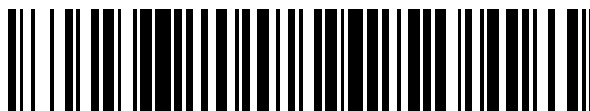


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 526 444**

51 Int. Cl.:

H04K 3/00 (2006.01)

G01S 5/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.10.2007** **E 12159261 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.12.2014** **EP 2466327**

54 Título: **Aparato y método para localizar la fuente de una señal desconocida**

30 Prioridad:

28.10.2006 GB 0621486

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

12.01.2015

73 Titular/es:

KRATOS INTEGRAL HOLDINGS, LLC. (100.0%)
4820 Eastgate Mall, Suite 200
San Diego CA 92121, US

72 Inventor/es:

HAWORTH, DAVID PATRICK

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 526 444 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

Aparato y método para localizar la fuente de una señal desconocida

La invención se refiere a un aparato y método para localizar la fuente de una señal desconocida.

- 5 Existe una necesidad cada vez mayor de localizar de manera precisa transmisores desconocidos que interfieren con los enlaces ascendentes hacia sistemas de comunicaciones de satélites geosíncronos. Teóricamente son posibles varias técnicas para localizar una transmisión mediante la detección directa de la transmisión de enlace ascendente, por ejemplo, utilizando una o más aeronaves. La técnica anterior ha evolucionado para hacer uso de las señales en el enlace descendente del satélite para estimar la ubicación de la interferencia.
- 10 Un trabajo anterior en los Estados Unidos (MIT LL first report, Hutchinson, W, K, Pelletier, R J. Siegal D A, "RFI-Source Location", MIT LL TN 1979-29 (Rev. 1) 31 de Marzo de 2000) sobre sistemas de satélite que operan a frecuencias Ultra Altas (UHF – Ultra High Frequencies, en inglés) establecía que ubicaciones con una precisión útil podrían ser alcanzadas utilizando mediciones en el enlace descendente de un solo satélite, siempre que la frecuencia y/o la amplitud de la señal fuese estable sobre un periodo de tiempo extendido. No obstante, muchas situaciones de la vida real no satisfacían estos criterios.
- 15 El trabajo de Chestnut (Chestnut P C, "Emitter Location using TDOA and Differential Doppler", IEEE Trans., AES-18, (2), 1982) establecía que podrían utilizarse combinaciones de Diferencia de Tiempo de Llegada (TDOA – Time Difference Of Arrival, en inglés) y de Diferencia de Frecuencia de Llegada (FDOA – Frequency Difference Of Arrival, en inglés) de señales recibidas en dos o más receptores aéreos para localizar geográficamente la fuente de una señal.
- 20 El trabajo de Stein (Stein S, "Algorithms for Ambiguity Function Processing, IEEE Trans., ASSP-29, (3), 1981) establecía técnicas para el procesamiento de la correlación de pre-detección basadas en el cálculo de la Función de Ambigüedad Cruzada (CAF – Cross Ambiguity Function, en inglés) que permitía que se midiesen TDOA y FDOA. Esta técnica permitía que TDOA y FDOA fuesen medidas incluso aunque el nivel de la señal pudiese estar por debajo del nivel de ruido del satélite en uno o en los dos satélites. Stein describe el proceso de interpolación de
- 25 picos, la ganancia del procesamiento y los errores en la medición de TDOA y FDOA. Se describen un procesamiento Grosero y Fino. El impacto de cambiar la geometría y de la subsiguiente modificación del planteamiento de la CAF se presentan a grandes rasgos. Un planteamiento a priori para la estimación del error de medición se presenta basándose en la medición de parámetros de señal en la entrada al proceso de correlación.
- 30 Un subsiguiente trabajo en los Estados Unidos (MIT LL second report, Kaufmann J E, Hutchinson W K, "Emitter Location with LES-8/9 Using Differential Time-of-Interval and Differential Doppler Shift", Technical Report 698 (Rev. 1) 31 de Marzo de 2000) demostraba la utilidad de los planteamientos de Chestnut y Stein utilizando parejas de satélites especialmente equipados que operan en UHF en longitudes bien separadas y en órbitas geosíncronas inclinadas. Esta particular configuración de órbitas era buena para adaptarse al tipo de señales encontradas, que eran típicamente señales de banda estrecha (de pocos kHz de amplitud) presentes en los canales del satélite de
- 35 UHF. Además, la órbita inclinada de los satélites podría ser determinada con una precisión tal que la contribución de los errores de efemérides a la TDOA y especialmente a la FDOA fuese mínima.
- La emergencia del Captain Midnight alertó a los operadores del satélite comercial del problema de interferencias con los canales de comunicación del satélite (Marcus M J, "Satellite Security: legacy of Captain Midnight", Telecommun., Junio de 1987, pp61-66).
- 40 La Patente de US 5.008.679 describe un método y un sistema para localizar un transmisor desconocido. Esta patente describe la técnica de localizar un interferidor basándose en la medición de TDOA y FDOA en los enlaces descendentes de un satélite interferido y en un satélite adyacente. Esta técnica es particularmente aplicable a la operación de satélites en las bandas C y Ku donde satélites adyacentes operan con aproximadamente la misma frecuencia de traslación. La correlación cruzada de pre-detección utilizando un correlacionador de hardware se
- 45 utiliza para detectar señales que son débiles en uno o en los dos canales del satélite. Adicionalmente la calibración de las desviaciones de frecuencia del transpondedor del satélite en tiempo real mediante la observación simultánea de los transmisores de una ubicación conocida mejoraba la precisión de la ubicación determinada. Los errores de medición son estimados determinando la varianza de múltiples mediciones, es decir, en un planteamiento a posteriori.
- 50 La Patente de US 5.594.452 describe otro método y sistema para localizar un transmisor desconocido pero utilizando fases de un oscilador calibrado. En este planteamiento una banda de frecuencias que contiene una señal de calibración de fase y una o más de una señal desconocida y de señales de calibración de posición son correlacionadas utilizando un correlacionador de hardware y una función de fase derivada basándose en la correlación cruzada aislada de la señal de calibración de fase. La función de fase es aplicada a las señales
- 55 desconocidas y posiblemente a otras de calibración de posición. La aplicación de la función de calibración de fase ajusta las correlaciones en las señales desconocidas y de calibración de posición y permite una determinación más precisa de FDOA, lo que resulta en ubicaciones más precisas.

La Patente de US 6.018.312 describe técnicas para solucionar las limitaciones en la patente de US 5 008 679 y la patente de US 5 594 452 para proporcionar una ubicación del transmisor calibrada en fase y posición. Se describen la separación coherente de los canales de objetivo y de referencia antes de la correlación así como los beneficios en la reducción del error de efemérides en el uso de señales de referencia de ubicación conocidas. No obstante, el método de ubicación geográfica iterativo descrito en la patente de US 6 018 312 no es incondicionalmente convergente para ciertas geometrías. Para estas geometrías, el conjunto de puntos que posiblemente satisfacen las observaciones cubren una región extendida. El proceso de iteración previamente descrito puede fallar en converger hacia una solución viable en estas circunstancias.

Griffin C et al: "Interferometric radio-frequency emitter location" IEE PROCEEDINGS: RADAR, SONAR & NAVIGATION, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, GB. Vol. 149, nº 3, 3 de Junio de 2002 (2002-06-03), páginas 153-160, XP006018390 ISSN: 1350-2395, describe un método de acuerdo con la porción pre-caracterizadora de la Reivindicación 1.

El documento US 2002/0070889 A1 describe un método de localizar la fuente de una señal desconocida recibida por una pluralidad de repetidores de satélites que comprende recibir réplicas de las señales desde los repetidores de los receptores.

SHIN D C ET AL.: "Complex ambiguity functions using non-stationary higher order cumulant estimates". IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING USA, vol. 43, no. 11, Noviembre 2005 (2005-11), páginas 2649 – 2664, XP007904347, describe funciones de ambigüedad complejas que utilizan estimaciones de acumulador de orden superior no estacionario.

Un objeto de la invención es proporcionar un método mejorado para localizar la fuente de una señal desconocida. De acuerdo con un primer aspecto de la invención, este objeto se alcanza mediante un método de localizar la fuente de una señal desconocida, de acuerdo con la reivindicación 1.

Además de proporcionar una ubicación fiable, el método proporciona un planteamiento de correlación eficiente y escalable que no está limitado por el número de circuitos de retardo en un planteamiento de hardware. El método minimiza los requisitos de almacenamiento de memoria del ordenador y permite velocidades de procesamiento similares a las de los correladores de hardware dedicados. Otra ventaja es que el método permite el uso de una arquitectura de Ordenador Personal de propósito general para facilitar el procesamiento paralelo de señales consiguiendo con ello un aumento en la velocidad de procesamiento o la posibilidad de procesar más señales en un tiempo disponible dado, por ejemplo, para llevar a cabo compensación de efemérides.

Un desfase diferencial para la señal desconocida, y su error, pueden ser evaluados con respecto a los repetidores de señal primero y segundo y a los receptores primero y segundo respectivamente, en cada tiempo m.

Para corregir las posiciones y velocidades cambiantes de los repetidores de señal, los valores de $DTO_m(\alpha, \beta)$ y/o de $DFO_m(\alpha, \beta)$ como puede ser el caso, se calculan preferiblemente mediante las etapas de:

(i) calcular los valores de $DSR_m(\alpha, \beta)$ correspondientes del intervalo de oblicuidad diferencial y/o los valores de $DSRR_m(\alpha, \beta)$ correspondientes de la tasa de intervalo de oblicuidad diferencial utilizando el conocimiento de las posiciones y velocidades de los repetidores;

(ii) aplicar respectivas correcciones a los valores calculados en la etapa (i) para tener en cuenta errores de efemérides;

(iii) convertir los valores corregidos generados en la etapa (ii) en valores de desfase de tiempo diferencial $DTO_m(\alpha, \beta)$ y/o de desfase de frecuencia diferencial $DFO_m(\alpha, \beta)$ como puede ser el caso.

Las correcciones $\delta DSR_m(\alpha, \beta)$ a los valores de $DSR_m(\alpha, \beta)$ calculados del intervalo de oblicuidad diferencial pueden ser establecidas mediante las etapas de:

(i) interpolar en el tiempo las correcciones $\delta DSR_m(\alpha_i, \beta_i)$ ($i = 1$ a N) para un tiempo m para cada uno de los N transmisores de referencia con base en la tierra que tienen ubicaciones conocidas (α_i, β_i) ; y

(ii) interpolar en el espacio una corrección $\delta DSR_m(\alpha, \beta)$ para una ubicación (α, β) deseada utilizando las N correcciones generadas en la etapa (i), donde $N=3$.

Las correcciones $\delta DSR_m(\alpha, \beta)$ pueden ser obtenidas mediante el uso de dos calibradores de posición y de un calibrador de fase.

La interpolación en el tiempo de una corrección $\delta DSR_m(\alpha_i, \beta_i)$ para el transmisor de referencia i-ésimo para un tiempo m es llevada a cabo preferiblemente mediante las etapas de:

(i) medir y calcular un intervalo de oblicuidad diferencial para el citado transmisor de referencia en una serie de n veces t_j ($j = 1$ a n) y tomar la diferencia entre los correspondientes valores medidos y calculados para generar una serie de j correcciones conocidas $\delta DSR_{tj}(\alpha_i, \beta_i)$ ($j = 1$ a n);

(ii) utilizar los datos generados en la etapa (i) para obtener

- 5 (a) la corrección $\delta DSR_{t0}(\alpha_i, \beta_i)$ y la tasa del cambio de la corrección $\frac{\partial}{\partial t} \delta DSR_{t0}(\alpha_i, \beta_i)$ en un origen conocido del tiempo t_0 ; y
- (b) componentes en fase $\delta DSR_I(\alpha_i, \beta_i)$ y en cuadratura $\delta DSR_Q(\alpha_i, \beta_i)$ de la oscilación sinusoidal de la corrección de DSR, y por ello,
- (c) una expresión general para $\delta DSR_t(\alpha_i, \beta_i)$ en función del tiempo t ; y

- 10 (iii) establecer $t=m$. Preferiblemente $n \geq 4$ para permitir un ruido continuo, y por ello una mayor precisión en la interpolación.

La interpolación en el espacio de los valores de $\delta DSR_m(\alpha_i, \beta_i)$ ($i = 1$ a N) para generar una corrección $\delta DSR_m(\alpha, \beta)$ para una posición (α, β) es preferiblemente llevada a cabo mediante las etapas de:

(i) utilizar los valores de $\delta DSR_m(\alpha_i, \beta_i)$ para obtener

- 15 (a) una corrección $\delta DSR_m(\alpha_0, \beta_0)$ en un origen en el espacio conocido (α_0, β_0) ; y
- (b) velocidades de cambio en el espacio de la corrección δDSR_m en el origen (α_0, β_0) ;
- (ii) utilizar los resultados de (i) para obtener una expresión general para $\delta DSR_m(\alpha, \beta)$ en función de la posición (α, β) ; y
- (iii) evaluar $\delta DSR_m(\alpha, \beta)$ para una posición deseada (α, β) de la matriz.

- 20 Donde los repetidores están comprendidos en respectivos satélites, las velocidades de cambio en el espacio son

$$\left. \frac{\partial}{\partial u_y} \delta DSR_m \right|_{\alpha_0, \beta_0} ; \left. \frac{\partial}{\partial u_z} \delta DSR_m \right|_{\alpha_0, \beta_0}$$

- 25 siendo u_y , u_z las componentes y y z respectivamente de un vector de unidad desde la posición media del satélite hasta un punto en la tierra en un sistema de coordenadas en el que el eje x pasa por el centro de la Tierra y la posición media del satélite, el eje z pasa por el centro de la Tierra y el Polo Norte y el eje y sigue la regla de la mano derecha junto con los ejes x y z .

Para proporcionar un ruido continuo y una mayor precisión, el número N de transmisores de referencia es preferiblemente mayor de cuatro, o incluso más preferiblemente mucho mayor de cuatro.

Las correcciones $\delta DSR_m(\alpha, \beta)$ a los valores de $DSR_m(\alpha, \beta)$ calculados de la tasa de intervalo de oblicuidad diferencial pueden ser establecidas utilizando métodos similares.

- 30 Convenientemente, los valores de DTO_m medidos del desfase de tiempo diferencial y/o los valores medidos de DFO_m del desfase de frecuencia diferencial se obtienen convirtiendo los correspondientes valores de DSR_m medidos del intervalo de oblicuidad diferencial y/o los correspondientes valores de $DSRR_m$ de la tasa de intervalo de oblicuidad diferencial respectivamente.

- 35 En la práctica, los valores de $DSRR_m$ medidos de la tasa de intervalo de oblicuidad diferencial son obtenidos más fácilmente midiéndolos con respecto a la tasa de intervalo de oblicuidad diferencial de un transmisor de calibración con base en la tierra de una ubicación conocida. En este caso, los valores de $DSRR_m(\alpha, \beta)$ son calculados con respecto a esta tasa de intervalo de oblicuidad diferencial.

- 40 Los valores de DTO y/o de DFO para la señal desconocida se obtienen de manera conveniente mediante el procesamiento de la función de ambigüedad cruzada (CAF – Cross Ambiguity Function, en inglés). Esto puede lograrse encontrando primero un valor de DTO y un valor de DFO grosero para un transmisor de referencia de una ubicación conocida mediante las etapas de:

- (i) muestrear la señal de referencia en los receptores primero y segundo respectivamente en una serie de tiempos para generar muestras de señal primera y segunda de la señal de referencia;
- (ii) aplicar un desfase de frecuencia a la segunda muestra de señal;

(iii) aplicar cada una de las series de desfases de tiempo a las muestras de la segunda señal y calcular una función de ambigüedad cruzada (CAF – Cross Ambiguity Function, en inglés) para las muestras de la señal primera y segunda para cada desfase de tiempo;

5 (iv) aplicar otros desfases de frecuencia a las muestras de la segunda señal y repetir la etapa (iii) para cada uno de tales desfases; y

(v) encontrar los valores del desfase de tiempo y el desfase de frecuencia correspondientes al mayor valor de la CAF.

Los valores de DTO y de DFO para la señal desconocida pueden ser obtenidos mediante las etapas de:

10 (i) mostrar la señal desconocida en los receptores primero y segundo respectivamente en una serie de tiempos para generar pluralidades de muestras primera y segunda de la señal desconocida;

(ii) aplicar el desfase de frecuencia y el desfase de tiempo a la segunda muestra de la señal con respecto a la primera aplicando la DFO grosera y la DTO de la señal de referencia; y

(iii) evaluar la CAF para una serie de desfases de tiempo y de frecuencia.

15 Los recursos de cálculo necesarios para el procesamiento de la CAF se reducen mucho si el procesamiento de la CAF se lleva a cabo mediante las etapas de

(i) muestrear la señal en los receptores primero y segundo respectivamente para generar primera y segunda muestras de la señal;

(ii) dividir las muestras de la señal primera y segunda en series primera y segunda de bloques de datos;

20 (iii) tomar una pareja de bloques de datos, teniendo el par un primer bloque de datos de la primera serie y un segundo bloque de datos correspondiente de la segunda serie;

(iv) aplicar un desfase de frecuencia a los datos del segundo bloque de datos;

(v) transformar los datos de los bloques de datos primero y segundo al dominio de la frecuencia aplicando una FFT;

(vi) aplicar un desfase de tiempo a los datos del segundo bloque de datos;

25 (vii) multiplicar el conjugado complejo de los datos del primer bloque y los correspondientes datos del segundo bloque para formar un tercer bloque de datos;

(viii) transformar los datos del tercer bloque en el dominio del tiempo aplicando una FFT inversa a cada bloque; y

30 (ix) repetir las etapas (iii) a (viii) para los pares de bloques de datos restantes, teniendo cada par un primer bloque de datos de la primera serie y un correspondiente segundo bloque de datos de la segunda serie.

Por ejemplo, el procesamiento de la CAF puede ser llevado a cabo utilizando un ordenador personal estándar.

La localización de la señal desconocida puede ser también llevada a cabo utilizando las etapas de:

(i) para cada uno de una serie de tiempos m , muestrear la señal desconocida en receptores primero y segundo por medio de repetidores primero y segundo respectivamente;

35 (ii) generar una serie correspondiente de m superficies de CAF;

(iii) para una latitud α y longitud β dadas, calcular los desfases de tiempo y frecuencia diferenciales DTO_m , DFO_m en cada tiempo m , encontrar el valor de CAF_m en la superficie de la CAF asociado en cada tiempo m , y los correspondientes valores de SNR_m de la relación de señal a ruido; y

(iv) evaluar el valor de chi al cuadrado

$$\chi^2(\alpha, \beta) = - \sum_m SNR_m CAF_m .$$

40 La degradación de fase a ruido de la correlación en la dirección del DFO durante el procesamiento de la CAF puede reducirse llevando a cabo las etapas de:

(i) aplicar un factor de ponderación de un nivel lineal bajo a los puntos que se encuentran fuera de una ventana que rodea el pico de una superficie de la CAF generada a partir de las muestras de la señal que se origina en una posición dada, para generar una función CAF modificada;

5 (ii) aplicar una FFT al dominio de la frecuencia y una FFT inversa al dominio del tiempo de la función CAF modificada y una función CAF generada a partir de muestras de la señal desconocida para generar superficies $\tilde{A}_R(f, t), A_U(f, t)$ respectivamente;

(iii) generar la función del producto $p(f, t) = \tilde{A}_R^*(f, t) A_U(f, t)$;

(iv) aplicar a la función p (f, t) una FFT inversa al dominio del retardo y una FFT al dominio de la frecuencia para generar una CAF normalizada; y

10 (v) utilizar la CAF normalizada para encontrar las diferencias de tiempo y de frecuencia de llegada para la señal desconocida y los errores de medida asociados con ellas.

Los cambios en los valores del DTO y del DFO resultantes del movimiento de los repetidores de la señal pueden ser compensados llevando a cabo las etapas de:

(i) introducir un retardo variable en los desfases de tiempo utilizados para calcular una función CAF; y

15 (ii) estimar una fase total para rutas respectivas de la señal a través de los repetidores de señal primero y segundo en tiempos de bloque específicos basándose en la posición dada.

