico

25 El conjunto de Ecuaciones (28) está muy correlacionado debido al uso repetitivo de mediciones de las fases de las portadoras. En general, las combinaciones lineales $\Phi_A \dots \Phi_D$ pueden calcularse a partir de las mediciones elementales así como las doble diferenciadas de las fases de las portadoras. Se usan combinaciones sin geometría de mediciones elementales de fases de portadoras para el posicionamiento absoluto y permitir una estimación precisa del retardo ionosférico absoluto y las ambigüedades enteras absolutas. Al contrario, las combinaciones sin geometría de mediciones de doble diferencia de portadoras suprimen el retardo ionosférico diferenciando para las
30 líneas base cortas y restringen el proceso de estimación a la estimación de ambigüedades de enteros doblemente diferenciadas.

El vector de ruido de las tres combinaciones generalizadas sin geometría de la Ecuación (28) se modela como

$$\tilde{\epsilon} \sim N(0, \sigma_\phi^2 \cdot C_1 \otimes C_2) \quad (29)$$

denotando N la distribución normal estándar de media cero, denotando σ_ϕ^2 la varianza de fase y siendo \otimes el producto de Kronecker definido en G. Golub y C. Van Loan: *Matrix computations*, John Hopkins University Press, Baltimore (EE. UU.), 3ª edición, 1996. C_1 y C_2 representan la correlación debida a combinaciones lineales y a dobles diferencias dadas por G. Strang y K. Borre, *Linear Algebra, Geodesy, and GPS*, Wellesley-Cambridge Press, 1997:

$$C_{1(i,j)} = \alpha_i \alpha_j + \beta_i \beta_j + \gamma_i \gamma_j + \delta_i \delta_j, \quad (30)$$

$$\{i, j\} \in \{1, 2, 3\}$$

$$C_2(i, i) = 4, \forall i \in \{1, \dots, N_S - 1\}$$

$$C_2(i, j) = 2, \forall i \neq j, \quad (31)$$

5 denotando N_S el número de satélites comúnmente visibles.

Para combinaciones sin geometría de mediciones elementales de fases de portadoras, el término de ruido se simplifica a:

$$\tilde{\epsilon} \sim N(0, \sigma_\phi^2 \cdot C_1)$$

10 Debería hacerse notar que la matriz de covarianzas del conjunto combinado (28) también incluye la varianza σ_ρ^2 de las mediciones de códigos y la correlación entre combinaciones de fases sin geometría y plenamente geométricas.

15 Las combinaciones sin geometría de mediciones elementales de fases de portadoras realizan el beneficio principal de las dobles diferencias, que es la eliminación de los errores de reloj. Además, el uso de mediciones elementales evita la amplificación de ruido de la doble diferenciación. En consecuencia, las combinaciones sin geometría de mediciones doblemente diferenciadas de fases de portadoras podrían usarse para el posicionamiento diferencial con líneas base cortas, pero para líneas base largas el posicionamiento se basa preferentemente en mediciones absolutas de las fases de las portadoras, dado que, en el contexto de las combinaciones sin geometría con estimación del retardo ionosférico, el uso de mediciones de doble diferencia carece de sentido y solo aumenta el nivel de ruido. Por lo tanto, el análisis ulterior se refiere al posicionamiento absoluto.

20 El sistema sobredeterminado de Ecuaciones (28) permite la estimación tanto del vector de ambigüedad $N=[N_A, N_B, N_C, N_D]^T$ como del retardo ionosférico I_1 .

25 El algoritmo LAMBDA, introducido por Teunissen, se usa para la estimación de la ambigüedad en el contexto del procedimiento de dobles diferencias y también puede usarse en este contexto, aunque los parámetros tengan una interpretación diferente: la línea base se sustituye con el retardo ionosférico y se causa la correlación mediante combinaciones lineales, en vez de dobles diferencias. Las ambigüedades y los retardos ionosféricos se estiman comúnmente a partir del conjunto ϕ_{LC} de combinaciones lineales sin geometría o plenamente geométricas y la solución flotante es dada por

$$\hat{\psi} = \arg \min_{\psi} \left\| \phi_{LC} - \underbrace{\begin{bmatrix} A & \Lambda \end{bmatrix}}_X \underbrace{\begin{bmatrix} N \\ I \end{bmatrix}}_{\psi} \right\|_{\Sigma^{-1}}^2, \quad (32)$$

denotando Σ la matriz de covarianza de ϕ_{LC} . La matriz de covarianza de la solución flotante $\hat{\psi}$ puede escribirse como

$$\Sigma_{\hat{\psi}} = (X^T \Sigma^{-1} X)^{-1} = \begin{bmatrix} \Sigma_{\hat{N}} & \Sigma_{\hat{N}I} \\ \Sigma_{\hat{N}I} & \Sigma_{\hat{I}} \end{bmatrix}, \quad (33)$$

30 estando todas las submatrices fuertemente correlacionadas. Se aplica la transformación Z^T de descorrelación/permutación de enteros según de Jonge y Tiberius a las ambigüedades flotantes \hat{N} . La transformación de descorrelación se construye de tal manera que se minimicen los elementos fuera de la diagonal y

la transformación inversa conserve los números enteros. La matriz de covarianza de las ambigüedades transformadas está dada por

$$\Sigma_{\tilde{N}'} = Z^T \Sigma_{\tilde{N}} Z. \quad (34)$$

Para reducir la probabilidad de una estimación errónea de las ambigüedades de fase puede usarse una optimización mín-máx para escoger la matriz de combinación M para las combinaciones sin geometría y plenamente geométricas.

5 En particular, los coeficientes de la matriz de combinación se escogen de tal manera que la varianza máxima de la matriz de covarianzas de las ambigüedades transformadas es, como mínimo:

$$M_N = \arg \min_M \max_i \left(\Sigma_{\tilde{N}'}(i, i) \right). \quad (35)$$

En otras palabras: El elemento diagonal máximo de la matriz de covarianzas debe estar en un mínimo para minimizar la probabilidad de una estimación errónea.

10 La optimización se ha llevado a cabo en combinaciones de rango completo de las Tablas II y III. Se supone que la longitud de onda de todas las combinaciones sin geometría es de 20 cm y el resultado para $\sigma_\phi = 0,5$ mm, $\sigma_p = 0,5$ m y $N_{ep} = 1$ está dado por

$$M_N^{(1)} = \begin{bmatrix} i_1 & j_1 & k_1 & l_1 \\ i_2 & j_2 & k_2 & l_2 \\ i_3 & j_3 & k_3 & l_3 \\ i_4 & j_4 & k_4 & l_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -13 & 12 \\ 5 & 5 & -5 & -7 \\ 2 & 4 & -1 & -6 \\ 1 & -4 & 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (36)$$

denotando las tres primeras filas los coeficientes enteros de las ambigüedades de L1, E6, Eb5 y E5a de las combinaciones sin geometría y refiriéndose la última fila a una combinación plenamente geométrica.