Se describen a continuación realizaciones de la invención sólo a modo de ejemplo y con referencia a los dibujos que se acompañan, en los cuales:

- | | | |
|----|---------------------|--|
| 20 | la Figura 1 | ilustra la propagación de señal entre transmisores con base en la Tierra, repetidores de satélite y receptores con base en la Tierra; |
| | la Figura 2 | es un diagrama esquemático del sistema de localización de un transmisor de la invención junto con los transmisores con base en la Tierra asociados y los repetidores de satélite; |
| | la Figura 3 | muestra los circuitos detallados de un repetidor de satélite en la Figura 2; |
| | la Figura 4 | muestra los circuitos detallados de un sistema de adquisición del sistema de la Figura 2; |
| 25 | la Figura 5 | muestra la parte con base en la Tierra del sistema de la Figura 2 con más detalle; |
| | la Figura 6 | ilustra la estabilidad en frecuencia de un oscilador de alto rendimiento obtenido de un GPS típico; |
| | la Figura 7 | muestra un ejemplo de una superficie de la función de ambigüedad cruzada generada durante el procesamiento de la señal llevado a cabo por el sistema de la Figura 2; |
| 30 | la Figuras 8a & 8b | muestran vistas de planta de la superficie de la Figura 7; |
| | la Figura 9 | ilustra la calibración en fase de la superficie de una función de ambigüedad cruzada; |
| | la Figura 10 | muestra superficies de ambigüedad de ejemplo para señales de referencia y desconocidas; |
| 35 | la Figura 11 | ilustra el desfase en el Desfase de Frecuencia Diferencial (DFO – Differential Frequency Offset, en inglés) de una señal provocado cambiando la geometría de la Tierra - satélite; |
| | la Figura 12 | ilustra la reducción en el desfase DFO aplicando compensación de desfase; |
| | la Figura 13 | muestra una disposición de transmisores con base en la Tierra utilizados en la compensación de efemérides; |
| 40 | la Figura 14a & 14b | ilustran errores típicos entre los valores calculados y los medidos del Desfase de Tiempo Diferencial (DTO – Differential Time Offset, en inglés) y $\delta\text{DTO} / \delta t$ respectivamente; |
| | la Figura 15 y 16 | muestran ejemplos simulados de error de tiempo en el Intervalo de Oblicuidad Diferencial (DSR – Differential Slant Range, en inglés); |

- la Figura 17 & 18 ilustran errores en DSR y en la Tasa de Intervalo de Oblicuidad Diferencial (DSRR – Differential Slant Range Rate, en inglés) en función de la posición para una pareja de satélites nominalmente geoestacionarios;
- la Figura 19 & 20 ilustran la interpolación de errores de efemérides;
- 5 la Figuras 21a & 21b ilustran la medición de señales de referencia y desconocidas para su uso en la corrección de efemérides;
- la Figura 22a & 22b muestran las etapas en la ubicación geográfica de un transmisor mediante la asociación de mediciones de Diferencia de Tiempo de Llegada (TDOA – Time Difference Of Arrival, en inglés);
- 10 la Figura 23a & 23b muestran las etapas en la ubicación geográfica de un transmisor mediante la asociación de mediciones de Diferencia de Frecuencia de Llegada (FDOA- Frequency Difference of Arrival, en inglés);
- la Figura 24a-b & 25a-d muestran las etapas en la localización geográfica de un transmisor mediante la asociación de mediciones tanto de TDOA como de FDOA; y
- 15 la Figura 26a, 26b & 26c ilustran la asociación geográfica de un transmisor de acuerdo con las etapas mostradas en las Figuras 24a, 24b y 25.

En referencia a la Figura 1, un transmisor 10 desconocido situado en los Estados Unidos de América 11 se muestra en la superficie de la Tierra 12, cuyo hemisferio norte está ilustrado con el Polo Norte (no mostrado) situado en el centro. El transmisor 10 desconocido tiene un lóbulo de intensidad de radiación (no mostrado) dirigido a un primer satélite 14 en una órbita geosíncrona. Transmite una señal que se propaga a ese satélite a lo largo de una primera ruta de enlace ascendente ℓ_1^u y produce interferencias entre señales desconocidas utilizando el primer satélite 14. La frecuencia de la señal desconocida es determinada mediante un equipo de análisis de espectro (no mostrado) que monitoriza de manera rutinaria canales desconocidos del primer satélite 14. Un satélite de comunicaciones típico que opera en la banda Ku tiene 16 canales de un ancho de 36 MHz cada uno y siendo cada uno capaz de transportar 100 señales de comunicaciones. El transmisor 10 también tiene un lóbulo lateral radiactivo (no mostrado) dirigido a un segundo satélite 16 en una órbita geosíncrona, a la cual su señal se propaga a lo largo de una segunda ruta de enlace ascendente ℓ_2^u . El superíndice “u” de las referencias de ruta ℓ_1^u y ℓ_2^u denota que estas rutas se originan en el transmisor 10 desconocido.

El primer satélite 14 recibe la señal del transmisor 10 desconocido y la retransmite a lo largo de una primera ruta de enlace descendente ℓ_1^m a una primera estación de tierra con base en la Tierra o al receptor 18A dirigido a ese satélite y situado en Israel. El segundo satélite 16 también recibe la señal de transmisor desconocido y la retransmite a lo largo de una segunda ruta de enlace descendente ℓ_2^m hasta un segundo receptor 18B con base en la Tierra situado en Sudamérica 21. Aquí, el superíndice “m” denota una ruta a un receptor con base en la Tierra. Los receptores con base en la Tierra 18A y 18B serán denotados mediante la referencia 18 para indicar alguno o los dos sin diferenciación, y como 18A ó 18B según sea apropiado cuando son específicos.

La longitud de la ruta de propagación de señal total desde el transmisor 10 al primer receptor 18A es igual a la suma de las longitudes de las rutas ℓ_1^u y ℓ_1^m , y la del transmisor 10 al segundo receptor 18B es igual a la suma de las longitudes de las rutas ℓ_2^u y ℓ_2^m .

Un transmisor 22 de referencia en una posición geográfica conocida en África 23 transmite una señal de referencia a lo largo de las rutas de enlace ascendente tercera y cuarta ℓ_1^r y ℓ_2^r a los satélites primero y segundo 14 y 16 respectivamente; aquí el superíndice “r” denota la transmisión desde el transmisor de referencia 22. El transmisor de referencia 22 es seleccionado de los que utilizan el canal de comunicaciones asociado con uno de los satélites 14, 16. Los satélites 14, 16 retransmiten la señal de referencia a los receptores 18 a lo largo de las rutas de enlace descendente ℓ_1^m y ℓ_2^m respectivamente.

45 En referencia ahora también a la Figura 2, el sistema de localización de un transmisor de la invención se muestra en forma esquemática y se indica de manera general por 30. El transmisor desconocido 10, el transmisor de referencia 22 y los receptores 18A, 18B se indican mediante símbolos de antena. Los satélites 14, 16 se indican mediante rectángulos. Los receptores 18A, 18B están conectados respectivamente a los sistemas de adquisición primero y

segundo 32A, 32B, cada uno de los cuales procesa las señales desconocida (U – Unknown, en inglés) y de referencia (R) en unidades de canal separadas que se describen con más detalle a continuación. Los sistemas de adquisición 32A, 32B están conectados a un sistema de control y a una unidad de ordenador de procesamiento centrales (no mostrados) en un sitio de procesamiento 34 a través de una red de área 36.

Los circuitos de los satélites 14, 16 se muestran en la Figura 3. Cada satélite 14, 16 comprende un contenedor 50 en el cual está montada una antena de recepción (de enlace ascendente) 52 y una antena de transmisión (de enlace descendente) 54. La antena de recepción 52 está conectada a un amplificador de bajo ruido 56, que está a su vez conectado a un mezclador 58 que recibe una entrada de oscilador local de un oscilador de traslación de frecuencia 60. La frecuencia del oscilador local es 1,5 GHz. El mezclador 58, en consecuencia, produce un desfase hacia abajo de la frecuencia de 1,5 GHz en las señales recibidas en los satélites 14, 16. La salida del mezclador 58 pasa a un filtro de paso de banda 62 y a continuación a un amplificador de potencia 64 que proporciona una alimentación de señal a la antena de transmisión 54.

Aunque esta realización específica describe la misma frecuencia del oscilador local para los dos satélites 14, 16, esto no es necesario. Otra realización podría incluir un primer satélite con una frecuencia de traslación de 1,5 GHz y un segundo satélite con una frecuencia de traslación de 2,25 GHz, por ejemplo.

En referencia ahora también a la Figura 4, los circuitos del sistema de adquisición 32A se muestran con más detalle. El sistema de adquisición 32A comprende dos unidades de canal 32UA, 32RA y un receptor 100A de Sistema de Localización con Global (GPS – Global Positioning System, en inglés) con una antena 102A que conecta el receptor 100A a uno o más satélites de GPS (no mostrados) para el suministro de señales de sincronización. El GPS consiste en un número de satélites desplegados en el espacio y desde los cuales tales señales están disponibles. El receptor 100A de GPS tiene una entrada de control 104A junto con salidas 106A y 108A para señales de sincronización (t – timing, en inglés) y frecuencia (fr) respectivamente, siendo estas señales utilizadas por las unidades de canal 32UA, 32RA durante el muestreo de la señal. Las dos unidades de canal 32UA, 32RA procesan las señales desconocida y de referencia respectivamente. La unidad de canal 32RA tiene una estructura idéntica a la de la unidad de canal 32UA; los elementos de la unidad de canal 32UA están referenciados a continuación utilizando signos de referencia iguales a los utilizados para marcar elementos correspondientes de la unidad de canal 32UA excepto porque los sufijos UA son reemplazados por los sufijos RA según sea apropiado. La salida 106A en realidad representa dos salidas que están cada una conectada a una respectiva unidad de canal 32UA, 32RA del sistema de adquisición 32A.

Como se muestra en la Figura 2, el receptor 18B se ha asociado con su sistema de adquisición 32B. El sistema de adquisición 32B tiene una estructura idéntica a la del sistema de adquisición 32A y comprende un receptor 102B de GPS y dos unidades de canal 32UB, 32RB. Las unidades de canal 32UB, 32RB tienen cada una una estructura idéntica a la de la unidad de canal 32UA mostrada en la Figura 4; los elementos de las unidades de canal 32UB, 32RB están referenciados a continuación utilizando signos de referencia iguales a los utilizados para marcar los correspondientes elementos de la unidad de canal 32UA excepto porque los sufijos UA son reemplazados por los sufijos UB o RB según sea apropiado.

Puesto que hay dos sistemas de adquisición 32A, 32B, existen en consecuencia cuatro unidades de canal 32UA, 32RA, 32UB, 32RB individuales, cada una de las cuales puede tener un tiempo de inicio T diferente en el cual se inicia el muestreo de la señal. Las señales de sincronización y de frecuencia asociadas con los dos receptores 18A, 18B se denotan t_A , fr_A y t_B , fr_B respectivamente, y son muy similares pero no necesariamente idénticas. Esto es porque los transmisores desconocido 10 y de referencia 22 pueden estar situados tan lejos uno de otro sobre la superficie de la Tierra que tienen acceso a diferentes partes del GPS. En consecuencia, las señales del receptor 18A no están en coherencia de fase con las señales del receptor 18B, y es una ventaja de la invención el que no se requiera tal coherencia.

Las entradas de control 104A, 104B del receptor 100A, 100B del GPS están conectadas a respectivos ordenadores personales anfitriones locales 105A, 105B que les proporcionan señales de control. La frecuencia de la señal fr es 5 MHz. La señal de sincronización t controla el muestreo de la señal en el procedimiento de localizar un transmisor desconocido, como se describirá con más detalle a continuación. Como la señal de frecuencia fr, es generada por los receptores 100A, 100B del GPS a partir de las señales que recibe del GPS. Para comenzar el procedimiento de localizar un transmisor desconocido, los ordenadores 105A, 105B envían instrucciones a las respectivas entradas de control 104A, 104B indicando un tiempo de inicio; cuando el GPS indica que este tiempo ha ocurrido, los receptores 100A, 100B del GPS inician la generación de la señal de sincronización como una serie de impulsos, donde impulsos adyacentes tienen una diferencia de tiempo Δt constante. El intervalo Δt de sincronización es el mismo para las dos unidades de adquisición 32A, 32B. Los ordenadores 105A, 105B obtienen el tiempo de cualquier muestra de señal tomada en respuesta a la señal de sincronización desde hacia $+j\Delta t$, donde t_0 es el tiempo de inicio y j es el número de muestra.

En referencia a la Figura 4, las señales de salida del receptor 18A pasan a un amplificador de bajo ruido 110UA y a continuación a un mezclador 112UA, que recibe una señal de entrada del oscilador local desde un oscilador 114UA. El oscilador 114UA está conectado al 116UA a la salida del receptor 108A de GPS, y está bloqueado en fase a la

frecuencia fr. El oscilador 114UA y el mezclador 112UA están integrados juntos con electrónica de control e interfaces en un convertidor de reducción 111UA de microondas. Los osciladores 114UA, 114RA asociados con el receptor 18A tienen frecuencias de 12,365 GHz y 12,375 GHz respectivamente. Los osciladores 114UB, 114RB asociados con el receptor 18B tienen frecuencias de 12,365125 GHz y 12,375125 GHz respectivamente.

El desfase entre los osciladores 114UA, 114RA y 114UB, 114RB reduce significativamente la diafonía entre las señales, que si no producirían correlaciones falsas durante el procesamiento de la señal (específicamente, en el cálculo de la función de ambigüedad cruzada (CAF – Cross Ambiguity Function) y que confundirían si no las medidas de la diferencia de tiempo de llegada (TDOA – Time Difference Of Arrival, en inglés) y la diferencia de frecuencia de llegada (FDOA – Frequency Difference Of Arrival, en inglés) para las señales de referencia y desconocida recibidas en los dos receptores 18A, 18B a través de los respectivos satélites 14, 16, como se explicará a continuación. La necesidad de un desfase de 125 kHz en los IFs de los sistemas de adquisición 32A, 32B surge cuando los receptores 18A, 18B están situados en el mismo sitio. Cuando los receptores 18A, 18B están en sitios con una significativa separación en el espacio, y por lo tanto un grado de aislamiento significativo en los IF que se están utilizando, no es necesario incluir el desfase de 125 kHz. No obstante, puede resultar apropiado, para la simplificación del software, mantener los 125 kHz de desfase. En la otra descripción de la realización específica, se asumirá que el desfase de 125 kHz se mantiene.

El receptor 18A se divide en dos canales correspondientes a las unidades de canal 32UA, 32RA. Asimismo el receptor 18B se divide en dos unidades de canal 32UB, 32RB. El Canal 32UA se tomará como el típico de los canales. Las unidades de canal 32UA, 32RA combinadas con el receptor 100A de GPS y el PC de adquisición 105A constituyen la unidad de adquisición 32A. De manera similar la unidad de adquisición 32B comprende las unidades de canal 32UB, 32RB y un receptor 100B de GPS.

Las señales de salida del convertidor de reducción 111UA de microondas están centradas en 140 MHz y el convertidor de reducción tiene un ancho de banda de 72 MHz. Una unidad de acondicionamiento de señal 131UA que comprende un filtro 130UA y un amplificador de ganancia variable 132UA filtra la salida de 140 MHz en un ancho de banda de 5 MHz centrados en 140 MHz. El ancho de banda del filtrado no es crítico pero es suficientemente ancho para acomodar el mayor ancho de banda que está previsto que sea digitalizado en el ADC 134UA. Además, el ancho de banda de 5 MHz es suficiente para acomodar un desfase de 125 kHz entre canales con una degradación de señal mínima. El amplificador de ganancia variable 132UA es capaz de ajustar el nivel de la señal de salida en el ADC 134UA para hacer un uso completo del intervalo dinámico del ADC 134, y para que la señal no se pierda entre el ruido de discretización (que sea demasiado débil) o se distorsione por saturación del digitalizador (que sea demasiado fuerte).

El ADC 134UA es un dispositivo de alta velocidad, alta estabilidad, de 12 bits. Tiene una entrada de sincronización 136A conectada a la salida 106A del receptor de GPS, desde la cual recibe la señal de sincronización t. A la recepción de cada impulso de la señal de sincronización, el ADC 134UA produce una muestra digitalizada de la señal de salida desde el amplificador de ganancia variable 132UA. La velocidad de muestreo de la señal es un mínimo de dos veces el ancho de banda de la señal de salida y está bajo el control del ordenador anfitrión local 105UA. La entrada de frecuencia máxima al ADC 134UA está determinada por la respuesta de frecuencia de la electrónica de su ADC y es posible, por ejemplo, introducir una frecuencia máxima de 142,5 MHz, aunque se muestree la señal a la velocidad de 65 MHz, para una señal de ancho de banda de 5 MHz. En esta situación, el segundo armónico de la señal de 65 MHz es 130 MHz y se mezcla con la señal de 142,5 MHz para producir una diferencia de 12,5 MHz. La banda de frecuencias que cubre el intervalo de 137,5 MHz a 142,5 MHz es convertida a una banda de frecuencias de 7,5 MHz a 12,5 MHz. La aplicación de un filtro de paso bajo adecuado aísla el producto mezclado a la frecuencia de diferencia de otros productos mezclados. Por ejemplo, la mezcla con el 65 MHz fundamental producirá un producto mezclado con frecuencias que van de 77,5 MHz a 82,5 MHz. Asimismo la mezcla con el tercer armónico producirá un producto mezclado con frecuencias que van de 57,5 MHz a 52,5 MHz. Puede verse que estos productos son fácilmente distinguibles del producto mezclado que va de 7,5 MHz a 12,5 MHz.

La salida del ADC 134UA se divide en dos rutas. Una ruta se denomina ruta de en-fase, denotada por un sufijo I (In-phase, en inglés) y la otra ruta se denomina la ruta de en-cuadratura, denotada por un sufijo Q. A lo largo de la ruta de en-fase, la señal digitalizada es multiplicada por una onda sinusoidal generada digitalmente en un oscilador 146UA en un multiplicador 147UA. El producto es introducido a un filtro de paso bajo de frecuencia de corte variable 151UAI (conocido como un filtro de decimación) que filtra los componentes de alta frecuencia de la forma de onda del producto y reduce la velocidad de muestreo digital a un valor que es un múltiplo de la frecuencia de corte. El múltiplo de la frecuencia de corte es elegido para minimizar el solape de señales, pero es variable dependiendo de requisitos particulares. Normalmente se utiliza un múltiplo mayor de dos (siendo un múltiplo de dos la velocidad de muestreo de Nyquist). Las muestras decimadas son almacenadas en la memoria 137UAI. En la ruta Q, la salida digital del oscilador 146UA es retardada en un cuarto de un ciclo de la oscilación mediante la unidad de retardo 149UA. Esta versión retardada es multiplicada por la salida del ADC 134UA en un multiplicador 148UA. El producto es introducido en un filtro de decimación 151UAQ. Las muestras decimadas son almacenadas en la memoria 137UAQ. Aunque no se muestra con detalle en la Figura 4, los filtros de decimación 151UAI, 151UAQ y las memorias 137UAI, 137UAQ son sincronizados utilizando la señal de referencia 136A, de manera que el sincronismo de la temporización no se pierda entre las ramas I y Q. El sistema circundado por la línea de puntos 135UA está

disponible como un producto a la venta comercial. Un ejemplo tal (del cual existen varios) es el E1439 de Agilent, que toma la entrada de 70 MHz y es capaz de almacenar 300 millones de muestras de 16 bits en fase y 300 millones en cuadratura en las memorias 137UAI y 137UAQ respectivamente.

5 Los osciladores 146UA, 146RA operan a 10 MHz. Los osciladores 146UB, 146RB operan a 9,875 MHz. La diferencia de frecuencias entre los osciladores 146UA, 146RA y 146UB, 146RB está presente para desfazar la diferencia en los osciladores 114UA, 114RA y los osciladores 114UB, 114RB que es introducida para combatir la diafonía y que es necesaria si los receptores 18A y 18B está situados en el mismo sitio.

10 El uso de osciladores locales sintonizables 146UA, 146RA y de filtros de decimación ajustables 151UAI, 151UAQ asegura que se pueda conseguir que el ancho de banda de la señal digitalizada por el ADC 134UA se adapte mucho a la señal de interés. De esta manera la digitalización de un ruido extraño se minimiza. Esta falta de ruido extraño tiene un efecto beneficioso en la correlación de la señal de salida a la relación de ruido. Colectivamente, el ADC 134UA, el oscilador 146UA, los mezcladores 147UA, 148UA, los filtros 151UAI, 151UAQ y las memorias 137UAI, 137UAQ forman una unidad de digitalización 135UA.

15 Las memorias 137UAI, 137UAQ están conectadas a un ordenador personal anfitrión local 105UA mediante un bus de interfaz 145UA. El bus de interfaz 145UA es preferiblemente uno de un número de estándares comerciales utilizados para transferir datos a la memoria del ordenador personal. Uno de tales estándares es el estándar de Interconexión de componentes Periféricos (PCI – Peripheral Component Interconnect. En este caso, la unidad de digitalización 135UA probablemente ocupe un intervalo de PCI en el ordenador personal anfitrión local 105UA. Pueden utilizarse también otras interfaces tales como VXI (Versa module eurocard, eXtensions for Instrumentation) y
20 MXI (Multisystem eXtension Interface). En el ejemplo del E1439 de Agilent, la unidad de digitalización 135UA ocuparía un intervalo en un chasis VXI, ocupando el controlador del PC la ranura 0. Alternativamente una interfaz MXI podría ser utilizada ocupando la ranura 0 en el chasis VXI y conectándose a una ranura de PCI en el PC. En otra variante más, una interfaz 1394 'Firewire' del IEEE se utiliza para conectarse del bus VXI al bus de PCI típicamente contenido en el ordenador personal anfitrión local 105UA.

25 En resumen, el bus de interfaz 145UA representa uno de cualquier número de medios para transferir muestras de las memorias 137UAI, 137UAQ de la unidad de digitalización 135UA a la memoria del ordenador personal anfitrión local 105UA. En cualquier medio particular, la secuencia de las muestras se mantiene de manera que es posible determinar la relación de tiempo entre cada muestra individual y un datum relativo al tiempo de inicio global del muestreo. Este asunto se elabora más en lo que sigue. Los datos en el ordenador personal anfitrión local 105UA son
30 transferidos a un almacén de largo plazo, típicamente en el disco duro del ordenador personal. Adicionalmente, debido a una ventaja de la invención, el procesamiento de señal requerido puede ser llevado a cabo en la memoria antes de que los datos sean transferidos al almacén de largo plazo.