15 Vollath et al. miden la fiabilidad de la resolución de la ambigüedad de enteros mediante la tasa de éxito o, equivalentemente, por el número de nueves dentro del valor de probabilidad. Asimismo, la fiabilidad del procedimiento LAMBDA modificado usando la matriz de combinación optimizada M^N puede expresarse como:

$$\text{Nueves} = -\log_{10} \left(1 - \int_{-0,5}^{+0,5} p(x) dx \right) \quad (37)$$

En la Ecuación (37) $p(x)$ es una distribución normal de varianza $\min_M \max_i \Sigma_{\tilde{N}'}(i, i)$ que resulta en la probabilidad de una estimación correcta si se integra entre los límites de redondeo -0,5 y 0,5.

20 La Figura 5 visualiza la fiabilidad de la reducción de la ambigüedad de enteros para combinaciones optimizadas mín-máx en función del ruido de código σ_p y el número N_{ep} de épocas de medición para $\sigma_\phi = 0,5$ mm. El esquema propuesto cumple los requisitos de mayor integridad para $N_{ep} \geq 10$ y es insensible con respecto a un gran intervalo de ruido de código σ_p .

25 La sensibilidad de nueves según la Ecuación (37) es muy baja con respecto a diferentes combinaciones. Por ejemplo, si el ruido de fase $\sigma_\phi = 0,5$ mm, el ruido de código $\sigma_p = 0,5$ m y el número de épocas $N_{ep} = 1$, una fracción del 86,4% de todas las combinaciones sometidas a ensayo muestra una varianza $\max_i \left(\Sigma_{\tilde{N}'}(i, i) \right)$ de no más del 10% por encima de la menor de todas las combinaciones.

Se omite la búsqueda de enteros dada a conocer en P. Teunissen y A. Kleusberg, GPS for Geodesy, Springer, Nueva York, 2ª edición, 1998, y las ambigüedades transformadas son redondeadas y retrotransformadas directamente:

$$\tilde{N} = (Z^T)^{-1} [\tilde{N}'] \quad (38)$$

30 denotando $\{\hat{\cdot}, \tilde{\cdot}\}$ ambigüedades {flotante, fija} e indicando ' el espacio de ambigüedades de fase transformadas descorrelacionadas.

Si las ambigüedades de fase han sido estimadas correctamente, la covarianza de la estimación del retardo ionosférico se reduce a:

$$\Sigma_{\hat{I}_{\hat{N}'=N}} = (\Lambda^T \Sigma^{-1} \Lambda)^{-1}. \quad (39)$$

La Figura 6 muestra esta desviación típica del error ionosférico en función del ruido de código y de fase de mediciones de épocas únicas. Las varianzas de las estimaciones ionosféricas son iguales para todos los satélites, dado que la porción geométrica ha sido eliminada previamente por las combinaciones. Además, $\Sigma_{\hat{I}_{\hat{N}'=N}}$ es independiente del conjunto aplicado de combinaciones lineales. La precisión se encuentra en el intervalo de algunos milímetros, mientras que los efectos de segundo orden han sido despreciados.

También podría lograrse la misma precisión con combinaciones 3F, aunque las primeras etapas de resolución de la ambigüedad se hacen más difíciles.

7. Optimización de la capacidad de detección de la ambigüedad de fallos

La anterior optimización mín-máx no es el único criterio para seleccionar el conjunto de combinaciones lineales. Minimiza la probabilidad de la fijación errónea de ambigüedades descorrelacionadas, pero no tiene en cuenta las retrotransformaciones. Después del redondeo de las ambigüedades descorrelacionadas, se aplican dos transformaciones para obtener las ambigüedades elementales:

$$\begin{bmatrix} \tilde{N}_1 \\ \vdots \\ \tilde{N}_4 \end{bmatrix} = M^{-1}(Z^T)^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{N}'_A \\ \vdots \\ \tilde{N}'_D \end{bmatrix} \in \mathbf{Z}. \quad (40)$$

Puede usarse la transformación inversa $M^{-1}(Z^T)^{-1}$ para aumentar significativamente la fiabilidad de la resolución de la ambigüedad cuando pequeños desfases enteros en $[\tilde{N}'_A, \dots, \tilde{N}'_D]^T$ dan como resultado valores no enteros $[\tilde{N}_1, \dots, \tilde{N}_4]^T$. Solo son críticos los desfases enteros erróneos que siguen teniendo valores enteros después de la retrotransformación, porque, en este caso, no se detecta la estimación errónea.

Por lo tanto, la matriz de combinación M es diseñada de tal modo que se minimice la probabilidad del desfase indetectable P_{MLO} más probable:

$$P_{MLO} = \min_M \max_{\Delta \tilde{N}' \in \mathbf{Z}} P(\Delta \tilde{N}') \quad (41)$$

con

$$P(\Delta \tilde{N}') = \prod_{i=1}^4 P(\Delta \tilde{N}'(i)) = \prod_{i=1}^4 \int_{\Delta \tilde{N}'(i)-0,5}^{\Delta \tilde{N}'(i)+0,5} p(x) dx, \quad (42)$$

y representando $p(x)$ la distribución normal de media cero con la varianza $\Sigma_{\tilde{N}'}(i, i)$. Obsérvese que la transformación Z^T de descorrelación depende de σ_ϕ , σ_p y N_{ep} y de la matriz M de coeficientes.

La Figura 7 muestra la P_{MLO} para diferentes combinaciones de máxima detección de fallos (= FD) en función del ruido de fase. La Figura 7 muestra en particular la probabilidad del desfase de ambigüedad indetectable más probable para combinaciones de combinaciones lineales sin geometría y conservadoras de la geometría optimizadas para $\sigma_p = 1$ m y $N_{ep} = 5$. Para $\sigma_\phi = 0,5$ mm, la $P_{MLO} \approx 5.2 \times 10^{-9}$ para combinaciones FD es más de cuatro órdenes inferior que la P_{MLO} de las combinaciones de varianza mínima (Ecuación 35).