35 Con referencia a la Figura 5, las unidades de adquisición 32A, 32B se conectan a un sitio de procesamiento 34 utilizando una red de área. En el caso en el que el sitio de procesamiento 34 sea remoto, las unidades de adquisición 32A, 32B se conectan sobre una red de área extendida.

En la Figura 5, los elementos del sitio de procesamiento 34 se muestran con más detalle. El sitio 34 incorpora una secuencia de control central y de ordenadores de procesamiento 150 conectado a la red de área 36 y a un receptor de GPS 152 que tiene una antena 154 que se comunica con el sistema de GPS. La secuencia de ordenadores 150 se compone de uno o más ordenadores personales conectados sobre una red de área local. En la Figura 5 se ilustra
40 la situación en la que las tareas de procesamiento están distribuidas entre un número de ordenadores personales. Específicamente el ordenador 150W es el anfitrión de la Interfaz de Usuario Gráfica, el ordenador 150X lleva a cabo el procesamiento de la señal digital, el ordenador 150Y lleva a cabo el procesamiento de ubicación y el ordenador 150Z es el anfitrión de las bases de datos. En una realización alternativa, todas las funciones pueden ser alojadas en un único PC, con un aumento en el tiempo que se tarda en obtener una ubicación después de la adquisición de las señales.

45 El sistema de localización de un transmisor 30 opera como sigue. El transmisor desconocido 10 transmite una señal que produce una interferencia con las señales de un canal de comunicaciones del primer satélite 14. La frecuencia de la señal desconocida es determinada por el equipo de análisis de espectro monitorizando los canales de comunicaciones del satélite. La señal desconocida se propaga a los satélites 14, 16, donde los mezcladores 58 le reducen la frecuencia en 1,5 GHz, y es retransmitida a los receptores primero y segundo 18A y 18B respectivamente. Una señal calibradora de fase es a continuación seleccionada mediante intervención humana. Puede ser cualquier señal que esté presente en un canal de comunicaciones del primer satélite 14, la cual se origina en el transmisor que tiene un lóbulo lateral dirigido al segundo satélite 16, y la cual (preferiblemente) tiene un ancho de banda similar al de la señal desconocida tal como es determinado a partir de la monitorización del enlace descendente del satélite 14. Tiene una frecuencia que difiere de la de la señal desconocida lo suficiente para permitir
50 que estas señales sean separadas en diferentes canales. A modo de ejemplo, la señal desconocida podría tener una frecuencia central de 14,005 GHz y comprende una señal de datos de 128 kb/s. A esta señal se le reduciría la frecuencia a 12,505 GHz mediante el oscilador de traslación 60. Una señal adyacente en el mismo transpondedor es seleccionada como referencia monitorizando el espectro del enlace descendente del satélite 14. Como ejemplo, una

señal de datos de 256 kb/s podría ser identificada en el canal unos 10 MHz por encima en frecuencia de la señal desconocida, es decir, a 12,515 GHz correspondiendo a una frecuencia de transmisor de 14,015 GHz. La señal de referencia es transmitida por los satélites 14, 16 a respectivos receptores 18A, 18B.

- 5 La relación de señal a ruido en el primer satélite 14, que es el satélite de objetivo para el lóbulo principal del transmisor desconocido 10, debe asimismo ser significativamente mayor de 1, y tiene valores típicos de 5 a 15 dB. No obstante, el segundo satélite 16 debe asimismo ser asociado con señales que tienen una relación de señal a ruido muy baja, porque sólo recibe señales de potencia baja desde un lóbulo lateral del transmisor desconocido 10. Niveles tan bajos de señal son no detectables por medios convencionales, y es necesario utilizar una técnica de correlación de señal que se describe a continuación.
- 10 En general, no es necesario que la relación de señal a ruido en el primer satélite 14 sea significativamente mayor de 1. Lo que se necesita es que la relación de señal a ruido (SNR – Signal to Noise Ratio, en inglés) de post correlación exceda aproximadamente 100. Esta situación puede lograrse aunque la relación de señal a ruido en cada canal sea mucho menor de 1, siempre que la ganancia de procesamiento disponible sea suficientemente elevada.
- 15 Tras la recepción en el receptor 18A las señales desconocida y de referencia son amplificadas en 110UA, 110UB y mezcladas en 112UA, 112UB con una frecuencia del oscilador local 116UA de 12,365 GHz. En la unidad de adquisición 32B, las señales desconocida y de referencia son amplificadas en 110UB, 110RB y mezcladas con la frecuencia de un oscilador local 116UB, 116RB de 12,365125 GHz. Las frecuencias del oscilador local son sintonizadas por los respectivos ordenadores anfitriones locales de manera que la diferencia entre cada uno de ellos y la frecuencia desconocida o de referencia relevante esté cerca de una frecuencia intermedia (IF – Intermediate Frequency, en inglés) predeterminada de 140 MHz. La mezcla en los mezcladores 112UA, 112RA convierte a continuación las señales desconocida y de referencia en señales de IF que pasan a respectivos filtros 122UA y 122RA preseleccionados. Los filtros 112UA, 122RA preseleccionados tienen anchos de banda fijos típicamente de 20 72 MHz, para una IF de 140 MHz. Para una IF de 70 MHz que se utiliza en algunos convertidores de reducción de microondas, el ancho de banda es típicamente 36 MHz. Un procesamiento similar ocurre en la unidad de adquisición 25 32B.
- 30 Para un conjunto inicial de datos de señal, el oscilador local del canal desconocido 114UA es sintonizado para producir la señal desconocida centrada en una IF de 140 MHz. El filtro de acondicionamiento de señal del canal desconocido 130UA ajusta el ancho de banda de la señal reducida. Un ancho de banda grande reduce los errores en el tiempo de medida hasta un punto en el que otros errores resultan más importantes, y esto establece el límite de 4 MHz. El oscilador local de canal de referencia 114RA es sintonizado para producir la señal de referencia centrada en una IF de 140 MHz. Como se ha indicado previamente, los osciladores locales 114UB, 114RB son sintonizados para producir una IF de 139,875 MHz. Los filtros del canal desconocido y de referencia 130UA, 130UB tienen bandas de paso y capacidad de selección de frecuencia apropiadas para evitar el solape en el ADC de submuestreo ADC 134UA. Un ancho de banda de 5 MHz es suficientemente grande para permitir una medición de 35 sincronización precisa para la localización del transmisor y suficientemente estrecha para evitar los efectos de solape en el ADC 134UA. A continuación, las señales de IF son ajustadas en amplitud ajustando la ganancia de los amplificadores 132UA, 132UB apropiadamente con el fin de utilizar el intervalo dinámico completo del ADC 134UA (es decir, 12 bits). Similares consideraciones aplican a las unidades de canal 32UB, 32RB en la unidad de adquisición 32B.
- 40 Las frecuencias de los osciladores locales 146UA, 146RA, 146UB, 146RB son bloqueadas en fase de manera precisa a la señal de GPS de manera que la fase y la frecuencia de la señal desconocida relativa a la señal de referencia son preservadas en los respectivos sistemas de adquisición 32A, y 32R. Estas frecuencias son puestas bajo el control de los correspondientes ordenadores anfitriones locales 105UA, 105RA, 105UB, 105RB.
- 45 El muestreo de la señal por el ADC 134UA es iniciado como sigue, siendo el muestreo por los ADCs en otras unidades de canales llevado a cabo de manera similar. El conjunto de ordenadores 150 indica un tiempo de inicio para el ordenador anfitrión local 105UA, que lo transmite a los receptores de GPS 100A. Cuando el GPS indica que el tiempo de inicio ha ocurrido, el receptor de GPS 100A inicia la señal de sincronización t. El tiempo del inicio es calculado basándose en el retardo de la señal calculado a partir de las ubicaciones del transmisor conocido a través de los dos satélites a las ubicaciones de las estaciones de monitorización. Si la ruta vía el satélite 14 es más larga que vía la del satélite 16, entonces la señal se sincronización para la ruta vía el satélite 14 es retardada durante un 50 tiempo de desfase dado por la diferencia en las longitudes de las dos rutas dividida por la velocidad de la luz. En el caso de la señal desconocida se utiliza el desfase para la señal de referencia o la media de los desfases para múltiples señales de referencia. La adquisición es implementada con una precisión de sincronización de 0,001 segundos. Como se ha dicho, esta señal consiste en un tren de impulsos a sucesivos intervalos de tiempo de 55 muestreo constantes Δt de 0,0153846 μ s. Los impulsos están bloqueados en fase de manera precisa a la frecuencia de GPS fr, y por lo tanto también a la frecuencia de los osciladores locales 114UA, 114RA en el sistema de adquisición 32A. El ADC 134UA produce una muestra de señal digital de la señal desconocida en respuesta a cada señal de sincronización. En esta realización, las muestras se producen a una velocidad de 65 MHz.

A la salida del ADC 134UA, las muestras digitales son replicadas y pasadas a los mezcladores digitales 147UA, 148UA que multiplican las muestras digitales replicadas con una onda sinusoidal digital replicada generada por el oscilador 146UA. Una de las réplicas de onda sinusoidal digital es aplicada directamente al mezclador digital 147UA. La otra réplica de onda sinusoidal es desfasada en un cuarto de un ciclo en el desviador de fase 149UA. La onda sinusoidal desfasada es aplicada al mezclador 148UA.

El producto mezclado del mezclador 147UA es pasado al filtro de decimación 151UAI. El producto mezclado del mezclador 148UA es pasado al filtro de decimación 151UAQ. Los filtros de decimación 151UAI, 151UAQ son filtros de paso bajo de una frecuencia de corte variable que es un medio del ancho de banda deseado de la señal mezclada. La salida de los filtros de decimación 151UAI, 151UAQ a una velocidad de muestreo menor se adapta en tamaño al ancho de banda deseado. La velocidad de muestreo mínima está en el ancho de banda deseado y que es adecuado para este propósito.

Las memorias 137UAI, 137UAQ almacenan temporalmente las respectivas muestras de señal digital junto con el tiempo de inicio asociado. El ordenador anfitrión local 105UA subsiguientemente lee los datos que comprenden las respectivas muestras y el tiempo de inicio del muestreo de las memorias 137UAI y 137UAQ y los almacena en su memoria interna. Si se decide que los datos necesitan ser reprocesados, o que es necesario guardar las muestras por alguna otra razón, los datos son almacenados en el disco duro del ordenador (no mostrado). Subsiguientemente se establecerá que las muestras sean almacenadas en el ordenador 105UA sin estipular si las muestras son almacenadas en la memoria del ordenador o en el disco duro del ordenador. El procesamiento en las otras unidades de canal 32RA, 32UB, 32RB es llevado a cabo de manera similar.

En una realización alternativa, el sistema de adquisición 32A tiene un único ordenador personal anfitrión local 105A que alberga las unidades de digitalización 135UA, 135RA de las dos unidades de canal 32UA, 32RA comprendidas en el sistema de adquisición 32A.

En una determinación individual de una posición del transmisor desconocido, los cuatro ADCs 134UA, 134RA, 134UB y 134RB toman un total de $4,1943 \times 10^9$ muestras antes de que se corte la señal de sincronización. La velocidad de muestreo es reducida en los filtros de decimación de manera que se almacenan un total de $8,192 \times 10^6$ muestras en cada una de las memorias 137UAI, 137UAQ, 137RAI, 137RAQ, 137UBI, 137UBQ, 137RBI, 137RBQ.

El tiempo que lleva obtener cualquier muestra de señal digital se puede obtener de $t_0 + j\Delta t$, donde t_0 es el tiempo de inicio y j es el número de muestra. El intervalo de tiempo Δt depende del grado de decimación. Para el muestreo inicial, Δt es 15,3846 ns. Tras la decimación, Δt es 7,8769 μs . Puede haber hasta cuatro tiempos de inicio diferentes, como se ha dicho, uno por ADC y dados por t_{0UA} , t_{0RA} , t_{0UB} y t_{0RB} donde el tiempo se define con respecto al tiempo coordinado universal (UTC – Universal Coordinated Time, en inglés). Después de que el muestreo se ha completado, las memorias del ordenador anfitrión local (asociado respectivamente con los receptores primero y segundo 18A y 18B) contienen cada una muestras y tiempos de inicio para los transmisores tanto desconocidos como de referencia 10 y 22. Además, en cada receptor individual 18A ó 18B, las señales desconocidas y de referencia son reducidas y muestreadas de manera coherente porque los mezcladores 112 y los ADCs 134 emplean un oscilador local y señales de sincronización bloqueadas en fase a la frecuencia del GPS y a la de la señal de sincronismo f_r y t . No obstante, f_r , t y t_0 no pueden ser exactamente iguales en el receptor 18A y en el receptor 18B, porque los receptores 18A, 18B pueden estar situados tan lejos uno de otro en la superficie de la Tierra que tienen acceso sólo a partes diferentes del GPS.

Lo que importa por coherencia es que no se ha perdido en el proceso de conversión de reducción. La Patente de US 6 018 312 define un proceso de correlación que se basa en la función de ambigüedad cruzada (CAF – Cross Ambiguity Function, en inglés) y también en una corrección de fase que es posible utilizando una señal de referencia. La correlación y la corrección descritas en la Patente de US 6 018 312 se basan en las señales en RF. Las señales que son correlativas están normalmente en la banda de base, habiendo sido convertidas en componentes en fase y en cuadratura en un proceso de conversión de reducción. En principio, si fuese posible producir muestras digitales a una velocidad suficientemente alta, las propias señales de frecuencia de radio podrían ser correlacionadas de manera cruzada en la función de ambigüedad cruzada. La potencia de la correlación se alcanza con las señales convertidas de reducción comparadas con la potencia de correlación que se alcanzaría si las señales de RF fuesen correlacionadas es una medida de la coherencia del proceso de conversión de reducción.

La señal desconocida y la señal de referencia son generalmente recibidas en diferentes frecuencias de radio. La conversión de reducción a una banda de base de estas señales desconocida y de referencia se consigue utilizando osciladores locales bloqueados en fase a una señal estándar de alto rendimiento tal como la derivada de un receptor de GPS. Estos sistemas típicamente incorporan un oscilador de cristal, que es muy estable a corto plazo, acoplado a una señal derivada del enlace descendente del GPS, que es muy estable a largo plazo. Si los osciladores locales están bloqueados a algún múltiplo de la frecuencia de alto rendimiento estándar, por ejemplo K , las perturbaciones de fase (en radianes) de los osciladores locales reflejan aquéllas del estándar de alto rendimiento multiplicadas por un factor K . Asimismo si los osciladores locales están bloqueados a algún otro múltiplo del estándar de alto rendimiento, por ejemplo, L , las perturbaciones de fase de los osciladores locales reflejan aquéllas del estándar de alto rendimiento multiplicadas por L . Dado que $K > L$, la perturbación de fase adicional

generada mediante conversión de reducción utilizando los dos múltiplos diferentes (K-L) $\Delta\Phi_i$ donde $\Delta\Phi_i$ es la perturbación de fase instantánea de la referencia de alto rendimiento. Puede verse de esta expresión que la fase de ruido es la de una señal derivada de la referencia de alto rendimiento que está en la frecuencia de diferencia entre los dos osciladores locales. Esta diferencia es aproximadamente la diferencia en frecuencia del enlace ascendente entre las señales desconocida y de referencia, es decir, $f^U - f^R$, donde f^U y f^R son las frecuencias del enlace ascendente de las señales desconocida y de referencia respectivamente.

La varianza de Allan es utilizada para describir la estabilidad del oscilador. La raíz cuadrada de la varianza de Allan puede describirse como una fluctuación lenta de fase fraccional. El tiempo de coherencia puede ser aproximado como el tiempo tomado para la fluctuación lenta de fase a igual a un radián. Este es el límite superior útil del tiempo de integración 'T' en la función de Ambigüedad descrita en la Patente de US 6 018 312. Por ello, aplica la siguiente relación aproximada:

$$\sigma_y(T) \cong \frac{1}{2\pi|f^U - f^R|T} \quad (1)$$

donde el término en el lado izquierdo es la raíz cuadrada de la varianza de Allan.

La raíz cuadrada de la varianza de Allan es contabilizada habitualmente por los osciladores de alto rendimiento. En la Figura 6, 170 muestra la raíz cuadrada de la varianza de Allan para un oscilador de alto rendimiento derivado del GPS típico comparada con el requisito 172 para el desfase de un radián, descrito en (1) basándose en una diferencia entre las señales desconocida y de referencia de 10 MHz. Puede verse que la igualdad se consigue para un tiempo de integración de alrededor de 3000 segundos. Por ello, esto define el tiempo de coherencia en este ejemplo particular, indicando que las correlaciones calibradas en fase pueden ser alcanzadas con tiempos de integración de hasta 3000 segundos.

Con referencia a las Figuras 4 y 5, las muestras de señal digital almacenadas en los ordenadores anfitriones locales 105 son transferidas desde los dos sitios de recepción hasta el sitio de procesamiento 34 a través de la red de área 36 para un posterior procesamiento. Como se ha mencionado previamente, las otras funciones de procesamiento pueden ser divididas entre PCs individuales o pueden ser alcanzadas mediante menos PCs que realizan múltiples funciones.

En referencia de nuevo a la Figura 5, el sitio de procesamiento 34 comprende un receptor de GPS 152 y un conjunto de cálculo 150. La unidad receptora del GPS 152 se utiliza con el propósito de ahorrar tiempo y puede ser reemplazada por otro medio de mantener un tiempo ajustado a alrededor de 1 segundo de UTC.

Los datos muestreados son transferidos al disco duro del PC de procesamiento de señal 150X. En una realización alternativa, pueden utilizarse dos PCs de procesamiento de señal; uno para procesar la señal desconocida y el otro para procesar la señal de referencia. El beneficio de esta disposición es un procesamiento más rápido mediante operación en paralelo.

Los datos son gestionados en bloques de típicamente 32768 muestras por canal, por conveniencia es una potencia de dos.

En primer lugar se determina un desfase de frecuencia diferencial (DFO – Differential Frequency Offset, en inglés) de la señal de referencia. Este valor puede ser conocido de previas mediciones, en cuyo caso esta etapa de la determinación puede ser omitida.

Para determinar el DFO sin tratar de la señal de referencia, se lee un bloque de datos de referencia del disco del ordenador 150X en su memoria para el canal 32RA y un bloque de datos para el canal 32RB. Las muestras de datos son típicamente almacenadas en formato de punto fijo, requiriendo cuatro bytes de almacenamiento por muestra compleja. Los datos son leídos del disco en una memoria en formato de punto flotante facilitando otros cálculos sin pérdida de precisión. Los requisitos de memoria del ordenador para los datos en formato de punto flotante no son caros, puesto que sólo necesita leerse un número limitado de muestras de datos en la memoria del ordenador en cualquier momento del tiempo para ser procesados.

Los datos para el canal 32RB son desviados en un número determinado de muestras con respecto al canal 32RA. Para lograr este desfase, los datos son ordenados, típicamente empezando en 0, de manera que los datos son ordenados de 0 a N-1. Debido a que los datos están típicamente almacenados en una memoria temporal de Primero que entra Primero que sale (FIFO – First In First Out, en inglés) durante el muestreo, los datos con índice 0 ocurrieron en un tiempo anterior a los datos con índice N-1. Los datos pueden ser desfasados en una dirección positiva o negativa. Por ejemplo si los datos son desfasados de manera que la muestra de datos que estaba previamente en el índice 12 está ahora en el índice 16 en el bloque de datos 32RB, el bloque de datos 32RB ha sido retardado comparado con el bloque de datos 32RA, es decir, los eventos en el bloque de datos 32RB parecen ahora ocurrir en un tiempo posterior de lo que lo hicieron en los datos no desfasados. Por ello, el desfase en una dirección positiva está retardando los datos y el desfase en la dirección negativa está avanzando los datos. Los datos son

desfasados en la memoria del ordenador leyendo los datos de un bloque de memoria ordenado en otro bloque de memoria ordenado y teniendo en cuenta el desfase en el índice en el proceso.

Continuando el ejemplo, los datos no desfasados ordenados de N-4 a N-1 son descartados. Asimismo los datos ordenados de 0 a 3 son puestos a cero. Por ello una pequeña porción de las muestras de datos en los bordes de principio y de fin del bloque son descartadas. Esta pérdida de datos resulta en una pérdida típicamente pequeña de la ganancia del procesamiento de la correlación.

La capacidad de desfase del canal 32RB con respecto al 32RA depende del conocimiento de las longitudes de las rutas desde el transmisor de referencia 22 a través de los dos satélites 14, 16 hasta las estaciones de monitorización 18A, 18B. Las efemérides del satélite pueden ser utilizadas para calcular las posiciones de los dos satélites. Estas posiciones, junto con el conocimiento de la posición del transmisor de referencia 22, permiten el cálculo de las longitudes de ruta a través de las rutas de los dos satélites. La diferencia en las longitudes de las rutas dividida por la velocidad de la luz determina el tiempo de desfase de 32RB con respecto a 32RA. La diferencia en las longitudes de las rutas es la diferencia entre las longitudes de las rutas del enlace ascendente y del enlace descendente combinados. Si la longitud de la ruta a través de la ruta B es mayor que a través de la ruta A, las muestras recibidas en la ruta B necesitan ser avanzadas con respecto a la ruta A.

A continuación del desfase de 32RB con respecto a 32RA, el conjugado complejo de cada muestra en 32RA es multiplicado por la muestra del mismo índice en 32RB.