Podría considerarse que la transformación inversa según la Ecuación (40) es un código de bloque de tasa analógica 1 con una capacidad máxima de detección de fallos. Este código lineal se determina por medio de los parámetros

σ_ϕ , σ_ρ y N_{ep} , por las combinaciones de combinaciones lineales sin geometría y conservadoras de la geometría y por las restricciones de enteros en la matriz Z de descorrelación. La ganancia de las combinaciones de FD máxima se define como la relación entre la probabilidad del desfase indetectable más probable del conjunto de combinaciones de varianza mínima y la probabilidad del desfase indetectable más probable del conjunto de combinaciones de máxima capacidad de FD.

5 La Figura 8 muestra esta ganancia en función de las varianzas de ruido de código y de fase. Para cada conjunto de parámetros de ruido se llevaron a cabo las dos optimizaciones independientes. Es interesante que la ganancia mayor es visible para el ruido de fase pequeño y para el ruido de código grande. Para $\sigma_\phi = 0,5$ mm y $\sigma_\rho = 2.5$ m, el desfase indetectable más probable está dado por $\Delta\tilde{N}' = [1, -2, -1, 0]^T$ para las combinaciones FD y por

10 $\Delta\tilde{N}' = [1, 0, 0, 0]$ para las combinaciones de varianza mínima. Esto da como resultado una ganancia total con tasa de éxito de $7,3 \times 10^6$.

8. Resolución iterativa con transformaciones de descorrelación de mínimos cuadrados

Podría darse el caso de que no todas las ambigüedades descorrelacionadas mostrasen una varianza suficientemente baja como para ser resuelta. Podría usarse un primer conjunto $M^{(1)}$ de combinaciones lineales

15 optimizado para $N_{ep}^{(1)}$ para resolver parcialmente las ambigüedades, por ejemplo solo la última. Las ambigüedades retrotransformadas son entonces descompuestas como:

$$\begin{bmatrix} \hat{N}_A^{(1)} \\ \hat{N}_B^{(1)} \\ \hat{N}_C^{(1)} \\ \hat{N}_D^{(1)} \end{bmatrix} = (Z^{(1),T})^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \hat{N}'_A^{(1)} \\ \hat{N}'_B^{(1)} \\ \hat{N}'_C^{(1)} \\ \hat{N}'_D^{(1)} \end{bmatrix} = P_1^{(1)} \begin{bmatrix} \hat{N}'_A^{(1)} \\ \hat{N}'_B^{(1)} \\ \hat{N}'_C^{(1)} \end{bmatrix} + P_2^{(1)} \tilde{N}'_D^{(1)}. \quad (43)$$

Las ambigüedades resueltas se restan de las mediciones, que vuelven a escribirse como:

$$\tilde{\phi}_{LC}^{(1)} = \phi_{LC}^{(1)} - A^{(1)} P_2^{(1)} \tilde{N}'_D^{(1)} = A^{(1)} P_1^{(1)} \begin{bmatrix} \hat{N}'_A^{(1)} \\ \hat{N}'_B^{(1)} \\ \hat{N}'_C^{(1)} \end{bmatrix} + \Lambda^{(1)} I + \varepsilon^{(1)} \quad (44)$$

con un número reducido de incógnitas. En la segunda etapa se usa otro conjunto $M^{(2)}$ optimizado para un N_{ep} mayor:

$$\phi_{LC}^{(2)} = A^{(2)} \begin{bmatrix} \hat{N}_A^{(2)} \\ \hat{N}_B^{(2)} \\ \hat{N}_C^{(2)} \\ \hat{N}_D^{(2)} \end{bmatrix} + \Lambda^{(2)} I + \varepsilon^{(2)}. \quad (45)$$

Estas ambigüedades están relacionadas con las ambigüedades de la primera iteración por

$$\begin{bmatrix} \hat{N}_A^{(2)} \\ \hat{N}_B^{(2)} \\ \hat{N}_C^{(2)} \\ \hat{N}_D^{(2)} \end{bmatrix} = M^{(2)} \begin{bmatrix} \hat{N}_1 \\ \hat{N}_2 \\ \hat{N}_3 \\ \hat{N}_4 \end{bmatrix} = M^{(2)} (M^{(1)})^{-1} \begin{bmatrix} \hat{N}_A^{(1)} \\ \hat{N}_B^{(1)} \\ \hat{N}_C^{(1)} \\ \hat{N}_D^{(1)} \end{bmatrix}. \quad (46)$$

20 Las mediciones de fase de la segunda iteración que incluyen información a priori de la Ecuación (43) están dadas por

$$\phi_{LC}^{(2)} = A^{(2)} M^{(2)} (M^{(1)})^{-1} P_2^{(1)} \tilde{N}_D^{(1)} = A^{(2)} M^{(2)} (M^{(1)})^{-1} P_1^{(1)} \begin{bmatrix} \hat{N}_A^{(1)} \\ \hat{N}_B^{(1)} \\ \hat{N}_C^{(1)} \end{bmatrix} + \Lambda^{(2)} I + \varepsilon^{(2)}. \quad (47)$$

El uso de mediciones adicionales con la combinación $M^{(2)}$ reduce la varianza de ambigüedades flotantes, lo que permite la resolución de ambigüedades adicionales. Se calcula una nueva transformación $Z^{(2),T}$ de descorrelación.

Suponiendo una varianza suficientemente baja de la estimación $\hat{N}_C^{(1)}$, la retrotransformación se vuelve a descomponer en dos partes:

$$\begin{bmatrix} \hat{N}_A^{(1)} \\ \hat{N}_B^{(1)} \\ \hat{N}_C^{(1)} \end{bmatrix} = (Z^{(2),T})^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \hat{N}_A^{(1)} \\ \hat{N}_B^{(1)} \\ \tilde{N}_C^{(1)} \end{bmatrix} = P_1^{(2)} \begin{bmatrix} \hat{N}_A^{(1)} \\ \hat{N}_B^{(1)} \end{bmatrix} + P_2^{(2)} \tilde{N}_C^{(1)}. \quad (48)$$

- 5 Se aplican iteraciones adicionales para resolver las ambigüedades restantes. El principal beneficio de la resolución iterativa sugerida de la ambigüedad es la reducida dimensión de las transformaciones de descorrelación cuando se tienen en cuenta mediciones adicionales.

9. Estimación del retardo ionosférico de segundo orden

- 10 En esta sección se analiza un modelo más preciso que incluye el retardo ionosférico de segundo orden. En principio, las combinaciones lineales sin geometría y conservadoras de la geometría combinadas representan un sistema sobredeterminado de ecuaciones que permite la estimación de ambigüedades enteras y de retardos ionosféricos de primer y segundo orden instantáneamente. Sin embargo, la fiabilidad de ambigüedades podría no ser lo suficientemente elevada y requerir mediciones de épocas múltiples. Deberían compararse dos enfoques: la estimación con sesgo de efectos de primer orden sin considerar los efectos de segundo orden en contraposición con
- 15 la estimación común de los retardos ionosféricos tanto de primer orden como de segundo.

El sistema de ecuaciones está dado por:

$$\begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \\ \rho_1 - \phi_D \\ \rho_2 - \phi_D \\ \rho_3 - \phi_D \\ \rho_4 - \phi_D \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda_A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\lambda_D \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} N_A \\ N_B \\ N_C \\ N_D \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\eta_A^I \\ -\eta_B^I \\ -\eta_C^I \\ 1 + \eta_D^I \\ q_{12}^2 + \eta_D^I \\ q_{13}^2 + \eta_D^I \\ q_{14}^2 + \eta_D^I \end{bmatrix}}_{\Lambda^I} \cdot I_1^I + \underbrace{\begin{bmatrix} -\eta_A^{II} \\ -\eta_B^{II} \\ -\eta_C^{II} \\ 1 + \eta_D^{II} \\ q_{12}^2 + \eta_D^{II} \\ q_{13}^2 + \eta_D^{II} \\ q_{14}^2 + \eta_D^{II} \end{bmatrix}}_{\Lambda^{II}} \cdot I_1^{II} + \tilde{\varepsilon}, \quad (49)$$

denotando A, B y C tres combinaciones sin geometría y siendo D la etiqueta de la combinación plenamente geométrica.

Los retardos ionosféricos de primer y segundo orden I_1^I e I_1^{II} en L1 son amplificados por:

$$\eta_r^I = \lambda \cdot \left(\frac{i_r}{\lambda_1} + \frac{j_r}{\lambda_2} \cdot q_{12}^2 + \frac{k_r}{\lambda_3} \cdot q_{13}^2 + \frac{l_r}{\lambda_4} \cdot q_{14}^2 \right)$$

$$\eta_r^{II} = \lambda \cdot \left(\frac{i_r}{\lambda_1} + \frac{j_r}{\lambda_2} \cdot q_{12}^3 + \frac{k_r}{\lambda_3} \cdot q_{13}^3 + \frac{l_r}{\lambda_4} \cdot q_{14}^3 \right) \quad (50)$$

- 20 con $r \in \{A, B, C, D\}$.

El sesgo de la estimación ionosférica de primer orden debido al desprecio de los efectos de segundo orden está dado por

$$A^{\text{II}} \cdot I_1^{\text{II}} = \left(\Lambda^{\text{I}^T} \Sigma^{-1} \Lambda^{\text{I}} \right)^{-1} \Lambda^{\text{I}^T} \Sigma^{-1} \Lambda^{\text{II}} \cdot I_1^{\text{II}}. \quad (51)$$

La Figura 9 ilustra la necesidad de la estimación del retardo ionosférico de segundo orden. La Figura 9 muestra la estimación de los retardos ionosféricos tanto de primer orden como de segundo para $\sigma_\varphi = 1$ mm y $\sigma_\rho = 1$ m.

- 5 Suponiendo mediciones de 1 Hz en un periodo de 10 s, una estimación de l_2 es beneficiosa únicamente si $l_1 \approx 1000 \cdot l_2 \geq 7$ m. Alternativamente, podrían seleccionarse combinaciones sin geometría, de tal modo que se minimice el retardo ionosférico de segundo orden (Tabla IV). La reducción máxima sobre los efectos de segundo orden en L1 llega a ser de 11,1dB para $\lambda = 0,20$ m.

10. Procesamiento de señales de navegación

- 10 En la Figura 10, que contiene un diagrama de flujo de un procedimiento para procesar señales de navegación, se muestra una visión general de un procedimiento para el procesamiento de señales de navegación.

El procedimiento comienza con la adquisición y el seguimiento 11 de las señales portadoras 4. Durante esta etapa del procedimiento se recibe y se sigue continuamente la fase de las señales portadoras 4, de modo que las puestas en fase de las señales portadoras solo deban determinarse una vez. Sin embargo, en la práctica, las puestas en fase se determinan reiteradamente para poder eliminar los errores durante el proceso 11 de adquisición y seguimiento.

En la siguiente etapa tiene lugar un muestreo 12 en el que se muestrean las mediciones de fase de al menos una época. A continuación, se forman señales combinadas por medio de una combinación lineal 13 que conserva la geometría o sin geometría de diversas señales de fase de portadoras. Después, se determinan las ambigüedades combinadas de fase y los retardos ionosféricos resolviendo 14 un sistema de ecuaciones de fase similar a la Ecuación (28) por medio de un procedimiento de mínimos cuadrados. La resolución 14 no da necesariamente como resultado números enteros para la ambigüedad de fase, sino generalmente números reales. Por lo tanto, deben determinarse ambigüedades de fase enteras adecuadas en una búsqueda 15 de correspondientes ambigüedades de fase de valor entero. La búsqueda 15 puede llevarse a cabo, por ejemplo, usando el algoritmo LAMBDA.

25 En lo que sigue se aplica una retrotransformación 16 según la Ecuación (40) a las ambigüedades combinadas de fase para recuperar las ambigüedades elementales de fase. La retrotransformación 16 implica una detección de fallos. Si se detecta un fallo, se repiten el muestreo 12 de las mediciones 12 de fase y las etapas subsiguientes del procedimiento para determinar un nuevo conjunto de ambigüedades de fase.

Si no se detecta fallo alguno, el procedimiento puede continuar mediante una estimación precisa 17 de los retardos ionosféricos de primer orden y, finalmente, de segundo orden.

Por último, se completa una determinación 18 de la posición del dispositivo 5 de navegación usando el conocimiento de las ambigüedades enteras y el retardo ionosférico. La determinación 18 puede basarse en las señales portadoras elementales 4 o en combinaciones lineales que conservan la geometría de señales portadoras elementales 4.

35 Dado que se conoce el error ionosférico, la determinación 18 de la posición puede usar un procedimiento que dé como resultado la posición absoluta del dispositivo 5 de navegación. En particular, no hay necesidad alguna de aplicar el procedimiento de doble diferencia para suprimir el error ionosférico.

Las ambigüedades enteras siempre pueden no ser resueltas directamente a partir de mediciones dedicadas de fases de portadoras de una sola época debido a un sistema de ecuaciones indeterminado. Por lo tanto, puede ser necesario tener en cuenta mediciones de épocas adicionales.