A continuación de la multiplicación, los datos del producto son filtrados en paso bajo y decimados. La decimación depende del filtrado de paso bajo y éste a su vez depende del valor anticipado del DFO. Es normal hacer que el DFO residual sea buscado siempre a un valor relativamente bajo, desfasando, si es necesario, un valor de DFO mayor en los procesos de conversión de reducción utilizando valores de desfase del oscilador local en las cadenas de conversión de reducción. Por ejemplo, los dos satélites, 14, 16 podrían estar operando a diferentes valores de la frecuencia del oscilador de traslación. Un ejemplo típico es que el satélite 14 opere con un oscilador de traslación de 1,5 GHz y el satélite 16 opere con un oscilador de traslación de 2,5 GHz, resultando en un DFO sin tratar de aproximadamente 1 GHz. Este valor de 1 GHz podría ser desfasado ajustando la RF de los conversores de reducción 111RA y 111RB con una diferencia de 1 GHz. Desfases grandes en los osciladores de traslación del satélite son determinados a priori, tal como a partir de información publicada en la configuración de los satélites.

Un valor típico de DFO residual es menor de 10 kHz. Dada una velocidad de muestreo inicial de 512 kHz, un factor de decimación de 32 es apropiado. Operacionalmente, el factor decimación es calculado a partir del margen de DFO residual que se está buscando y la velocidad de muestreo de los datos. El margen de DFO que se está buscando es a juicio del operador. Este juicio está afectado por el conocimiento previo de la desviación del oscilador de traslación diurna, tiempo del día y mediciones previas del desfase DFO.

Habiendo multiplicado y decimado, las muestras decimadas son leídas en memorias del ordenador separadas ordenadas por número de muestra decimada y número de bloque. Los datos son entonces transformados mediante una Transformada de Fourier al dominio de la frecuencia y los componentes real e imaginario son cada uno cuadrados y combinados entre sí y convertidos a una escala logarítmica con el fin de proporcionar un espectro de potencia.

Para tener en cuenta las incertidumbres en el DTO de la señal de referencia, se calcula un intervalo de posibles DTOs alrededor del valor nominal. Estas incertidumbres son típicamente debidas a incertidumbres en las efemérides del satélite. Si las efemérides del satélite no están disponibles, el conocimiento de las longitudes de los satélites en la órbita geoestacionaria será a menudo suficiente para determinar un intervalo de búsqueda de DTO para la señal de referencia.

La DFO se mide utilizando el planteamiento de búsqueda de picos que se describe a continuación para buscar en valores de DTO y en una estimación de DTO la relación de señal a ruido. Siempre que la relación de señal a ruido del pico esté por encima de 20 dB, el pico es utilizado y el DFO medido para ese pico.

Una vez que el DFO grosero de la señal de referencia ha sido determinado, se presta atención a la medición del DTO y del DFO de una señal desconocida con respecto a una señal de referencia. El uso de los términos 'desconocido' y 'de referencia' se utilizan en el contexto de una única medición. El uso de señales de referencia como calibradores de fase y de posición se describirá con más detalle a continuación.

Para iniciar el procesamiento, se define un intervalo de búsqueda en la Tierra. Este intervalo de búsqueda se define como una longitud y latitud mínima y máxima. Se llevan a cabo varios cálculos de DTO y de DFO para puntos dentro de la región con el fin de determinar los valores de DFO y DTO mínimo y máximo dentro del intervalo de búsqueda.

Para el cálculo completo de la superficie de la CAF para la señal desconocida, el intervalo de búsqueda en retardo y frecuencia son convertidos en números de puntos en la superficie de la CAF en las direcciones del retardo y de la frecuencia. Específicamente:

$$n_{\tau} = \frac{\Delta \tau}{\Delta t}; \quad n_{\nu} = \frac{\Delta \nu}{\Delta f}; \quad (2)$$

donde:

$\Delta \tau$ es el intervalo de búsqueda en retardo;

$\Delta \nu$ es el intervalo de búsqueda en desfase de frecuencia;

5 Δt es $1/f_s$, donde f_s es la velocidad de muestreo (Sampling, en inglés);

Δf es $1/T$, donde T es la duración total del muestreo.

10 Para un lapso del retardo típico de 2 milisegundos, un intervalo de búsqueda de frecuencia típico es 15,7 Hz, una velocidad de muestreo típica es 256 kHz, y una duración de muestreo total es 65 segundos, n_{τ} es 512 y n_{ν} es 1024. Esto proporciona una ganancia de procesamiento de 75 dB. Existen cuatro conjuntos de muestras de datos UA, RA, UB y RB. Las muestras de los cuatro conjuntos son segmentadas en el dominio del tiempo en bloques de longitud N/n_{ν} . B datos son desfasados en frecuencia en la dirección opuesta al DFO determinado de la señal de referencia, es decir, -DFO(R). Para conseguir este desfase de frecuencia, se calcula un término de fase:

$$\phi_{jk} = -2\pi DFO(R) \left[j \frac{N}{n_{\nu}} + k \right] \Delta t; \quad j = 0, \dots, n_{\nu} - 1; \quad k = 0, \dots, \left(\frac{N}{n_{\nu}} - 1 \right) \quad (3)$$

15 Esta formulación incluye el número de bloque j y el índice k dentro de un bloque. Hablando estrictamente, de acuerdo con la definición de la función de ambigüedad cruzada (CAF – Cross Ambiguity Function, en inglés), el origen de tiempos debería estar en el medio de la muestra. Aquí el origen de tiempos ha sido tomado al principio del muestreo en las zonas en las que el desfase de tiempos fijado introducirá un desfase típico en todos los canales, que será eliminado en el proceso de medición diferencial.

20 El desfase en frecuencia es implementado a la máxima velocidad de muestreo para acomodar los elevados valores de DFO, tales como los provocados por las diferencias residuales en el desfase del oscilador de traslación.

Se produce una versión desfasada del término B:

$$b(fs)_{jkl} = b_{jkl} \cos \phi_{jk} + b_{jkQ} \sin \phi_{jk}; \quad b(fs)_{jkQ} = b_{jkQ} \cos \phi_{jk} - b_{jkl} \sin \phi_{jk} \quad (4)$$

donde:

b_{jkl} es la componente en fase del término b no desfasado;

25 b_{jkQ} es la componente en cuadratura del término b no desfasado;

b_{Sjkl} es la componente en fase del término b desfasado;

b_{SjkQ} es la componente en cuadratura del término b desfasado.

Este desfase se realiza para las señales tanto desconocidas como de referencia.

30 En la siguiente fase, los datos son procesados en bloques. Los bloques de datos A no desfasados y de datos B desfasados son transformados al dominio de la frecuencia utilizando una FFT de tamaño $2N/n_{\nu}$. Esta actividad es llevada a cabo para señales tanto desconocidas como de referencia. Se elige un aumento de dos capas en el tamaño de la FFT sobre el mínimo necesario para evitar los efectos de correlación circular en el dominio del retardo. En el proceso de transformación, los primeros puntos N/n_{ν} son distintos de cero y son las muestras de datos en el bloque y los puntos N/n_{ν} restantes son puestos a cero y eliminados. En el dominio de la frecuencia, los puntos son sobremuestreados puesto que los puntos están ahora separados a intervalos de $\Delta f/2$.

De una manera similar al desfase en frecuencia, el desfase de tiempo de la señal de referencia es aplicado en el dominio de la frecuencia. En este caso, el término fase se calcula como:

$$\phi_k = -2\pi DTO(R) k \frac{\Delta f}{2}; \quad k = 0, \dots, \left(\frac{2N}{n_{\nu}} - 1 \right) \quad (5)$$

El desfase de tiempo es aplicado a los canales UB y RB. Este desfase de tiempo compensa el DTO de la señal de referencia que existe debido a las diferentes longitudes de la ruta a través de los satélites 14 y 16.

El conjugado complejo de los términos del dominio de la frecuencia UA es multiplicado por los términos del dominio de la frecuencia BU. Asimismo el conjugado complejo de los términos del dominio de la frecuencia RA es multiplicado por los términos del dominio de la frecuencia RB.

Los términos del producto son decimados por el factor de decimación del dominio de la frecuencia. El factor de decimación del dominio de la frecuencia es denotado por D_f y es un medio del número de puntos filtrados en paso bajo en el dominio de la frecuencia para proporcionar un único punto en el dominio de la frecuencia. El factor un medio resulta de multiplicar por 2 el sobremuestreo que ha sido introducido. Dado que los puntos están separados por Δt en el dominio del tiempo, puede verse que el factor de decimación en el dominio de la frecuencia viene dado por:

$$\frac{N}{n_v} \Delta t \frac{1}{D_f} = \Delta \tau; \quad D_f = \frac{N}{n_t n_v} \quad (6)$$

como puede verse aplicando (2).

Los términos el producto son transformados mediante una transformada inversa al dominio del retardo. Los términos del producto son rellenados con ceros hasta una longitud total $n_t l_r$, donde l_r es un factor de interpolación en el dominio del retardo, típicamente 2. Así, se añade un total de $n_t (l_r - 1)$ puntos de cero. El número de puntos en la transformada inversa para cada término del producto es $n_t l_r$. Cada punto en el dominio del retardo es el producto complejo de muestras de los canales A y B, estando el canal B desfasado en un retardo determinado desde el índice del punto. Debe observarse que los puntos de retardo están separados por $\Delta t / l_r$ segundos.

Los términos real e imaginario del producto se escriben en almacenes de memoria separados ordenados por retardo y por tiempo (número de bloque). Se utilizan áreas de almacenamiento en la memoria separadas para los productos $(UA^*)UB \equiv p_U$ y $(RA^*)RB \equiv p_R$, y por ello hay un total de cuatro áreas de almacenamiento de la memoria utilizadas.

Para un proceso posterior, se leen muestras de la memoria ordenada por número de bloque, para un retardo dado. Para cada retardo, los datos en el dominio del tiempo son transformados mediante una transformada de Fourier al dominio de la frecuencia, utilizando una FFT. Hay n_v puntos en el dominio del tiempo. Con el fin de facilitar la interpolación, los datos son rellenados con $(l_v - 1) n_v$ ceros, donde l_v es un factor de interpolación en el Dominio de la Frecuencia, típicamente dos.

Un refinamiento al procesamiento de la CAF para compensar un cambio en la geometría de Tierra - Satélite se describe en la Patente de US 6 618 009. Esta compensación se manifiesta en dos partes. En primer lugar, el DTO varía con el tiempo y en segundo lugar el DFO varía con el tiempo. La variación del retardo es compensada incluyendo el retardo variable en el desfase de tiempo en (5). Explícitamente, este término queda ahora:

$$\phi_{kj} = -2\pi \text{DTO}_j(R) k \frac{\Delta f}{2}; \quad k = 0, \dots, \left(\frac{2N}{n_v} - 1 \right); \quad j = 0, \dots, n_v - 1 \quad (7)$$

Aquí, el DTO de la señal de referencia es averiguado de manera explícita para cada bloque utilizando las efemérides del satélite, la posición conocida de la fuente de referencia y el tiempo absoluto en el que fue tomada la muestra. Este valor de DTO es utilizado para desfasar las B muestras. Debe observarse que la corrección posible depende de la calidad de las efemérides del satélite.

Con el fin de corregir la variación del DFO con el tiempo, se estima una fase total para cada ruta del satélite en cada tiempo de bloque específico basándose en la ubicación de la señal de referencia. Esta fase total se define como:

$$\Phi_X^R = \frac{2\pi}{c} \left\{ f^R \ell_X^R + (f^R - f_X^T) \ell_X^M \right\} \quad (8)$$

donde X identifica la ruta A o la B. El superíndice M denota la estación receptora de la tierra, 18A en el caso del satélite 14 y 18B en el caso del satélite 16. También:

- f^R frecuencia transmitida por el sitio de referencia;
- f_X^T frecuencia de traslación para el satélite X;
- ℓ_X^R longitud de ruta del sitio de referencia al satélite X;

- ℓ_x^M longitud de la ruta desde el satélite al sitio de recepción;
 c velocidad de la luz.

5 Aunque se calcula la fase total, la variación de la fase con el tiempo desde el inicio del conjunto de muestras es lo que se necesita. Esto permite despreciar un número de términos fijos (tales como el retardo a través de los transpondedores). Además, es la diferencia a través de las dos rutas de satélite y la desviación a partir de un DFO (R) constante. De (8) se define el término:

$$\Phi_{BA}^R(t) = \frac{2\pi}{c} \left\{ f^R \left[\ell_B^R(t) - \ell_A^R(t) + \ell_B^M(t) - \ell_A^M(t) \right] - f_B^T \ell_B^M(t) + f_A^T \ell_A^M(t) \right\} \quad (9)$$

estando la diferencia dependiente del tiempo en fase entre las rutas de los dos satélites. La corrección de fase viene dada por:

10
$$\Delta\phi(t) = \Phi_{BA}^R(t) - \Phi_{BA}^R(t_0) + 2\pi(t - t_0)DFO(R, t_0) \quad (10)$$

donde t_0 es el tiempo de la segunda muestra. Debe observarse que se añaden la variación de fase y los componentes del DFO. Esto es porque una fase que está aumentando a una velocidad constante con el tiempo resulta en un DFO negativo. Los datos del producto están corregidos en fase de acuerdo con:

$$p_r'(\tau, t) = p_r(\tau, t) \cos \Delta\phi(t) - p_i(\tau, t) \sin \Delta\phi(t) \quad (11)$$

$$p_i'(\tau, t) = p_r(\tau, t) \sin \Delta\phi(t) + p_i(\tau, t) \cos \Delta\phi(t)$$

15 donde p_r denota la parte real del producto p_U o p_R , y p_i denota la parte imaginaria del producto.

Puede verse que existe una componente tanto de retardo como de tiempo del producto correcto. Por ello los datos para cada retardo son corregidos en función del tiempo. Debe observarse que hay n_v muestras de tiempo complejas en cada $n_{\tau} \tau$ retardos.

20 Como se ha descrito previamente, los productos corregidos son transformados al dominio de la frecuencia utilizando una FFT de tamaño $l_v n_v$ para facilitar la interpolación en el dominio de la frecuencia. Estos componentes, que son funciones complejas de la variación del retardo y de la frecuencia, son componentes de la Función de Ambigüedad Cruzada (CAF – Cross Ambiguity Function, en inglés) denotados por $A(\tau, \nu)$. En lo que sigue, la parte real de la componente de la CAF llevará el subíndice r y la parte imaginaria el i . Asimismo, la CAF para la señal desconocida llevará el subíndice U y la CAP para la señal de referencia llevará el subíndice R .

25 En el dominio de la frecuencia, los datos son convertidos a un formato de decibels para visualización y para otros propósitos, viz:

$$A(\tau, \nu)_{dB} = 10 \log_{10} \left[A_r(\tau, \nu)^2 + A_i(\tau, \nu)^2 \right] \quad (12)$$

30 La Figura 7 muestra un ejemplo de una superficie de la función de ambigüedad cruzada (a continuación en esta memoria llamada simplemente superficie de ambigüedad) en el formato de dB tal como se deriva de la ecuación (12). La respuesta en dB de la CAP es representada en función de celdas de tiempo y de celdas de frecuencia. La potencia de la correlación de picos 186 necesita, en último lugar, que se puedan distinguir de cualquier pico inducido por ruido, tal como 188, en el dominio definido por los desfases del tiempo y de la frecuencia permisibles dados las posibles ubicaciones en la tierra y las posiciones y velocidades de los satélites.

35 La Figura 8A muestra una vista de planta de la superficie de ambigüedad junto con los puntos en los cuales se muestrea la superficie. Los perímetros de la potencia de correlación constante, tales como 200, son representados en función del desfase en el tiempo ν y del desfase en frecuencia τ . La superficie está definida por puntos de una rejilla, tales como 206. La superficie es muestreada en intervalos de $\Delta f/l_v$ en la dirección del DFO y $\Delta t/l_r$ en la dirección del DTO. La superficie de ambigüedad en dB se define como $f_{-1,0}$; $f_{0,0}$; $f_{1,0}$ etc. en los puntos de la muestra.

Los valores interpolados de la superficie de ambigüedad vienen dados por:

$$f\left(\tau_0 + p \frac{\Delta t}{I_r}, \nu_0 + q \frac{\Delta f}{I_v}\right) \cong \frac{q(q-1)}{2} f_{0,-1} + \frac{p(p-1)}{2} f_{-1,0} + (1 + pq - p^2 - q^2) f_{0,0} \\ + \frac{p(p-2q+1)}{2} f_{1,0} + \frac{q(q-2p+1)}{2} f_{0,1} + pq f_{1,1} \quad (13)$$

donde τ_0 y ν_0 son el DTO y el DFO en el punto de índice 0,0 y $-1 \leq p \leq 1$, $-1 \leq q \leq 1$.

Los valores de p y q que maximizan f se dan mediante:

$$p = \frac{h_1 g_{22} - h_2 g_{12}}{g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}}; \quad q = \frac{h_2 g_{11} - h_1 g_{21}}{g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}} \quad (14)$$

5 donde:

$$g_{11} = f_{1,0} - 2f_{0,0} + f_{-1,0}; \quad g_{22} = f_{0,1} - 2f_{0,0} + f_{0,-1} \\ g_{12} = g_{21} = f_{0,0} - f_{0,1} + f_{1,1} - f_{1,0}; \quad h_1 = \frac{f_{-1,0} - f_{1,0}}{2}; \quad h_2 = \frac{f_{0,-1} - f_{0,1}}{2} \quad (15)$$

En ancho de banda B_u efectivo, la duración T_u y el factor de acoplamiento cruzado F_u se utilizan para determinar errores en el DTO y en el DFO. De manera específica:

$$B_u = \frac{I_r}{\Delta t} \sqrt{-\frac{g_{11}}{8.686}}; \quad T_u = \frac{I_v}{\Delta f} \sqrt{-\frac{g_{22}}{8.686}}; \quad F_u = -\frac{g_{12} I_r I_v}{8.686 \Delta t \Delta f} \quad (16)$$

10 y:

$$\sigma_r = \frac{1}{B_u \sqrt{\text{SNR} \left(1 - \frac{F_u^2}{B_u^2 T_u^2}\right)}}; \quad \sigma_v = \frac{1}{T_u \sqrt{\text{SNR} \left(1 - \frac{F_u^2}{B_u^2 T_u^2}\right)}}; \\ \rho_{rv} = i \frac{\sqrt{F_u}}{B_u T_u} \frac{1}{\sqrt{\text{SNR} \left(1 - \frac{F_u^2}{B_u^2 T_u^2}\right)}} \quad (17)$$

y donde SNR es la relación de señal a ruido de post-correlación. La relación de señal a ruido de post-correlación es determinada a partir del pico interpolado de la superficie de ambigüedad utilizando (14) sustituido en (13) y del nivel medio del ruido determinado a partir de la superficie de ambigüedad muy lejos del pico de la correlación. La relación de señal a ruido de post-correlación medida es la diferencia entre el pico interpolado y el nivel medio de ruido. Debido a que la superficie de ambigüedad ha sido convertida a decibelios, la relación de señal a ruido de post-correlación medida es 0,5 dB menos que la verdadera relación de señal a ruido de post-correlación. La verdadera relación de señal a ruido de post-correlación se utiliza en las ecuaciones (17). La existencia de un pico de correlación claramente identificable requiere que una relación de señal a ruido de post-correlación exceda aproximadamente 17 dB.

Surge un problema cuando la superficie de ambigüedad está corrompida por el ruido de fase. El impacto de este ruido de fase es explicado en la patente de US 6 018 312. La presencia del ruido de fase provoca la degradación de la correlación en la dirección del DFO. Ésta, a su vez, degradará la precisión del procedimiento de interpolación descrito previamente. Lo que sigue describe la calibración de fase de la superficie de ambigüedad utilizando la correlación de la señal de referencia.

Con referencia a la Figura 9, el pico 220 de la superficie de ambigüedad para la señal de referencia es identificado, y se forma una máscara 222 que pesa típicamente $5/I_r$ puntos a cada lado del pico en el dominio del retardo y $20/I_v$ puntos a cada lado del pico en el dominio de la frecuencia con un factor de ponderación de unidad en amplitud lineal

o 0 en términos de dB. Fuera de esta región, se ponderan los puntos a un nivel muy bajo en un nivel de amplitud lineal o un número negativo grande en términos de dB. Un enmascaramiento es convenientemente realizado en la amplitud de la CAF dB donde el coeficiente de máscara es añadido al valor de la CAF en dB. La CAF filtrada se denotará mediante el uso de una tilde sobre la A (valores de la función de ambigüedad).

- 5 La siguiente etapa es llevar a cabo FFTs de la CAF de referencia filtrada en las direcciones del retardo y del DFO. Se utiliza una FFT directa para transformar del dominio del retardo al de la frecuencia y se utiliza una FFT inversa para transformar del dominio del DFO al del tiempo. Por ello, se lleva a cabo la siguiente transformación en los componentes de la CAF de la señal de referencia:

$$\tilde{A}_R(\tau, \nu) \Rightarrow \tilde{A}_R(f, t) \quad (18)$$

- 10 Asimismo, se lleva a cabo la misma transformación en los componentes de la CAF de la señal desconocida:

$$A_U(\tau, \nu) \Rightarrow A_U(f, t) \quad (19)$$

No obstante, la CAF de la señal desconocida no está filtrada.