40 11. Ventajas

En la resolución en cascada de ambigüedades enteras, hay que estimar los intervalos (o la línea base) en cada etapa, aunque representen un parámetro molesto en todas las etapas salvo la última. Las combinaciones sin geometría propuestas eliminan la geometría y resultan especialmente útiles para la posición absoluta, dado que se eliminan los errores orbitales, los errores troposféricos y de reloj.

45 Esto permite la estimación de ambigüedades enteras y de retardos ionosféricos mediante un algoritmo LAMBDA modificado. La línea base es sustituida por la ionosfera y la correlación es causada por múltiples combinaciones lineales en lugar de por dobles diferencias. La precisión de la estimación del retardo ionosférico solo está limitada por el ruido de fase y la trayectoria múltiple de la fase portadora. Se diseñan combinaciones sin geometría, de tal modo que se mantenga la naturaleza entera de las ambigüedades combinadas linealmente. Para la selección de combinaciones lineales se han comparado dos criterios. El primero minimiza las varianzas de ambigüedades

descorrelacionadas, lo que resulta en una probabilidad mínima de redondeo erróneo. El segundo maximiza la tasa global de éxito y tiene en cuenta las retrotransformaciones debidas a la descorrelación y las combinaciones lineales. Este enfoque permite la detección de resoluciones erróneas, lo que reduce la tasa de error en hasta seis órdenes de magnitud. La combinación de combinaciones sin geometría y conservadoras de la geometría proporciona grados adicionales de libertad que permiten la estimación de los retardos ionosféricos tanto de primer orden como de segundo.

5 Aunque se ha expuesto con detalle el concepto con respecto al sistema de satélites Galileo, el concepto propuesto puede extenderse al sistema de navegación GPS. La Tabla V contiene combinaciones GPS sin geometría que podrían usarse como corresponde.

10 Además, el concepto puede extenderse también al sistema de satélites Glonass o a cualquier otro sistema presente o futuro de navegación por satélite con al menos tres señales portadoras. El concepto también puede ser aplicado, por último, a los denominados pseudolitos, que son pseudosatélites normalmente implementados como transmisores terrestres que emiten una señal correspondiente a las señales de los satélites 2 del sistema 1 de navegación por satélite.

15 **Tabla I**
Coeficientes enteros para combinaciones lineales seleccionadas 3F sin geometría (frecuencias L1, E5B, E5A)

i	j	k	A_n/λ [1/m]	A_l/λ [1/m]
1	-13	12	70,60	0,54
9	-2	-10	61,98	36,79
10	-15	2	80,44	36,24

← C

20 **Tabla II**
Coeficientes enteros para combinaciones lineales seleccionadas 4F sin geometría (frecuencias L1, E5B, E5A, E6)

i	j	k	l	A_n/λ [1/m]	A_l/λ [1/m]
1	-3	5	-3	26,87	0,44
1	7	-2	-6	39,22	0,34
2	4	3	-9	44,52	0,78
0	10	-7	-3	50,39	0,10
3	1	8	-12	62,21	1,23
1	-13	12	0	70,60	0,54
3	-4	-1	1	23,27	12,23
2	-1	-6	4	31,17	12,67
4	3	-3	-5	34,36	11,88
4	-7	4	-2	39,43	11,78
3	6	-8	-2	43,48	12,33
5	0	2	-8	43,77	11,44
7	-1	-4	-4	43,66	24,11
5	-5	-7	5	48,01	24,90
6	2	-9	-1	48,21	24,56

← A
← B

Tabla III
Coeficientes enteros para combinaciones de banda ancha 4F plenamente geométricas (L1, E6, E5B, E5A) con mínima amplificación de ruido

i	j	k	l	λ	A_n	dB	A_l	dB
0	1	-3	2	29,305	26,43	-1,14		
1	-4	1	2	14,652	24,65	6,29		
0	0	1	-1	9,768	17,39	2,42		
0	1	-2	1	7,326	18,61	1,76		
1	-4	2	1	5,861	20,68	-1,83		
1	-3	-1	3	4,884	19,58	-3,78		
0	1	-1	0	4,186	13,90	2,06		
-3	1	0	3	3,663	18,67	16,36		
1	-3	0	2	3,256	17,14	-5,17		

Coefficientes enteros para combinaciones de banda ancha 4F plenamente geométricas (L1, E6, E5B, E5A) con mínima amplificación de ruido

i	j	k	l	λ	An	dB	A _l	dB
0	1	0	-1	2,930		12,30		2,17
0	2	-3	1	2,664		16,10		1,95
1	-3	1	1	2,442		15,61		-1,77
0	1	1	-2	2,254		13,44		2,33
-3	1	2	1	2,093		15,90		13,80
1	-3	2	0	1,953		14,95		-0,54
1	-2	-1	2	1,831		13,88		-0,58
0	2	-1	-1	1,723		12,45		2,12
1	-3	3	-1	1,628		14,85		0,10
1	-2	0	1	1,542		12,2C		0,05
1	-1	-3	3	1,465		14,25		-0,00
-3	2	1	1	1,395		14,16		11,89
1	-2	1	0	1,332		11,57		0,46
1	-1	-2	2	1,274		12,23		0,40
0	3	-2	-1	1,221		12,80		2,10
1	-2	2	-1	1,172		11,97		0,75
1	-1	-1	1	1,127		9,96		0,69
0	3	-1	-2	1,085		12,27		2,14
1	-2	3	-2	1,046		12,69		0,96
1	-1	0	0	1,010		8,35		0,90

Tabla IV

Combinaciones 4F sin geometría de mínimo retardo ionosférico de segundo orden para $\lambda = 0,20$ m

i (L1)	j (E6)	k (E5b)	l (E5a)	η_r^{II}	en dB
0	3	-10	7		-11,1
-1	12	-27	16		-10,7
-1	9	-17	9		-7,9
-1	6	-7	2		-6,2
-1	3	3	-5		-5,0

Tabla V

Combinaciones 3F sin geometría (L1,L2,L5) de GPS

i	j	k	AI / λ [1/m]	AN / λ [1/m]
5	-39	40	2,52	209,75
5	-16	10	11,25	80,76
0	23	-24	13,78	133,19
5	7	-14	25,03	67,30
10	-9	-4	36,29	66,07
15	-25	6	47,55	131,33
15	-2	-18	61,33	106,16

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para procesar un conjunto de señales (3) de navegación de un sistema global (1) de satélites de navegación con al menos tres señales portadoras (4) en el que el procesamiento de las señales (3) de navegación se basa en una combinación lineal de mediciones de fase de las señales portadoras (4) en una señal de fase combinada y en la que las ambigüedades de fase son resueltas,

caracterizado porque

una ambigüedad de fase de la señal de fase combinada es un entero múltiplo de una longitud de onda combinada asociada con la señal de fase combinada y porque la señal de fase combinada está desprovista de geometría y desprovista de variables de perturbaciones independientes de la frecuencia,

en el que se combinan N mediciones ϕ_i de fase de las señales portadoras con longitud de onda λ_i para formar una combinación sin geometría usando los coeficientes α_i de ponderación según:

$$\phi_{LC} = \sum_{i=1}^{N \geq 3} \alpha_i \phi_i \text{ con } \alpha_i = \frac{\eta_i \lambda}{\lambda_i} \text{ y } \sum_{i=1}^{N \geq 3} \alpha_i = 0$$

siendo n_i números enteros.