Para cada frecuencia y punto del tiempo ordenados, se forma el siguiente producto:

$$p(f, t) = \tilde{A}_R * (f, t) A_U(f, t) \quad (20)$$

- 15 El término de producto es entonces transformado mediante una FFT inversa del dominio de la frecuencia al del retardo y transformado mediante una FFT del dominio del tiempo al de la frecuencia para producir una CAF normalizada:

$$p(f, t) \Rightarrow A_{U-R}(\tau, \nu) \quad (21)$$

- 20 Finalmente, la CAF normalizada es convertida a un formato de dB en la FDOA y la TDOA del pico estimadas junto con los errores de medida tal como se describen en (17).

- La Figura 10 muestra un ejemplo de las Superficies de Ambigüedad para las señales de referencia, 230 y desconocida, 232. La Superficie de Ambigüedad normalizada se muestra en 234. Para esta superficie, el error de la TDOA era de aproximadamente 1 microsegundo y el error de la FDOA era de aproximadamente 0,6 miliHerzios. Este ejemplo particular se utiliza para ilustrar el proceso de compensación de fase para proporcionar una medida precisa de la FDOA normalizada.

- La Figura 11 muestra un ejemplo de desfase DFO provocado por el cambio en la geometría de la Tierra - Satélite. El desfase existe en las superficies de ambigüedad de la señal de referencia y desconocida y ha provocado un estiramiento del pico en la dirección del DFO. 240 muestra la CAF de la señal calibradora con un desfase DFO apreciable evidenciado por la dispersión en la dirección de la frecuencia y provocado por el cambio en la geometría de la Tierra - Satélite. 242 muestra la CAF en la señal de interés con un desfase DFO similar. 244 muestra la superficie normalizada en la que el desfase ha sido compensado para producir un pico ajustadamente normalizado. El máximo nivel del calibrador y el nivel máximo de la señal de interés se muestran en 246 (DTO_desfase_red (μs) = 21,20; DFO_desfase_red (Hz) = 0,39221) y 248 (DTO_desfase_obj (μs) = 19,96; DFO_desfase_obj (Hz) = 0,41274) respectivamente. La TDOA normalizada se muestra en 250 (TDOA_n (μs) = -0,39) y la FDOA normalizada se muestra en 252 (FDOA_n (Hz) = 0,04018).

- La Figura 12 muestra la reducción en el desfase DFO conseguida aplicando compensación de desfase en la forma de (7) y (11). 260 muestra la CAF de la señal calibradora con la compensación de desfase aplicada. 262 muestra la CAF de la señal de interés con la compensación de desfase aplicada. Comparada con 246, 266 muestra un aumento de 3 dB en la potencia de correlación de la señal calibradora. Comparada con 248, 268 muestra un aumento de 2,5 dB en la potencia de correlación de la señal de interés. Comparada con los valores no compensados normalizados de TDOA_n, 250 y FDOA_n, 252, los valores compensados 260 y 262 difieren en menos de 0,12 microsegundos y 0,5 miliHerzios, siendo los dos valores pequeños.

- Puede observarse a partir de la Figura 12 que la compensación de desfase no es perfecta, puesto que se basa en la calidad de las efemérides del satélite. La ventaja de la compensación, tal como se ha explicado previamente, es la mejora en la relación de señal a ruido de post-correlación de las superficies de ambigüedad de referencia y desconocida individuales. Para la superficie de referencia, la compensación de desfase permite conseguir una mayor relación de señal a ruido en los componentes de CAF de referencia filtrados. Esta mejora en la relación de señal a ruido permite que el proceso de sustracción de fase funcione en una correlación de señal de referencia más débil de lo que sería si no el caso para parámetros desfasados.

Como se describe en la patente de US 6 018 312, el procesamiento de localización toma las salidas del procesamiento de la señal y combina estas salidas con predicciones de las posiciones y las velocidades de los satélites para proporcionar la ubicación de una señal desconocida.

La precisión de la localización está significativamente afectada por la precisión de las predicciones de las posiciones de los satélites y de las velocidades. En particular, para satélites geoestacionarios nominalmente, los errores en la velocidad del satélite provocan una degradación importante a la precisión de la ubicación. Estos errores no son aleatorios, sino que aparecen como desfases discretos entre los valores de DTO y de DFO medidos y los calculados basándose en las efemérides del satélite.

La patente de US 6 018 312 describe la técnica de utilizar una única transmisión de referencia para corregir parcialmente los errores de las efemérides. Aquí, se describe la técnica de medir múltiples transmisiones de referencia para compensar los errores de las efemérides del satélite.

Las medidas, corregidas en el error de las efemérides del satélite, están aún sujetas a errores de medición aleatorios. Estos errores de medición tienen limitaciones fundamentales en la precisión de la localización de la fuente de una señal desconocida. No obstante, como con muchas medidas que están sujetas a un error aleatorio, la asociación de múltiples mediciones puede resultar en un menor error. La asociación de las mediciones se describe a continuación de manera más completa.

La compensación de efemérides es llevada a cabo como sigue. El error de efemérides – definido por la diferencia entre la posición y velocidad real y la predicha del satélite está sujeto a variación en el tiempo. El impacto del error de efemérides en el Intervalo de Oblicuidad Diferencial (DSR – Differential Slant Range, en inglés) y en la Tasa del Intervalo de Oblicuidad Diferencial (DSRR – Differential Slant Range Rate, en inglés) está también sujeto a variación en el espacio, es decir, depende del punto de medida. En lo que sigue, La variación en el tiempo será considerada en primer lugar seguida de la variación en el espacio. Finalmente, se presentarán algoritmos que permiten compensar los errores de efemérides. Antes de la consideración detallada de la estimación de los errores de DSR y de DSRR, es también necesario convertir las mediciones reales de errores de DSR y de DSRR. Este tema se considera en primer lugar.

La Figura 13 muestra el escenario de compensación de efemérides. Se mide un número de transmisores conocidos 282, 284, 286 junto con un transmisor desconocido, 288. Las medidas están formadas por el DTO y el DFO de la señal desconocida y por un número de señales de referencia. Las medidas de DFO se realizan con respecto a un calibrador de fase 280 que puede ser una señal de tráfico conocida o podría ser una señal especialmente transmitida para el propósito. En la Figura 13 el sistema de coordenadas se define como sigue. El eje x está definido por una línea desde el centro de la Tierra que pasa por la posición media de los dos satélites en el arco geoestacionario. La posición media puede ser definida como la media sobre la duración de las observaciones o puede ser una posición media nominal basada en, digamos, el valor medio de las longitudes nominales de la posición orbital para cada satélite. El eje z está a lo largo de una línea que une el centro de la Tierra con el Polo Norte. El eje y se define como el correspondiente de acuerdo con la regla de la mano derecha.

Las posiciones de las señales desconocida, de referencia y de calibración se representan en este sistema de coordenadas en términos de un vector de unidad u desde la posición media del satélite hasta el punto relevante en la tierra. Las componentes y y z u_y, u_z del vector unidad son suficientes para definir el vector unidad en virtud de la magnitud unidad del vector. La ambigüedad en el signo del componente x del vector unidad es eliminada por el requisito para el vector unidad de señalar hacia una ubicación en la Tierra.

Para posiciones de referencia dadas, el DTO es medido y comparado con el DTO calculado basándose en información disponible en las efemérides del satélite. La diferencia en el DTO se calcula:

$$\delta DSR = c \delta DTO \quad (22)$$

donde c es la velocidad de la luz. Por ello, δDSR puede ser calculada por cada medida.

La relación entre el DFO y la DSRR es menos sencilla. Puede mostrarse que:

$$-\frac{c}{f^R} FDOA - n - \left(\frac{f^R - f^C}{f^R} \right) c \dot{DTO}(C) = DSRR(R) - DSRR(C) \quad (23)$$

donde:

f^R es la frecuencia del enlace ascendente del transmisor de referencia;

f^C es la frecuencia del enlace ascendente del transmisor de calibración;

FDOA_n es la diferencia entre la FDOA para los transmisores de referencia y de calibración;

el punto DTO(C) es la tasa de cambio del desfase en tiempo diferencial observado del transmisor de calibración tal como se monitoriza en la estación de monitorización, es decir, la combinación de los componentes del enlace ascendente y del enlace descendente; y

- 5 DSRR es la Tasa del Intervalo de Oblicuidad Diferencial del enlace ascendente del término entre corchetes.

Tomando los errores:

$$\begin{aligned} & \delta DSRR(R) - \delta DSRR(C) \\ & \equiv \delta DSRR_n = -\frac{c}{f^R} \delta FDOA_n - \left(\frac{f^R - f^C}{f^R} \right) c \delta \dot{D}TO(C) \end{aligned} \quad (24)$$

- 10 Por ello para estimar el error en la DSRR de una señal de referencia con respecto a una señal de calibración, la FDOA normalizada es típicamente medida desde la superficie de la CAF y a continuación es comparada con la calculada basándose en las efemérides del satélite.

Asimismo la tasa de cambio del DTO es observada en la señal de calibración y comparada con la calculada basándose en las efemérides del satélite. Los errores son sustituidos en el RHS de (24) y utilizados para calcular el LHS.

- 15 La tasa de cambio del DTO se determina mediante múltiples mediciones de DTO y la determinación de la pendiente de la curva de DTO en función del tiempo. Alternativamente, la tasa de cambio del DTO puede ser calculada a partir de las efemérides del satélite. Este último planteamiento es menos satisfactorio, debido al impacto del error de efemérides del satélite. La precisión a la cual necesita ser determinada la tasa de cambio del DTO en la señal de calibración se muestra en la Figura 14a. Los datos se basan en un error aceptable de 1 mHz. Si el error aceptable es menor que este valor, digamos 0,1 mHz el error la tasa de cambio del DTO cambia pro rata, es decir, si es 1×10^{-9} para un error de 1 mHz es 1×10^{-10} para un error de 0,1 mHz y 1×10^{-8} para un error de 10 mHz.

- 20 La Figura 14b muestra los conjuntos típicos de errores entre el DTO estimado (a partir de las efemérides del satélite, basándose en la posición conocida en la estación de tierra) y el DTO medido sobre un periodo de 48 horas. El error rms, 300, en una medición individual es aproximadamente 0,3 microsegundos, en este ejemplo. También se muestra la curva interpolada utilizando un proceso de ajuste de curva. A partir del proceso de ajuste de curva, el error de rms en el punto de DTO, 302, es $3,4 \times 10^{-12}$ correspondiente a una diferencia de frecuencia permitida de aproximadamente 200 MHz para conseguir un error de FDOA_n máximo de 1 mHz, de acuerdo con la Figura 14a.

- 25 De manera más simple, procedemos con un único calibrador y tres señales de referencia. Los únicos requisitos para el calibrador son que debe tener una degradación de fase común con las señales de referencia y la señal desconocida para ser medida y que debe estar en una posición fija en la tierra. El que esto se consiga es función del diseño de los satélites afectado y adyacente. Si no es el caso, el calibrador puede ser transmitido desde un punto de la tierra, en secuencia con las mediciones y sintonizado alternativamente a los transpondedores de interés para las señales de referencia individuales. El calibrador no necesita ser una señal potente siempre que tenga una potencia razonable en los dos canales del satélite y puede estar situado en el borde del transpondedor, donde no interfiere con los accesos del tráfico.

- 30 Se ha encontrado, tanto mediante simulación como mediante observación real, que las perturbaciones pequeñas en la posición del satélite y en la velocidad resultan en errores de DSR y de DSRR descritos por:

$$\delta DSR = \delta DSR_0 + \delta \dot{DSR}_0 (t - t_0) + \delta DSR_i \cos(\omega_e t) + \delta DSR_Q \sin(\omega_e t) \quad (25)$$

$$\delta DSRR_n = \delta DSRR_n_0 + \delta DSRR_n_i \cos(\omega_e t) + \delta DSRR_n_Q \sin(\omega_e t) \quad (26)$$

donde:

- 40 δDSR = error en DSR
 δDSR_0 = error de DSR medio sobre un día sidereal
 $\delta \dot{DSR}_0$ = tasa de cambio del desfase del error de DSR
 δDSR_i = componente en fase de la oscilación sinusoidal del error de DSR

δDSR_Q	=	componente en cuadratura de la oscilación sinusoidal del error de DSR
δDSRR_n	=	error en DSRR_n
δDSRR_{n_0}	=	error de DSRR_n medio sobre un día sideral
δDSRR_{n_i}	=	componente en fase de la oscilación sinusoidal del error de DSRR_n
5 δDSRR_{n_Q}	=	componente en cuadratura de la oscilación sinusoidal del error de DSRR_n
ω_e	=	velocidad de rotación angular de la Tierra
t	=	tiempo transcurrido (a partir de un momento arbitrario)

Las definiciones de la velocidad de rotación angular y del tiempo transcurrido son mutuamente dependientes, es decir, si el tiempo transcurrido está en segundos, la velocidad de rotación angular está en unidades de radianes/segundo. También, los valores de los componentes en fase y en cuadratura dependen de la selección del momento en el tiempo.

Para las observaciones realizadas durante un intervalo de tiempo limitado, es posible otra simplificación puesto que los términos de seno y coseno pueden ser expandidos como polinomios en el ángulo en radianes. Dependiendo del intervalo de tiempo puede mostrarse que se producen errores del orden de 0,07% en un periodo de tiempo de 160 minutos centrados en el momento. Si se dispone de datos extendidos, por ejemplo, sobre un periodo de un día o más, podría utilizarse la expansión sinusoidal completa. Puede verse a partir de las ecuaciones (25) y (26) que para las mediciones de DSR, un mínimo de cuatro mediciones adecuadamente separadas permitirán la determinación de los coeficientes de (25). Si las mediciones son ruidosas, los coeficientes tendrán un error. Mediante el uso de más de cuatro medidas, cada una con ruido independiente, puede conseguirse un grado de continuidad del ruido. En la práctica el número de medidas será significativamente mayor de cuatro, resultando en una considerable cantidad de promediación del ruido. Para las medidas de DSRR, un mínimo de tres medidas adecuadamente separadas permitirá la determinación de los coeficientes de (26). De nuevo el número de medidas será significativamente mayor de tres para permitir una promediación significativa del ruido.

Donde las contribuciones del error de efemérides para un número de ubicaciones conocidas se observan de una manera secuencial y estas observaciones incluyen medidas de una ubicación desconocida la corrección de efemérides en la ubicación desconocida puede ser inferida a partir de una interpolación de las medidas de las ubicaciones conocidas para los tiempos de las medidas de la ubicación desconocida. Una vez que los errores de efemérides han sido estimados para los tiempos de las medidas de la ubicación desconocida, estos errores de efemérides pueden ser interpolados en el espacio para proporcionar la estimación del error de efemérides para la ubicación desconocida.

También es posible extrapolar medidas a partir de un tiempo anterior al momento de la medición de una señal desconocida. Asimismo, también es posible realizar mediciones en un tiempo posterior al tiempo de la medición de la señal desconocida y que reducirá los errores en la estimación del error de efemérides en el momento de la medición de la frecuencia desconocida.

La Figura 15 muestra un ejemplo simulado del error de efemérides en una DSR para 96 observaciones separadas uniformemente en un periodo de 24 horas. En la Figura 15, la traza 310 es la representación del tiempo del error de efemérides en una DSR no corrompida por ruido. También se muestran 'observaciones' 312 corruptas por ruido. Finalmente se muestra la curva estimada ajustada mediante mínimos cuadrados 314. Para el ajuste de un componente de desfase y de en fase y en cuadratura, el error de rms en cada observación se reduce en $\sqrt{3}/\sqrt{N}$ para N observaciones uniformes en 24 h, donde $N \gg 3$. Como ejemplo si $N = 96$ y cada medición individual tiene un error de rms de 10 mHz, el error interpolado sería del orden de 2 mHz. Claramente dado que el error interpolado varía inversamente sólo como la raíz cuadrada del número de observaciones, es importante realizar las mediciones individuales con un error lo más pequeño posible. Por ejemplo, reducir el error de medición individual en un orden de magnitud reduce el número de mediciones que debe realizarse en dos órdenes de magnitud.

Si se dispone de menos de 24 horas de datos de referencia, los datos de referencia pueden ser extrapolados. La Figura 16 muestra un ejemplo del uso de datos dispersos y que incluye una estimación del error en el valor interpolado/extrapolado.

Puede verse a partir de la Figura 16 que el error de rms es en el peor de los casos, 316, del orden de 0,05 comparado con aproximadamente 0,1 para cada observación 318. Esta reducción es significativamente menor que para 24 horas de datos. Un ejemplo podrían ser observaciones dispersas con un error de rms de 5 mHz reducido aproximadamente a 2,5mHz mediante el proceso de interpolación. El rendimiento exacto depende del número de observaciones y de la distribución del tiempo comparada con el tiempo de observación. En particular, sobre la escala de tiempo de unas pocas horas, la curva puede representarse por un valor medio y una pendiente. Asumiendo que las mediciones individuales tienen el mismo error, el error en el valor medio disminuye con la raíz cuadrada del

número de puntos y el error en la pendiente decrece con la duración del tiempo y la raíz cuadrada del número de puntos.

El punto principal es que el error de rms puede ser calculado basándose en la estimación de los errores paramétricos en el ajuste por mínimos cuadrados y que es posible para una colección arbitraria de observaciones y un tiempo de predicción.

La relación entre el error de rms y el intervalo de confianza ha sido considerada en la técnica anterior (D. J. Torrieri, "Statistical Theory of Passive Location Systems", IEEE Trans., AES-20, 2 de Marzo de 1984), no obstante para los propósitos de la corrección de errores de efemérides, el uso del error de rms proporciona una precisión adecuada.

Se considera la interpolación espacial basándose en la limitación de que la separación angular entre los satélites es pequeña – un máximo de aproximadamente 10 grados. Dada esta limitada separación angular puede mostrarse que la distribución espacial del error de efemérides es aproximadamente lineal en u_y y u_z . Las Figuras 17 y 18 muestran la variación en el espacio del error de DSR 324 y DSRR 326 para una pareja de satélites nominalmente geostacionarios separados en longitud por 3 grados.

Con el fin de interpolar en el espacio puede verse que el mínimo número de ubicaciones conocidas que es necesario utilizar depende de si está disponible o no un DTO para un calibrador de fase.

Si el calibrador de fase no proporciona un DTO, entonces es necesario medir tres calibradores de posición. Estas mediciones permiten el cálculo de derivadas parciales de:

$$\delta DSR(u_y, u_z) = \delta DSR(u_{y0}, u_{z0}) + (u_y - u_{y0}) \frac{\partial \delta DSR}{\partial u_y} + (u_z - u_{z0}) \frac{\partial \delta DSR}{\partial u_z} \quad (27)$$

donde las derivadas parciales son evaluadas en $u_y = u_{y0}$ y $u_z = u_{z0}$. Resulta una ecuación simultánea de 2x2.

$$\begin{bmatrix} (u_{y1} - u_{y0}) & (u_{z1} - u_{z0}) \\ (u_{y2} - u_{y0}) & (u_{z2} - u_{z0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial \delta DSR}{\partial u_y} \\ \frac{\partial \delta DSR}{\partial u_z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta DSR(u_{y1}, u_{z1}) - \delta DSR(u_{y0}, u_{z0}) \\ \delta DSR(u_{y2}, u_{z2}) - \delta DSR(u_{y0}, u_{z0}) \end{bmatrix} \quad (28)$$

Si el calibrador de fase proporciona un DTO y los calibradores de posición están adecuadamente separados del calibrador de fase, la ecuación (28) aplica aún pero las mediciones se obtienen a partir de un calibrador de fase y de dos calibradores de posición que están adecuadamente separados con respecto al calibrador de fase.

Habiendo estimado las derivadas parciales a partir de (28) son aplicadas al cálculo de la corrección de DSR en (27) basándose en los valores de estimados de u_y , u_z dada la ubicación estimada.

Teniendo en cuenta la figura 18, de nuevo es posible escribir:

$$\delta DSRR(u_y, u_z) = \delta DSRR(u_{y0}, u_{z0}) + (u_y - u_{y0}) \frac{\partial \delta DSRR}{\partial u_y} + (u_z - u_{z0}) \frac{\partial \delta DSRR}{\partial u_z} \quad (29)$$

y resolver las derivadas parciales mediante:

$$\begin{bmatrix} (u_{y1} - u_{y0}) & (u_{z1} - u_{z0}) \\ (u_{y2} - u_{y0}) & (u_{z2} - u_{z0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial \delta DSRR}{\partial u_y} \\ \frac{\partial \delta DSRR}{\partial u_z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta DSRR(u_{y1}, u_{z1}) - \delta DSRR(u_{y0}, u_{z0}) \\ \delta DSRR(u_{y2}, u_{z2}) - \delta DSRR(u_{y0}, u_{z0}) \end{bmatrix} \quad (30)$$

La ecuación (30) proporciona el medio de determinar la pendiente de los errores en DSRR en las direcciones y y z. Aquí el subíndice 0 se referiría a la posición de una señal de calibración y los subíndices 1 y 2 se referirían a las otras dos señales de referencia.

En principio, podrían determinarse las pendientes donde se utilizasen diferentes señales de calibrador para cada referencia. Esta circunstancia podría darse, por ejemplo, donde las señales de referencia estuviesen en los canales del satélite donde el oscilador de traslación tuviese una fase independiente para las dos combinaciones de señal de referencia / señal de calibración.