2. El procedimiento según la Reivindicación 1

caracterizado porque

el error troposférico, los errores de reloj de un dispositivo de navegación y de los satélites (2), así como el error orbital de los satélites, se eliminan por medio de la combinación lineal.

3. El procedimiento según las Reivindicaciones 1 ó 2

caracterizado porque

una matriz de combinación que contiene los coeficientes de ponderación de las combinaciones lineales de las señales de portadora tiene un rango correspondiente al número de señales de fase combinada.

4. El procedimiento según la Reivindicación 3

caracterizado porque

se usan N-1 combinaciones lineales sin geometría de N mediciones de fase de las señales portadoras (4) junto con al menos una medición de diferencia que contiene la diferencia de fase entre una medición de fase conservadora de la geometría y una medición de código.

5. El procedimiento según la Reivindicación 4

caracterizado porque

la ambigüedad de fase y el error ionosférico se estiman minimizando una norma con respecto a una matriz de covarianza inversa de las mediciones.

6. El procedimiento según la Reivindicación 5

caracterizado porque

las ambigüedades de fase estimadas de las mediciones de fase combinada son descorrelacionadas buscando una transformación de descorrelación que minimice los elementos fuera de la diagonal de una matriz de covarianza de las ambigüedades de fase estimadas y conserve la integridad durante la retrotransformación.

7. El procedimiento según la Reivindicación 6

caracterizado porque

las ambigüedades de fase descorrelacionadas se redondean a números enteros y se retrotransforman por medio de la matriz inversa de la transformación de descorrelación.

8. El procedimiento según las Reivindicaciones 6 ó 7

caracterizado porque

5 para la combinación lineal de las mediciones de fase se usa una matriz de combinación que minimiza la varianza máxima de las ambigüedades de fase estimadas descorrelacionadas.

9. El procedimiento según una cualquiera de las Reivindicaciones 6 a 8

10 caracterizado porque

para la combinación lineal de las mediciones de fase se usa una matriz de combinación que minimiza la probabilidad de no detección de una estimación errónea tras retrotransformar las ambigüedades de fase enteras descorrelacionadas.

15

10. El procedimiento según una cualquiera de las Reivindicaciones 6 a 9

caracterizado porque

20 la ambigüedad de fase es fija si la varianza de las ambigüedades de fase descorrelacionadas está por debajo de un valor umbral predeterminado y porque se usan mediciones de fase adicionales para estimar las restantes ambigüedades de fase.

11. El procedimiento según una cualquiera de las Reivindicaciones 5 a 10

25

caracterizado porque

se comprueba la influencia de despreciar un error ionosférico de segundo orden en la estimación del error ionosférico de primer orden y porque se estima el error ionosférico de segundo orden si el desprecio del error ionosférico de segundo orden da como resultado un error de estimación del error ionosférico de primer orden que sobrepase el error de la estimación del error ionosférico de primer orden si se tienen en cuenta ambos errores ionosféricos.

30

12. El procedimiento según una cualquiera de las Reivindicaciones 4 a 11

35

caracterizado porque

se combinan las N mediciones ϕ_i de fase de las señales portadoras con longitud de onda λ_i para formar una combinación plenamente geométrica usando los coeficientes α_i de ponderación según:

40

$$\phi_{LC} = \sum_{i=1}^{N \geq 3} \alpha_i \phi_i \text{ con } \alpha_i = \frac{\eta_i \lambda}{\lambda_i}, \sum_{i=1}^{N \geq 3} \alpha_i = \tau \text{ y } \frac{\tau}{\lambda} = \sum_{i=1}^{N \geq 3} \frac{n_i}{\lambda_i}$$

siendo n_i números enteros y $\tau \geq 1$.

13. El procedimiento según una cualquiera de las Reivindicaciones 1 a 11

45

caracterizado porque

N = 3 y las señales portadoras son las bandas L1, E5b y E5a del sistema Galileo.

14. El procedimiento según la Reivindicación 13

50

caracterizado porque

los números enteros n_i para las combinaciones sin geometría se seleccionan de las ternas

(1, -13, 12), (9, -2, -10) y (10, -15, 2).

55

15. El procedimiento según una cualquiera de las Reivindicaciones 1 a 11

caracterizado porque

60 N = 4 y las señales portadoras son las bandas L1, E5b, E5a y E6 del sistema Galileo.

16. El procedimiento según la Reivindicación 15

caracterizado porque

5

los números enteros n_i para las combinaciones sin geometría se seleccionan de las cuaternas

10

(1, -3, 5, -3), (1, 7, -2, -6), (2, 4, 3, -9)
 (0, 10, -7, -3), (3, 1, 8, -12), (1, -13, 12, 0)
 (3, -4, -1, 1), (2, -1, -6, 4), (4, 3, -3, -5)
 (4, -7, 4, -2), (3, 6, -8, -2), (5, 0, 2, -8)
 (7, -1, -4, -4), (5, -5, -7, 5), (6, 2, -9, -1)
 (0, 3, -10, 7), (-1, 12, -27, 16), (-1, 9, -17, 9)
 (-1, 6, -7, 2), (-1, 3, 3, -5).

15

17. El procedimiento según las Reivindicaciones 4, 12 y 15

caracterizado porque

20

los números enteros n_i para las combinaciones plenamente geométricas se seleccionan de las cuaternas

25

(0, 1, -3, 2), (1, -4, 1, 2), (0, 0, 1, -1)
 (0, 1, -2, 1), (1, -4, 2, 1), (1, -3, -1, 3)
 (0, 1, -1, 0), (-3, 1, 0, 3), (1, -3, 0, 2)
 (0, 1, 0, -1), (0, 2, -3, 1), (1, -3, 1, 1)
 (0, 1, 1, -2), (-3, 1, 2, 1), (1, -3, 2, 0)
 (1, -2, -1, 2), (0, 2, -1, -1), (1, -3, 3, -1)
 (1, -2, 0, 1), (1, -1, -3, 3), (-3, 2, 1, 1)
 (1, -2, 1, 0), (1, -1, -2, 2), (0, 3, -2, -1)
 (1, -2, 2, -1), (1, -1, -1, 1), (0, 3, -1, -2)
 (1, -2, 3, -2), (1, -1, 0, 0).

30

18. El procedimiento según una cualquiera de las Reivindicaciones 1 a 11

caracterizado porque

35

$N = 3$ y las señales portadoras son las bandas L1, L2 y L5 del sistema Galileo.

19. El procedimiento según la Reivindicación 18

caracterizado porque

40

los números enteros n_i para las combinaciones sin geometría se seleccionan de las ternas

(5, -39, 40), (5, -16, 10), (0, 23, -24), (5, 7, -14), (10, -9, -4), (15, -25, 6) (15, -2, -18).

45

20. Un dispositivo de navegación para un sistema global de satélites de navegación

caracterizado porque

50

el dispositivo está dispuesto para llevar a cabo un procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 19.