- 5 Surge un problema no obstante en utilizar (30) porque el error en DSRR para la señal del calibrador no se muestra, en general. Lo que se tiene típicamente disponible es el error en DSRR de una señal de referencia con respecto al calibrador, es decir:

$$\delta DSRR_n = \delta DSRR(R) - \delta DSRR(C) \quad (31)$$

que es un error de tasa de oblicuidad diferencial normalizada.

- 10 De manera más simple, procedemos con un único calibrador y tres señales de referencia. Los únicos requisitos para el calibrador son que debe tener una degradación de fase común con las señales de referencia y la señal desconocida para ser medida y que debe estar en una posición fija en la tierra. Un calibrador está generalmente:

- 15 • En un transpondedor que utiliza el mismo oscilador de traslación que las señales de referencia y desconocida o al menos un oscilador de traslación derivado del mismo oscilador de referencia maestro y con la misma frecuencia de traslación. Esta situación puede prevalecer en los satélites tanto principal como adyacente.
- Bien en el satélite principal o en el adyacente.
- Puede estar en el borde del ancho de banda nominal del transpondedor.

- 20 La ecuación (24) permite el cálculo del error de efemérides para cada una de las estaciones de referencia conocidas, como referida a la estación de calibración basándose en las medidas de FDOA normalizadas y en los cálculos basados en las posiciones geográficas conocidas de las señales de referencia y de calibración.

- 25 Este término es el error entre la diferencia *calculada* en la Tasa del Intervalo de Oblicuidad Diferencial entre el sitio de Calibración y el sitio de señal de referencia *i*-ésimo, basándose en el conocimiento de las posiciones geográficas de las señales de referencia y de calibración y en las posiciones y velocidades de los satélites y del valor medido. Esta diferencia, a su vez, está sujeta a un error de medición aleatorio, al que se atenderá en la siguiente sección.

Una extensión directa de (29) y (30) da:

$$\delta DSRR_n(u_y, u_z) = \delta DSRR_n(u_{y0}, u_{z0}) + (u_y - u_{y0}) \frac{\partial \delta DSRR_n}{\partial u_y} + (u_z - u_{z0}) \frac{\partial \delta DSRR_n}{\partial u_z} \quad (32)$$

y para resolver las derivadas parciales mediante:

$$\begin{bmatrix} (u_{y1} - u_{y0}) & (u_{z1} - u_{z0}) \\ (u_{y2} - u_{y0}) & (u_{z2} - u_{z0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial \delta DSRR_n}{\partial u_y} \\ \frac{\partial \delta DSRR_n}{\partial u_z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta DSRR_n(u_{y1}, u_{z1}) - \delta DSRR_n(u_{y0}, u_{z0}) \\ \delta DSRR_n(u_{y2}, u_{z2}) - \delta DSRR_n(u_{y0}, u_{z0}) \end{bmatrix} \quad (33)$$

- 30 A partir de la similitud en forma de (29) y (30) y (32) y (33) es conveniente definir los siguientes vectores:

$$\mathbf{t}_i = (u_{yi} - u_{y0})\mathbf{e}_y + (u_{zi} - u_{z0})\mathbf{e}_z; \quad i = 1, 2 \quad (34)$$

$$\mathbf{t} = (u_y - u_{y0})\mathbf{e}_y + (u_z - u_{z0})\mathbf{e}_z$$

Considérese que δD , el término que va a ser interpolado, es δDSR o $\delta DSRR_n$. Además, considérese que δD lleva los subíndices 0, 1 ó 2 dependiendo de la ubicación de la medición de la señal del calibrador de posición. Además, considérese que el valor desconocido está representado por δD sin subíndice.

Puede mostrarse que:

$$\delta D = q\delta D_2 + p\delta D_1 + (1 - p - q)\delta D_0 \quad (35)$$

donde:

$$q = \left[\frac{(\mathbf{t} \times \mathbf{t}_1) \cdot \mathbf{e}_z}{(\mathbf{t}_2 \times \mathbf{t}_1) \cdot \mathbf{e}_z} \right]; \quad p = \left[\frac{-(\mathbf{t} \times \mathbf{t}_2) \cdot \mathbf{e}_z}{(\mathbf{t}_2 \times \mathbf{t}_1) \cdot \mathbf{e}_z} \right]$$

Finalmente, el error de rms en el término δD viene dado por:

$$\sigma^2 = q^2 \sigma_2^2 + p^2 \sigma_1^2 + [1 - p - q]^2 \sigma_0^2 \quad (36)$$

donde σ_i es el error de rms en la observación (δDSR o $\delta DSRR_n$) i ésima.

La ecuación (36) permite predecir el error de rms para cualquier valor de u_y y u_z para una señal desconocida en términos de los errores de rms en δDSR o $\delta DSRR$ para tres posiciones conocidas.

Debe observarse que la posición geográfica del calibrador no afecta al rendimiento, sólo a la posición geográfica de las señales de referencia.

Ilustraciones del impacto en la disposición geográfica de las señales de referencia en la capacidad para interpolar el error de efemérides para una posición desconocida se muestran en las Figuras 19 y 20 para una distribución de las señales de referencia buena y una mala respectivamente.

En las Figuras 19 y 20, la interpolación se lleva a cabo entre tres puntos de la desviación estándar de unidad tipificados por 330, 332, 334 y 340, 342 y 344. La desviación estándar mínima es $1/\sqrt{3}$ en los dos casos. En la Figura 20, aparecen factores de multiplicación mucho mayores de la desviación estándar muy lejos del alcance de los calibradores de posición.

Donde hay más de tres fuentes de referencia disponibles, puede ser posible combinarlas en un sentido de mínimos cuadrados. No obstante, una posibilidad es seleccionar la combinación de las tres señales de referencia que minimice el error de rms en la posición (aproximada) de la señal desconocida.

Si hay seis fuentes de señal, por ejemplo, pueden calcularse veinte combinaciones distintas. Puesto que los cálculos son simples, el trabajo total es pequeño. La combinación con el mínimo error de rms en la posición desconocida es elegida para la corrección.

El proceso es como sigue. Elíjanse unas señales de calibrador y de referencia adecuadas. Los calibradores son elegidos a la vista de la disposición del transpondedor y las señales de referencia son elegidas a la vista de los calibradores. Como se ha mencionado previamente, particularmente útiles para los calibradores son los sitios con transmisores que operan simultáneamente en múltiples transpondedores. Alternativamente, puede inyectarse una transmisión secuencialmente en transpondedores que contienen señales de referencia bajo el control de la estación de monitorización si no es posible encontrar un conjunto de señales de referencia y un calibrador con una distribución geográfica adecuada en el mismo transpondedor que la señal desconocida (o un transpondedor con un oscilador de traslación que tiene coherencia de fase con el transpondedor que contiene la señal desconocida).

Es importante que sea también posible utilizar la señal del calibrador como una de las señales de referencia, requiriendo entonces sólo dos señales de referencia independientes. Esto resulta muy útil cuando la distribución geográfica del calibrador y de otras dos señales de referencia proporciona un error de interpolación favorable.

En este caso (35) resulta:

$$\delta D = q\delta D_2 + p\delta D_1 \quad (37)$$

Mediciones de las señales de referencia y de la señal desconocida son realizadas típicamente de manera cíclica con respecto a la señal de calibración como se muestra en la Figura 21a. Aquí una señal de calibrador 350 se utiliza a partir de Defford, UK y se llevan a cabo mediciones en Beirut 352 y Yerevan, Armenia 354. Las correcciones en la DSR y la DSRR_n de las señales de referencia pueden ser interpoladas hasta el momento de la medición de la señal nominalmente desconocida en Roma 356.

Técnicas de observaciones relativas de TDOA y FDOA para posiciones en la tierra han sido dirigidas previamente. Lo que se presenta aquí es un método general de asociación de múltiples mediciones de uno o más transmisores en una sola ubicación para proporcionar una indicación de ubicación de ese transmisor o de esos transmisores.

Las Figuras 22a y 22b muestran el uso de mediciones de DTO sólo, como el ejemplo más simple. Esto es aunque la intersección de múltiples líneas de posición de DTO a menudo producirá una ubicación imprecisa.

La región de la Tierra en la que es probable que ocurra la ubicación está mallada (360) con una resolución suficientemente fina en longitud y en latitud. Para cada punto en la rejilla y para cada tiempo 'm' de la observación de la señal desconocida, se calcula un Intervalo de Oblicuidad Diferencial, basándose en el conocimiento de las posiciones de los satélites (362). Basándose en la corrección de efemérides interpolada en el tiempo de la DSR para las señales de referencia, se calcula una corrección a la DSR calculada para producir una DSR' corregida en el tiempo m (366). El proceso se repite para todo el conjunto de puntos en la rejilla de longitud y latitud y para cada tiempo de observación m.

En referencia a la Figura 22b, para cada tiempo de observación m la DSR' corregida calculada es convertida a un $DTO_m(\alpha, \beta)$ (368) donde la funcionalidad α, β se utiliza para distinguir el DTO_m calculado del medido. El DTO_m medido tiene asociado con él un error denotado por σ_m .

El término:

$$\chi^2(\alpha, \beta) = \sum_m \frac{[DTO_m - DTO_m(\alpha, \beta)]^2}{\sigma_m^2} \quad (38)$$

es calculado (370) y guardado para cada par de longitud, latitud en la rejilla. Cuando todos los puntos de la rejilla han sido calculados, todos los puntos en los que:

$$\chi^2(\alpha, \beta) - \chi_{\min}^2 = -2 \ln(1 - P) \quad (39)$$

donde P es la probabilidad requerida de encontrar la ubicación correcta y $\chi_{\min}^2$ es el mínimo valor de χ^2 determinado por interpolación, se unen para definir el perímetro de probabilidad P (típicamente con una rutina de contorno). Un valor típico de P sería 0,95, correspondiente a una probabilidad de 95%.

Las Figuras 23a y 23b muestran la situación para el uso de mediciones de FDOA_n solamente. Esta situación puede ocurrir cuando hay una insuficiente información de sincronización disponible de la señal bajo investigación (típicamente de una ubicación desconocida).

La región de la Tierra donde la ubicación es probable que ocurra es mallada con una resolución suficientemente fina en longitud y latitud (380). Para cada punto de la rejilla y para cada tiempo 'm' de la observación de la señal desconocida, se calcula (382) una Tasa de Intervalo de Oblicuidad Diferencial normalizada para la señal de calibración, es decir, DSRR_n (Differential Slant Range Rate normalized, en inglés), basándose en el conocimiento de las posiciones y velocidades de los satélites y de la ubicación del calibrador. Basándose en la corrección de las efemérides interpoladas en el tiempo de la DSRR_n para las señales de referencia (calculada a partir del conocimiento de las posiciones y velocidades de los satélites, la frecuencia del enlace ascendente de las señales de referencia, la frecuencia del enlace ascendente de la señal del calibrador y la tasa de cambio del DTO de la señal del calibrador, que puede ser calculada o, preferiblemente medida) (384), se calcula una corrección a la DSRR_n calculada en la posición de longitud, latitud mediante interpolación en el espacio utilizando por ejemplo (37) y se aplica a la DSRR_n calculada para producir una DSRR_ni corregida en el tiempo m (386). El proceso se repite para todo el conjunto de puntos de la rejilla de longitud y latitud y para cada tiempo de observación m.

Para cada tiempo de observación m la DSRR_ni corregida calculada es convertida a una FDOA_nm (α, β) (388) donde la funcionalidad α, β se utiliza para distinguir la FDOA_nm calculada de la medida. La FDOA_nm tiene asociada con ella un error denotado por σ_{vm} .

El término:

$$\chi^2(\alpha, \beta) = \sum_m \frac{[FDOA_{n_m} - FDOA_{n_m}(\alpha, \beta)]^2}{\sigma_{vm}^2} \quad (40)$$

se calcula y guarda para cada par de longitud, latitud de la rejilla (390). Para definir una elipse de probabilidad, se utiliza la ecuación (39) junto con una rutina de contorno para encontrar el perímetro de probabilidad P.

- 5 En el caso en el que se realicen mediciones en pares correlacionados de DTO y de FDOA_n, tal como sería el caso en el que se realiza una medición del pico de una superficie de la Función de Ambigüedad Cruzada de acuerdo con las ecuaciones (15), (16) y (17) y en la que el ancho de banda y la duración de las señales fuesen los dos suficientes para generar mediciones de precisión útil. La Figura 24 muestra esta situación.

10 La región de la Tierra en la que la ubicación es probable que ocurra es mallada con una resolución suficientemente fina en longitud y latitud (400). Como en la Figura 24, para cada punto de la rejilla y para cada tiempo 'm' de la observación de la señal desconocida, se calculan un Intervalo de Oblicuidad Diferencial, es decir DSR (Differential Slant Range, en inglés) y una Tasa de Intervalo de Oblicuidad Diferencial normalizada para la señal de calibración, es decir, DSRR_n (Differential Slant Range Rate normalized, en inglés) (402), basándose en el conocimiento de las posiciones y velocidades de los satélites y en la ubicación del calibrador. Basándose en la corrección de efemérides interpolada en el tiempo del DSR y de la DSRR_n para las señales de referencia (calculada a partir del conocimiento de las posiciones y de las velocidades de los satélites, la frecuencia del enlace ascendente de las señales de referencia, la frecuencia del enlace ascendente de la señal del calibrador y la velocidad de cambio del DTO de las señal del calibrador, que puede ser calculada o, preferiblemente, medida) (404), se calcula una corrección para el DSR y la DSRR_n en la posición de longitud, latitud mediante interpolación en el espacio utilizando por ejemplo (37) y se aplica al DSR y a la DSRR_n calculados para producir un DSR' y una DSRR_n' corregidos en el tiempo m (406). El proceso se repite para todo el conjunto de puntos de la rejilla de longitud y latitud y para cada tiempo de observación m.

20 Para cada tiempo de observación m las DSR' y DSRR_n' corregidas calculadas son convertidas a un DTO_m(α, β) y un FDOA_{n_m}(α, β) donde la funcionalidad de α, β se utiliza para distinguir los valores calculados de los medidos 408. El DTO_m y el FDOA_{n_m} medidos tienen asociados a ellos errores denotados por σ_{tm} y σ_{vm}. Además, existe una correlación entre error de tiempo y de frecuencia dados por ρ_{tvm} de acuerdo con la ecuación (17).

El término:

$$\chi^2(\alpha, \beta) = \sum_m \frac{\sigma_{vm}^2 [DTO_m - DTO_m(\alpha, \beta)]^2}{(\sigma_{tm}^2 \sigma_{vm}^2 - \rho_{tvm}^4)} + \sum_m \frac{2[DTO_m - DTO_m(\alpha, \beta)][FDOA_{n_m} - FDOA_{n_m}(\alpha, \beta)]\rho_{tvm}^2 + \sigma_{vm}^2 [FDOA_{n_m} - FDOA_{n_m}(\alpha, \beta)]^2}{(\sigma_{tm}^2 \sigma_{vm}^2 - \rho_{tvm}^4)} \quad (41)$$

es calculado y guardado para cada par de longitud, latitud de la rejilla 410. Para definir una elipse de probabilidad, se utiliza (39) junto con una rutina de contorno para encontrar el contorno de la probabilidad P.

- 30 Es posible utilizar directamente la superficie de la Función de Ambigüedad Cruzada, en lugar del DTO_m, FDOA_{n_m} interpolados y sus errores asociados. Ejemplos de dónde podría ser esto apropiado es donde la forma de la superficie sea individualmente compleja, por ejemplo, con múltiples picos y que sea difícil inferir cuál de los picos es el pico correcto. Adicionalmente, la relación de señal a ruido de una medición individual puede ser suficientemente débil como para resultar en que el pico deseado sea indistinguible de un número de otros picos de ruido.

- 35 Por lo que respecta a la Figura 25a, para unos α y β dados, la versión dB de la Función de Ambigüedad Cruzada es evaluada en el DTO_m y en la FDOA_{n_m} determinados (420) mediante la interpolación de los valores del DTO y de la FDOA_n para los cuales la superficie de la CAF está disponible. Se asume que la región de disponibilidad de la superficie de la CAF (límites de DTO y FDOA_n) es suficiente para abarcar todos los pares de DTO_m y FDOA_n determinados por el intervalo de α y β seleccionados.

- 40 Para cada superficie de medida, el nivel de ruido medio se obtiene promediando la respuesta fuera de los principales picos de la superficie. Si el pico no es evidente debido a la débil respuesta de pico, se obtiene el nivel de ruido promediado de toda la superficie.

- 45 Para cada α, β la respuesta de la superficie en los valores del DTO y de la FDOA_n calculados en esos α y β se utiliza para determinar la SNR_m. Habiendo obtenido un conjunto de respuesta de la CAF y sus respectivas SNRs sobre α y β, el término:

$$\chi^2(\alpha, \beta) = -\sum_m SNR_m CAF_m|_{dB} \quad (42)$$

se calcula 422. El proceso se ilustra en la Figura 25a.

Donde la superficie de correlación individual es débil, puede ser posible sumar las versiones de dB de las superficies individuales para resultar en un pico identificable. Habiendo identificado α y β para la respuesta de pico, las superficies individuales pueden ser analizadas para la SNR en este punto.

Donde las versiones de dB de un número de superficies de relación de señal a ruido baja son sumadas, es posible inferir las relaciones de señal a ruido individuales como sigue.

El valor de rms de la variación de dB de la superficie promediada se determina lejos del pico de correlación. Para un verdadero ruido distribuido de Raleigh, éste debería ser 5,57 dB. Un factor de promediación efectivo puede ser determinado como el cuadrado de la relación de la variación de dB de rms real comparado con 5,57 dB. Así, si la variación de rms de dB es 2 dB, el factor de promediación efectivo es 7,75.

A continuación, la señal de dB + nivel de ruido se mide y compara con el nivel de ruido promediado, lejos del pico. La Figura 25b permite que la desviación estándar del ruido de la superficie única sea estimada para la superficie con el mismo nivel de señal de dB + ruido y nivel de ruido promediado. Habiendo obtenido la desviación estándar, ésta se reduce en la raíz cuadrada del factor de promediación efectivo y se estima una relación de señal a ruido verdadera en dB a partir de la Figura 25c. De la Figura 25d, la relación de señal en dB a ruido se reduce mediante el aumento de la Ganancia de Procesamiento para la suma incoherente para proporcionar la relación de señal en dB a ruido para una sola superficie. Como ejemplo, si la relación (s+n)/n indicada fuese 10 dB, la desviación estándar sería 2,8 dB a partir de la Figura 25b. Esta cifra se reduce en la raíz cuadrada del factor de promediación efectivo, o sea, $\sqrt{7,75}$ para proporcionar una desviación estándar de 1 dB. El uso de la Figura 25c proporciona una verdadera relación de señal a ruido de 19 dB. El uso de la Figura 25d proporciona una relación de señal a ruido por superficie de $19 - 7,5 \text{ dB} = 11,5 \text{ dB}$. Este factor en términos de potencia lineal es decir 14 x se usa en la ecuación (42).

En la situación en la que hay medidas mezcladas pero independientes de DTO y FDOA_n o hay una correlación despreciable entre los errores de medición del DTO y del FDOA_n, entonces los resultados en la expresión (38) pueden ser directamente combinados con los resultados de la expresión (40) para proporcionar un total chi-cuadrado que puede ser utilizado para formar una frontera de probabilidad total de acuerdo con (39).

Las Figuras 26a, 26b y 26c muestran la mejora posible utilizando el planteamiento de asociación. Un (hipotéticamente) desconocido transmisor 430 está situado en Roma. Un solo par de medidas de DTO 432 y FDOA_n 434 junto con sus errores 436, 438 produce una elipse 440 de error estimado. La posición de referencia era en Defford, UK. La verdadera 33 del transmisor se encuentra en la periferia de la elipse y el eje principal de la elipse es de aproximadamente 666 km y el eje menor es de aproximadamente 15 km. En la Figura 26c, un total de seis pares de medidas de DTO y FDOA_n están asociadas tras la corrección de los errores de efemérides basándose en las observaciones de transmisores en Beirut y Yerevan. El eje principal de la elipse del error es ahora de 7 km y el eje menor es de 6 km. La ubicación verdadera del transmisor 444 está a 1 km de distancia del resultado de 'máxima probabilidad' 446 en el centro de la elipse.

REIVINDICACIONES

1. Un método de localizar la fuente de una señal desconocida, caracterizado porque el método comprende las etapas de:

5 (i) calcular un desfase diferencial para una señal para cada una de una pluralidad de posiciones dentro de una región en la cual debe encontrarse el transmisor (10), para cada uno de una serie de tiempos m con respecto a los repetidores de señal primero y segundo (14/16) y con respecto a los receptores primero y segundo (18A/18B), siendo las posiciones de los repetidores de señal (14/16) y de los receptores (18A/18B) conocidas;

10 (ii) generar una función de ambigüedad cruzada (CAF – Cross-Ambiguity Function, en inglés) utilizando datos correspondientes a muestras de la señal desconocida recibida en los receptores primero y segundo (18A/18B) a través de los repetidores de señal primero y segundo (14/16) respectivamente;

(iii) estimar el nivel de ruido de la CAF; y

(iv) utilizar los datos generados en las etapas (i), (ii) y (iii) para obtener una medición de la probabilidad de que la fuente esté situada dentro de áreas definidas dentro de la citada región;

15 donde los desfases diferenciales son desfases de tiempo diferenciales (DTOs – Differential Time Offsets, en inglés) o desfases de frecuencia diferenciales (DFOs – Differential Frequency Offsets, en inglés), o ambos DTOs y DFOs; y donde en el dominio de la frecuencia, los citados datos son convertidos a un formato de decibelios

utilizando $A(\tau, \nu)_{dB} = 10 \log_{10} [A_r(\tau, \nu)^2 + A_l(\tau, \nu)^2]$, donde los valores interpolados de la superficie de ambigüedad vienen dados por

$$f\left(\tau_0 + p \frac{\Delta t}{I_\tau}, \nu_0 + q \frac{\Delta f}{I_\nu}\right) \cong \frac{q(q-1)}{2} f_{0,-1} + \frac{p(p-1)}{2} f_{-1,0} + (1 + pq - p^2 - q^2) f_{0,0} + \frac{p(p-2q+1)}{2} f_{1,0} + \frac{q(q-2p+1)}{2} f_{0,1} + pq f_{1,1}$$

20 donde τ_0 y ν_0 son los DTO y DFO en el punto de índice 0,0 y $-1 \leq p \leq 1$, $-1 \leq q \leq 1$,

donde los valores de p y de q que maximizan f vienen dados por

$$p = \frac{h_1 g_{22} - h_2 g_{12}}{g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}}; \quad q = \frac{h_2 g_{11} - h_1 g_{21}}{g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21}}, \quad \text{donde}$$

$$g_{11} = f_{1,0} - 2f_{0,0} + f_{-1,0}, \quad g_{22} = f_{0,1} - 2f_{0,0} + f_{0,-1}, \quad g_{12} = g_{21} = f_{0,0} - f_{0,1} + f_{1,1} - f_{1,0},$$

$$h_1 = \frac{f_{-1,0} - f_{1,0}}{2} \quad y \quad h_2 = \frac{f_{0,-1} - f_{0,1}}{2}, \quad \text{donde } f_{-1,0}; f_{0,0}; f_{1,0} \text{ son puntos de muestreo de la superficie de}$$

25 ambigüedad en dB,

Donde un ancho de banda B_u , duración T_u y factor de acoplamiento cruzado F_u , se utilizan para determinar los

$$B_u = \frac{I_\tau}{\Delta t} \sqrt{-\frac{g_{11}}{8.686}}, \quad T_u = \frac{I_\nu}{\Delta f} \sqrt{-\frac{g_{22}}{8.686}}, \quad F_u = -\frac{g_{12} I_\tau I_\nu}{8.686 \Delta t \Delta f},$$

errores en los desfases diferenciales, donde I_τ es un factor de interpolación en el dominio del retardo, I_ν es un factor de interpolación en el dominio de la frecuencia,

donde Δt es $1/f_s$ y f_s es la velocidad de muestreo, donde Δf es $1/T$ y T es la duración de muestreo total; y donde

$$\sigma_r = \frac{1}{B_u \sqrt{\text{SNR} \left(1 - \frac{F_u^2}{B_u^2 T_u^2} \right)}}, \quad \sigma_v = \frac{1}{T_u \sqrt{\text{SNR} \left(1 - \frac{F_u^2}{B_u^2 T_u^2} \right)}}, \quad \rho_{rv} = i \frac{\sqrt{F_u}}{B_u T_u} \frac{1}{\sqrt{\text{SNR} \left(1 - \frac{F_u^2}{B_u^2 T_u^2} \right)}},$$

y

y donde SNR es la relación de señal a ruido de post-correlación;

comprendiendo además el método las etapas de:

- 5 (v) para cada uno de una serie de tiempos m , muestrear la señal desconocida en los receptores primero y segundo por medio de los repetidores de señal primero y segundo, respectivamente;
- (vi) generar una serie correspondiente de m superficies de CAF;
- (vii) para una latitud α y una longitud β dadas, calcular los desfases de tiempo y frecuencia diferenciales DTO_m y DFO_m , en cada tiempo m , encontrando el valor de la superficie de CAF asociada CAF_m en cada tiempo m , y los correspondientes valores SNR_m de la relación de señal a ruido; y

$$\chi^2(\alpha, \beta) = - \sum_m \text{SNR}_m \text{CAF}_m.$$

- (viii) evaluar el valor de chi al cuadrado

2. El método de la reivindicación 1, que comprende también las etapas de:

- 15 (i) aplicar un factor de ponderación de un nivel lineal bajo a puntos fuera de la ventana que rodea al pico de una superficie de CAF generada a partir de las muestras de la señal que se origina en una posición dada, para generar una función CAF modificada;
- (ii) aplicar una FFT al dominio de la frecuencia y una FFT al dominio del tiempo de la función CAF modificada y una función generada a partir de muestras de la señal desconocida para generar las superficies $\tilde{A}_R(f, t)$, $A_U(f, t)$, respectivamente;

- (iii) generar la función producto $p(f, t) = \tilde{A}_R * (f, t) A_U(f, t)$;

- 20 (iv) aplicar a la función $p(f, t)$ una FFT inversa para el dominio del tiempo y una FFT para el dominio de la frecuencia con el fin de generar una CAF normalizada; y
- (v) utilizar la CAF normalizada para encontrar una diferencia de llegada de tiempo y de frecuencia para la señal desconocida y los errores de medición asociados con ella.

25 3. El método de la reivindicación 1 o la reivindicación 2, en el que el procesamiento de la CAF incluye las etapas de:

- (i) introducir un retardo variable en los desfases de tiempo utilizados para calcular una función CAF; y
- (ii) estimar una fase total para las respectivas rutas de la señal a través de los repetidores de señal primero y segundo en tiempos de bloque específicos sobre la base de la posición dada.

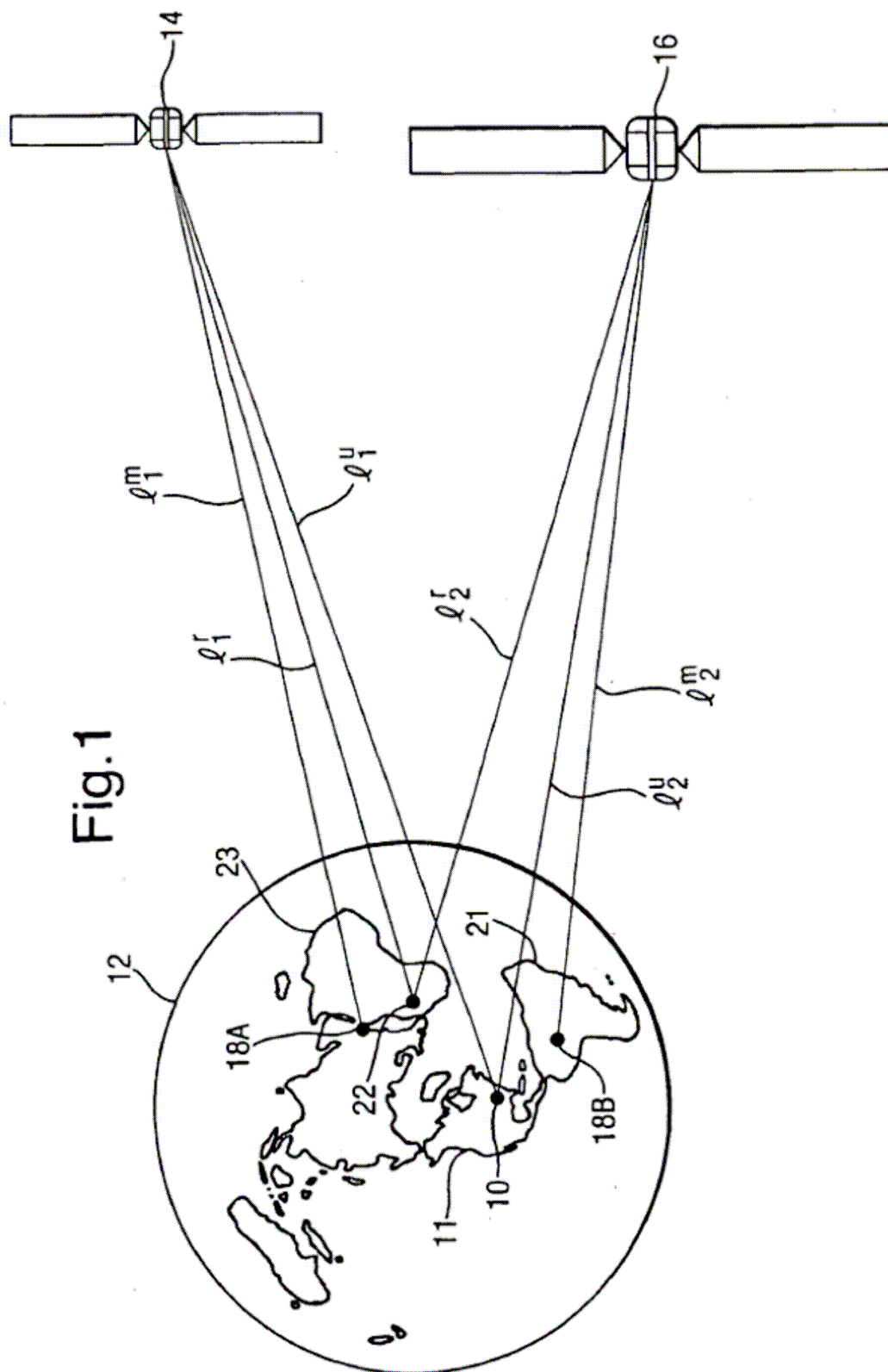


Fig. 1

Fig.2.

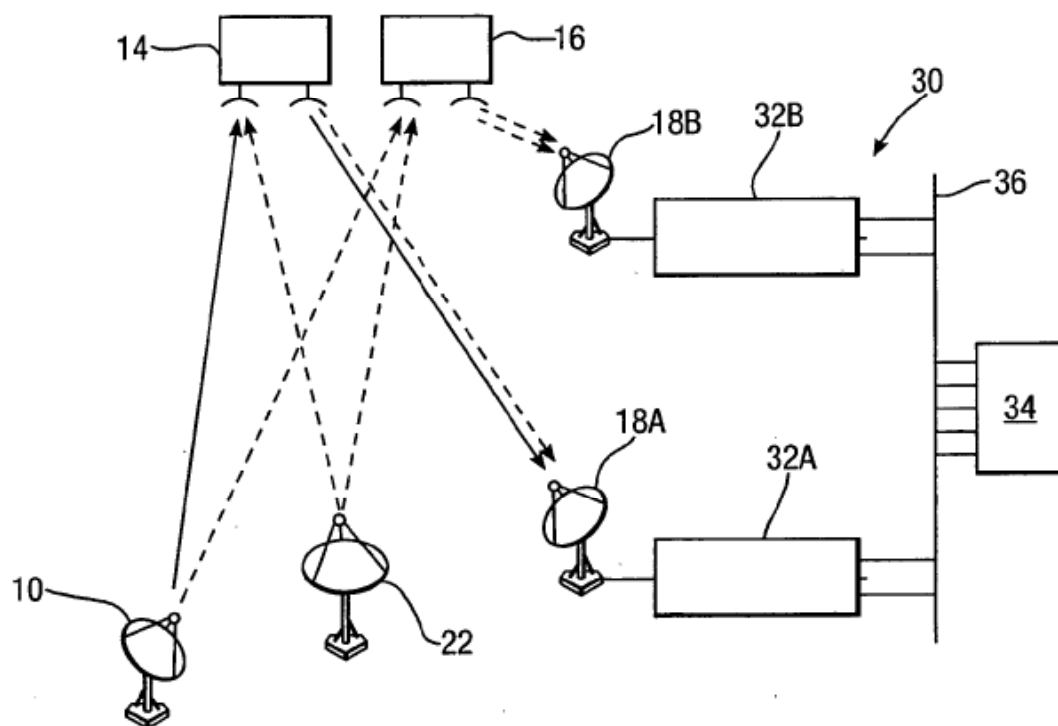
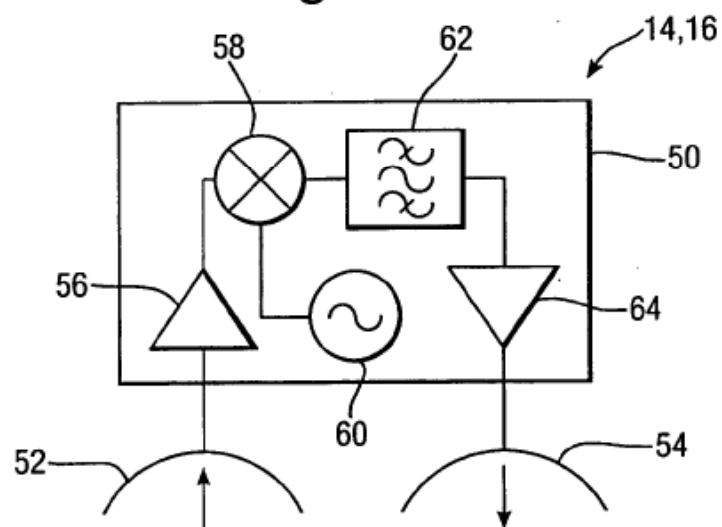


Fig.3.



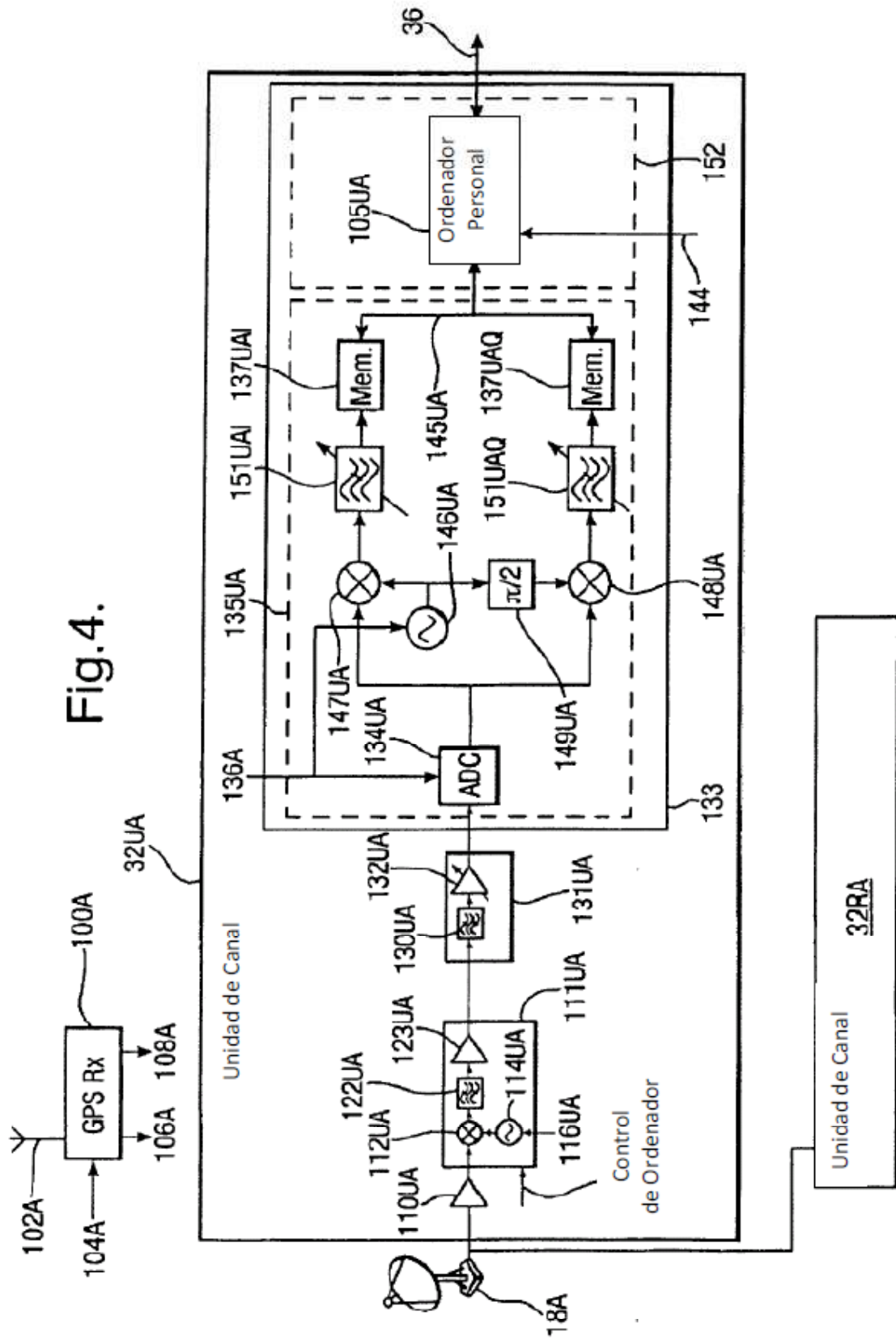


Fig.5.

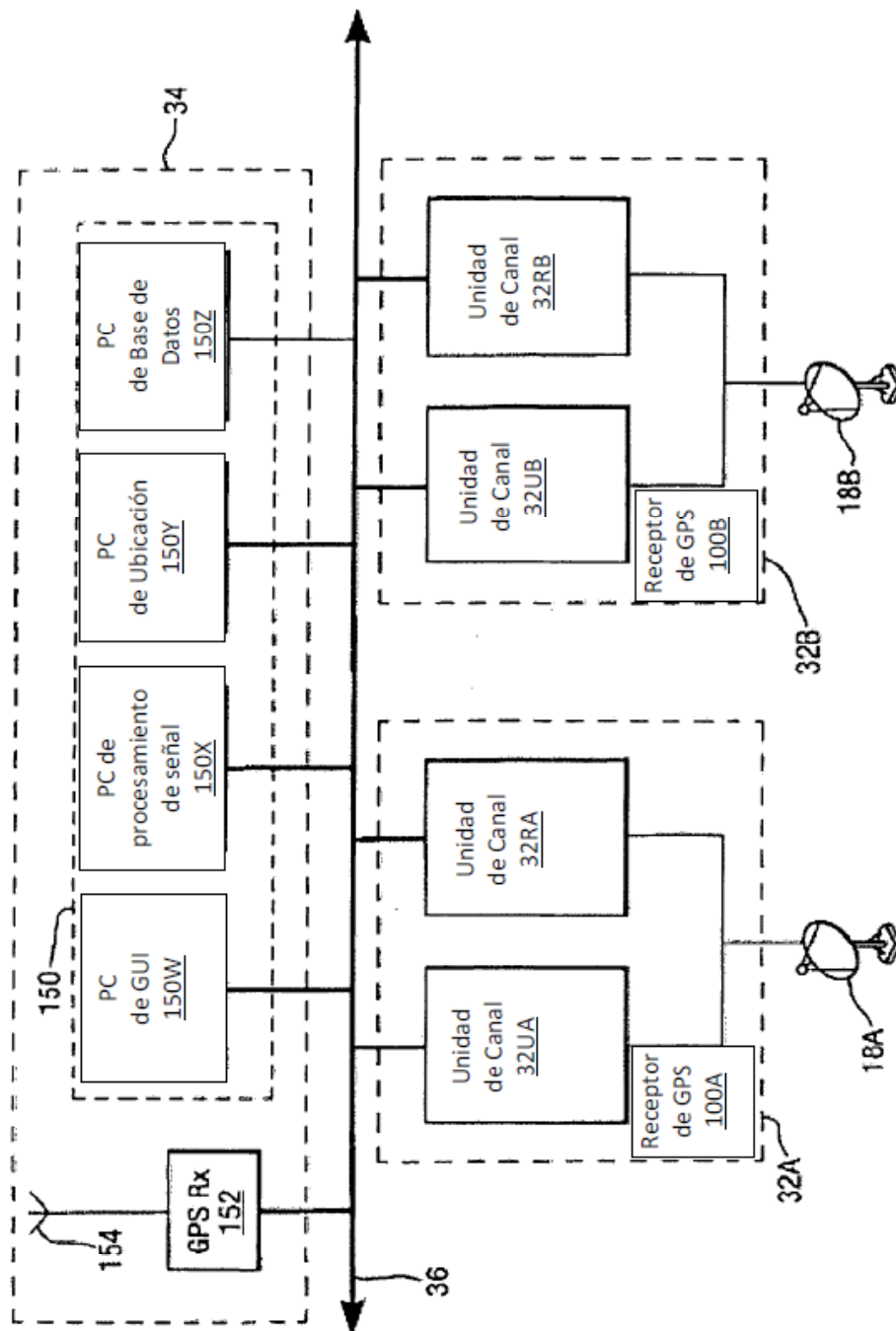


Fig. 6.