FIG 1

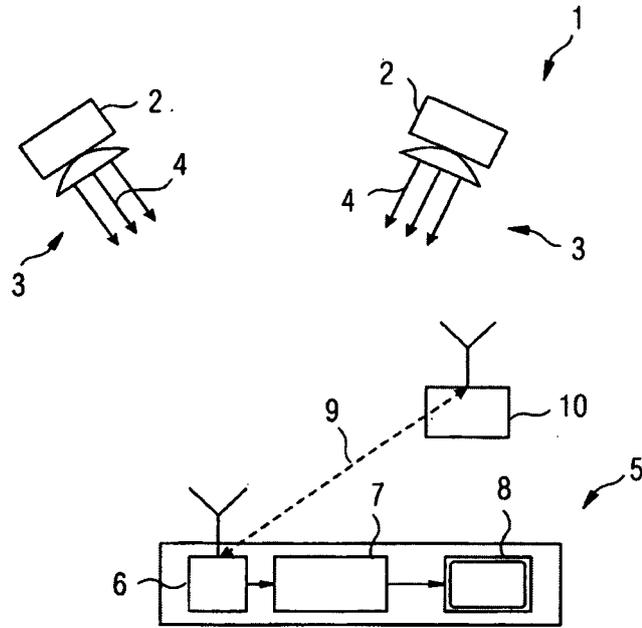


FIG 2

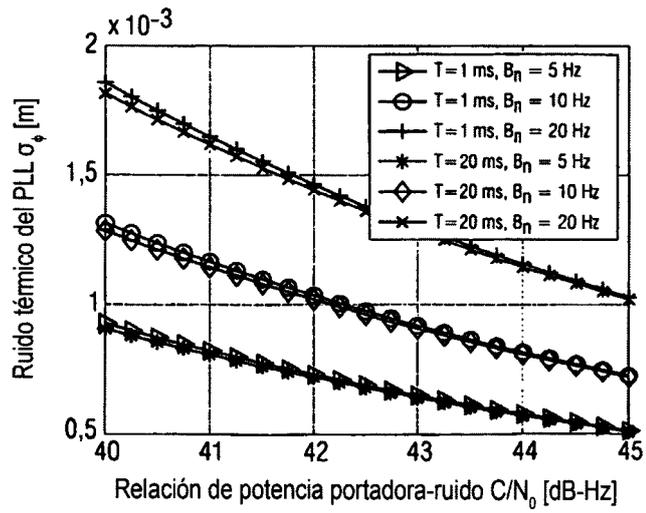


FIG 3

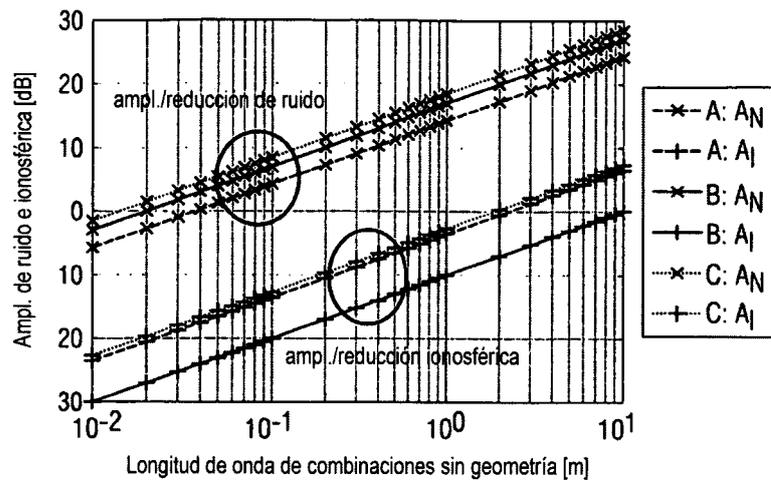


FIG 4

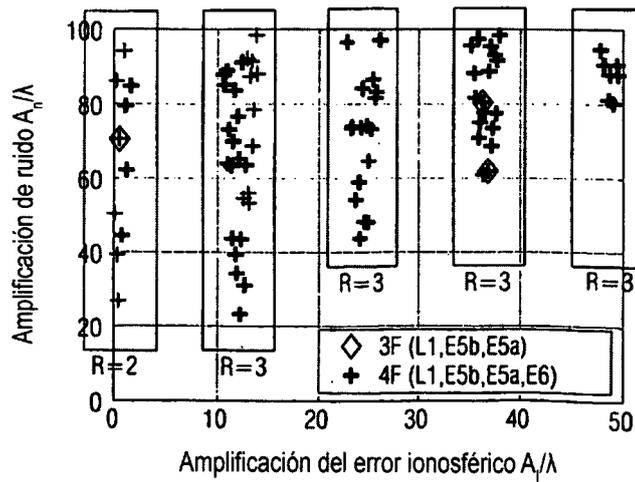


FIG 5

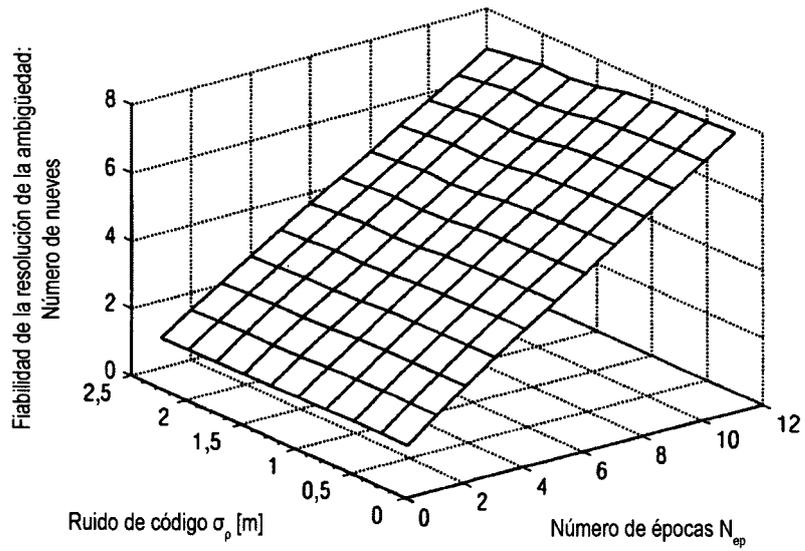


FIG 6

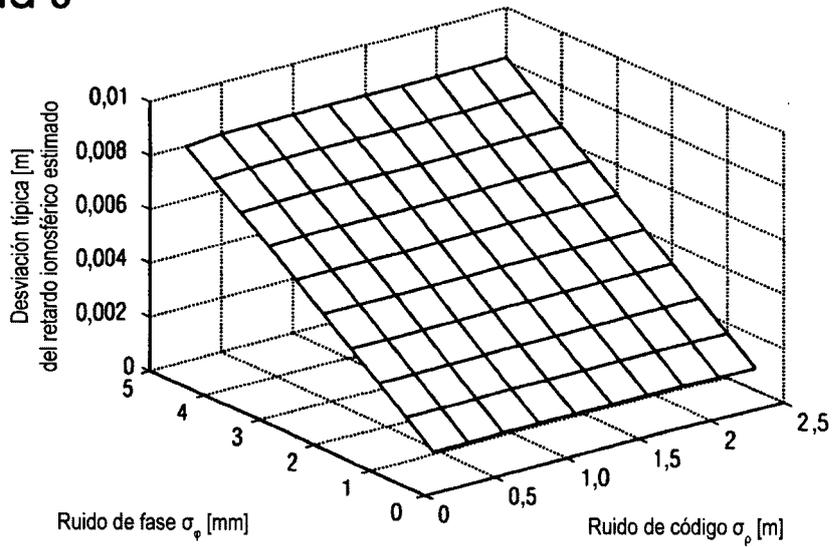


FIG 7

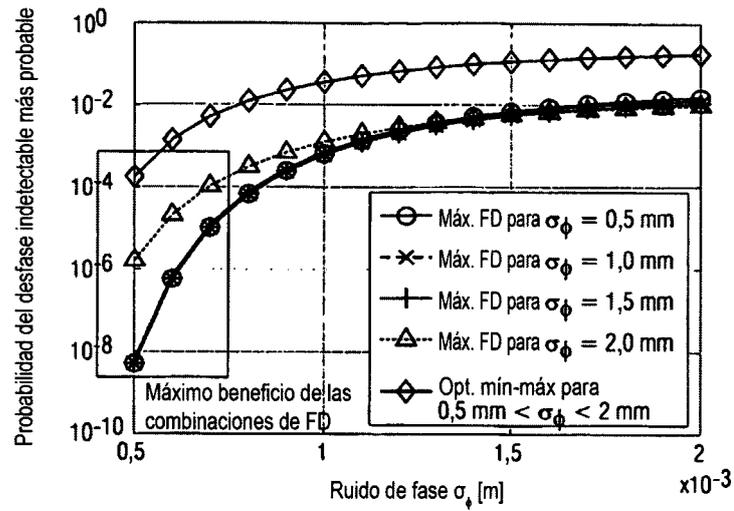


FIG 8

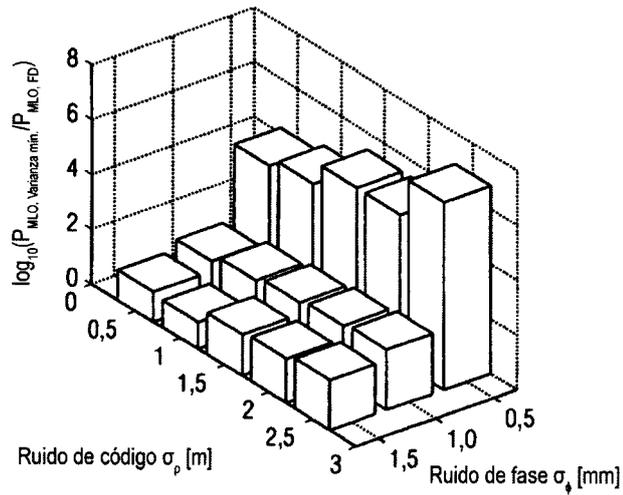


FIG 9

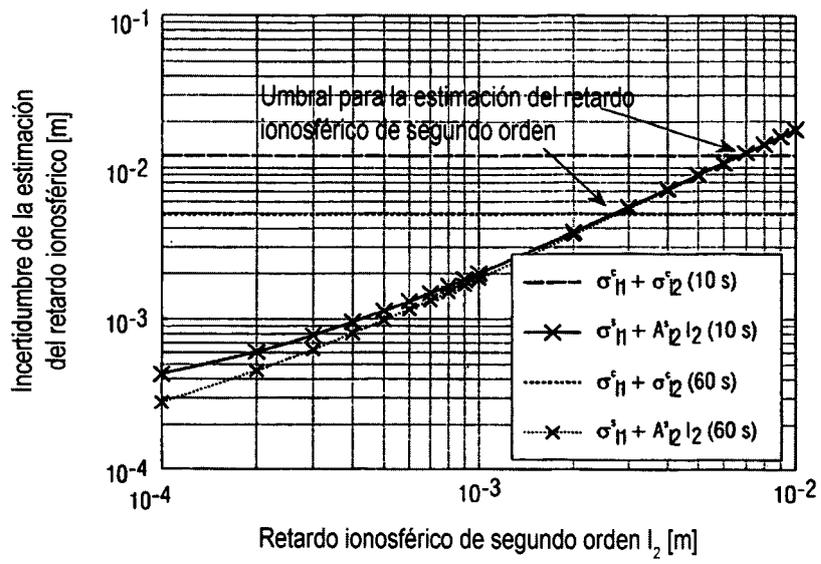


FIG 10