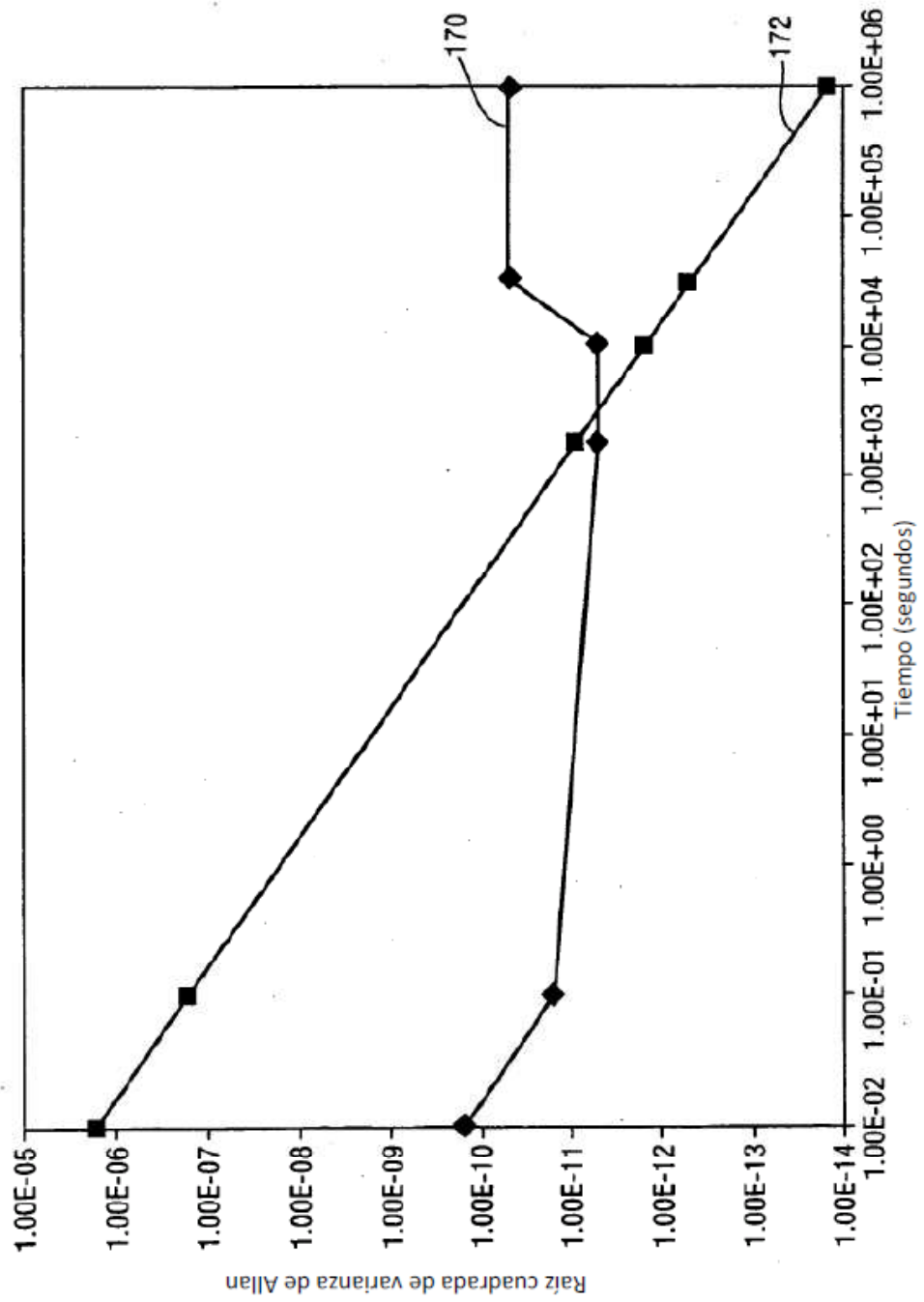


Fig.7.

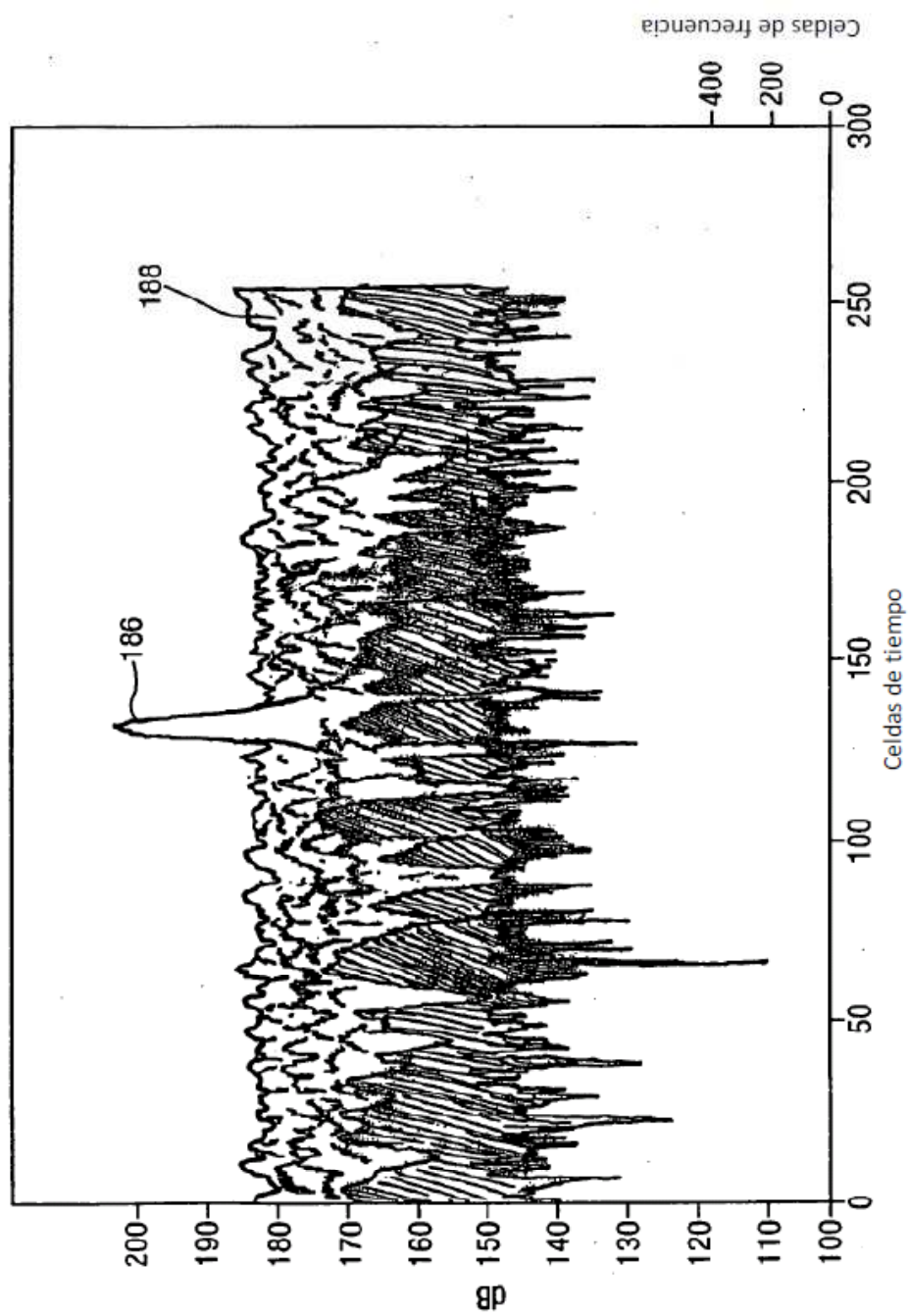


Fig. 8A

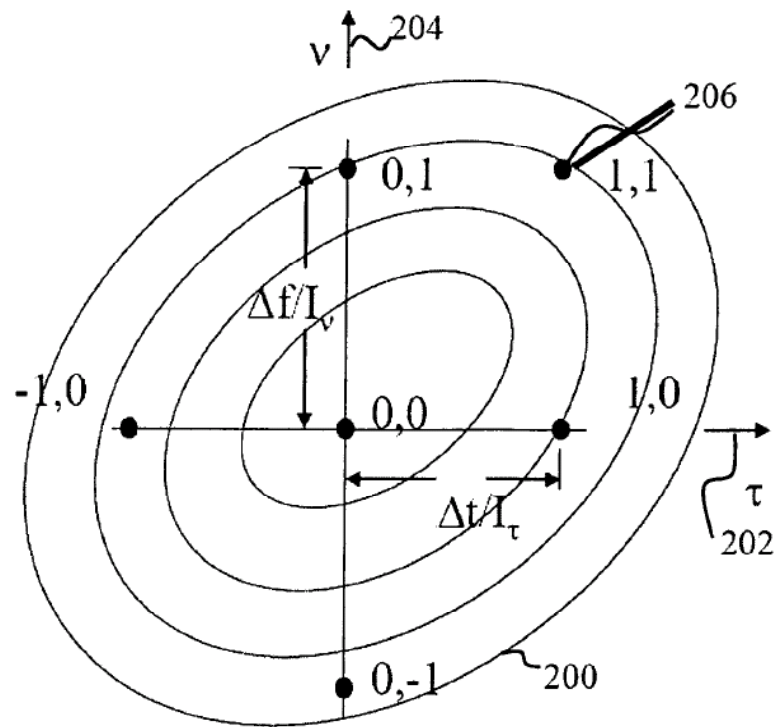
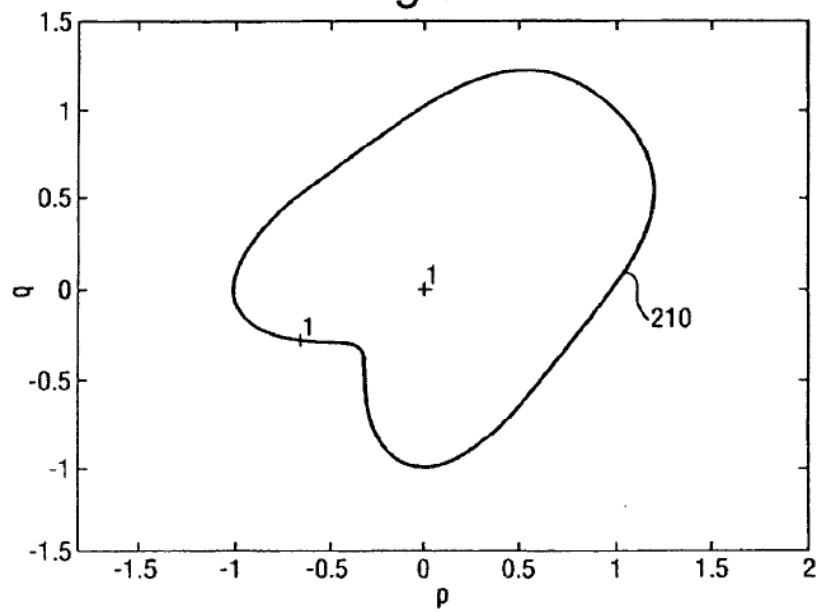


Fig.8B.



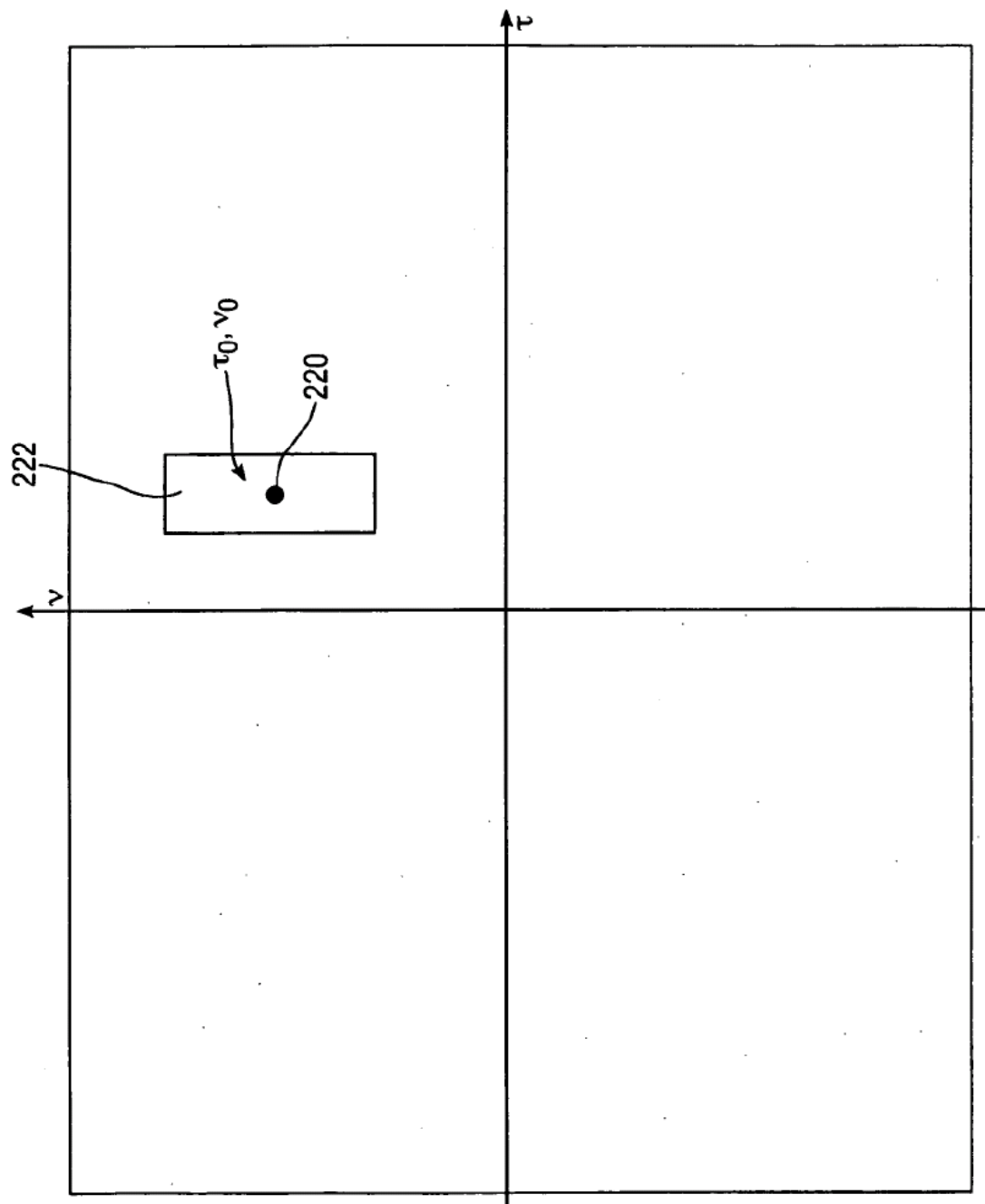


Fig.9.

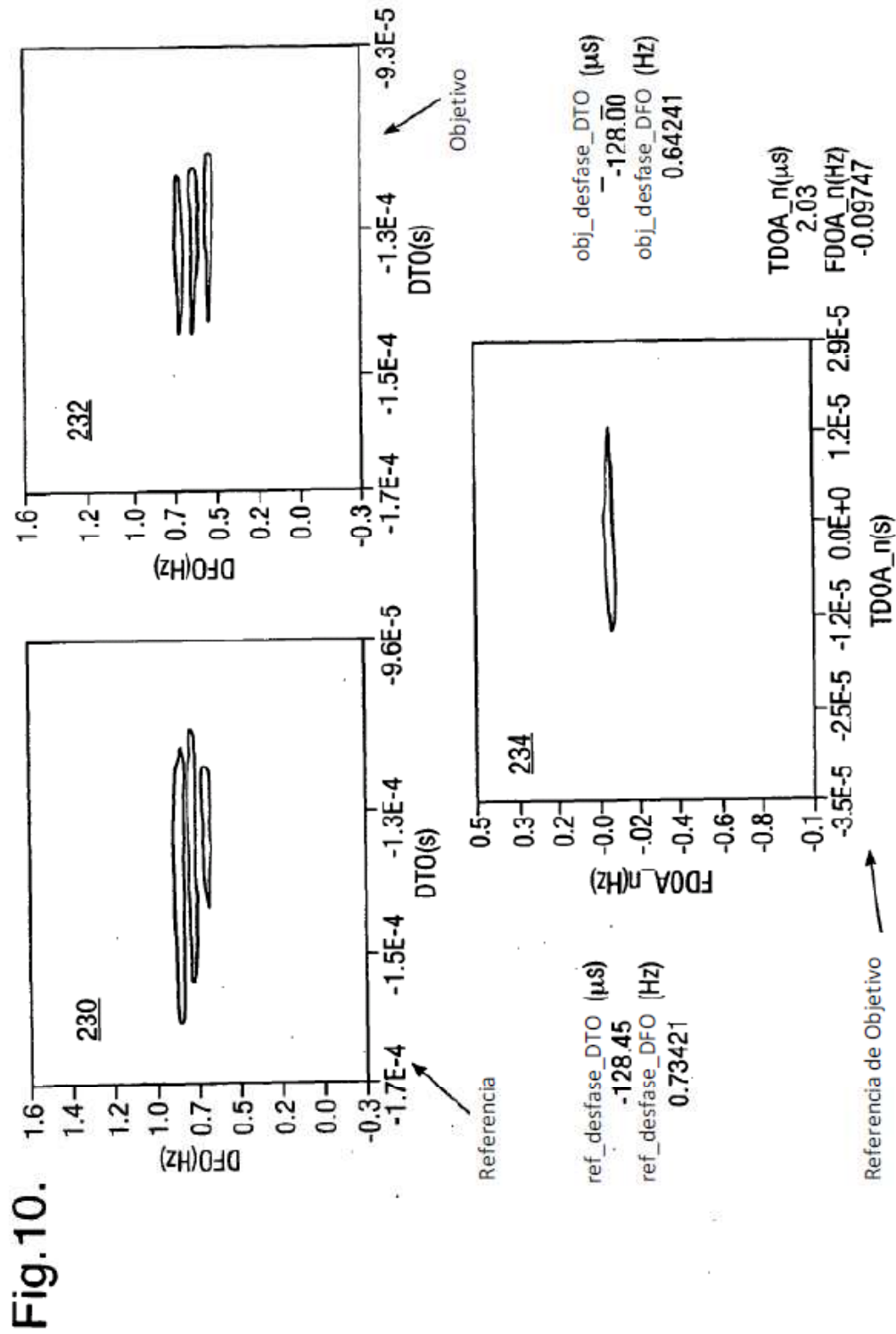


Fig.11.

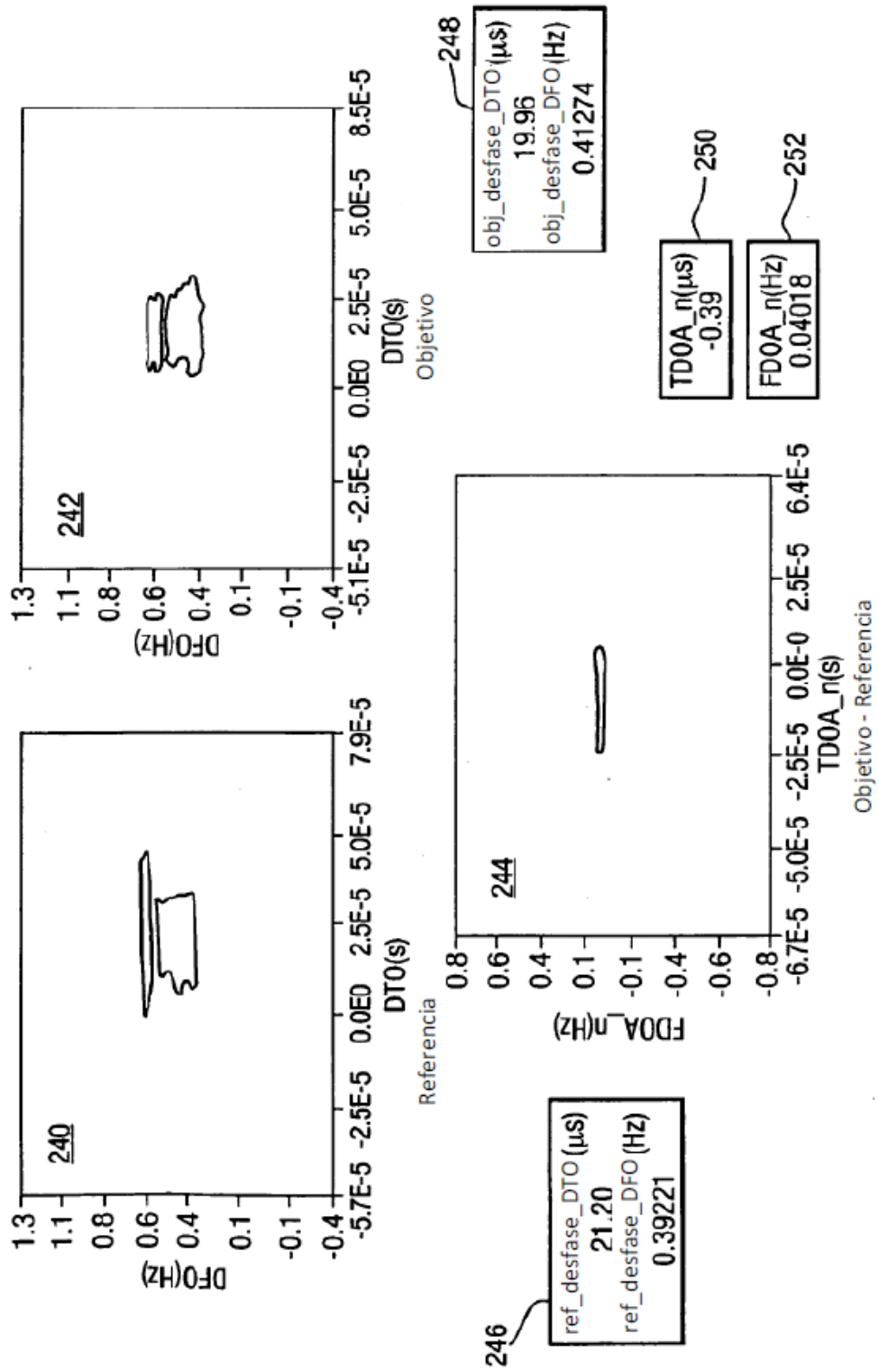


Fig.12.

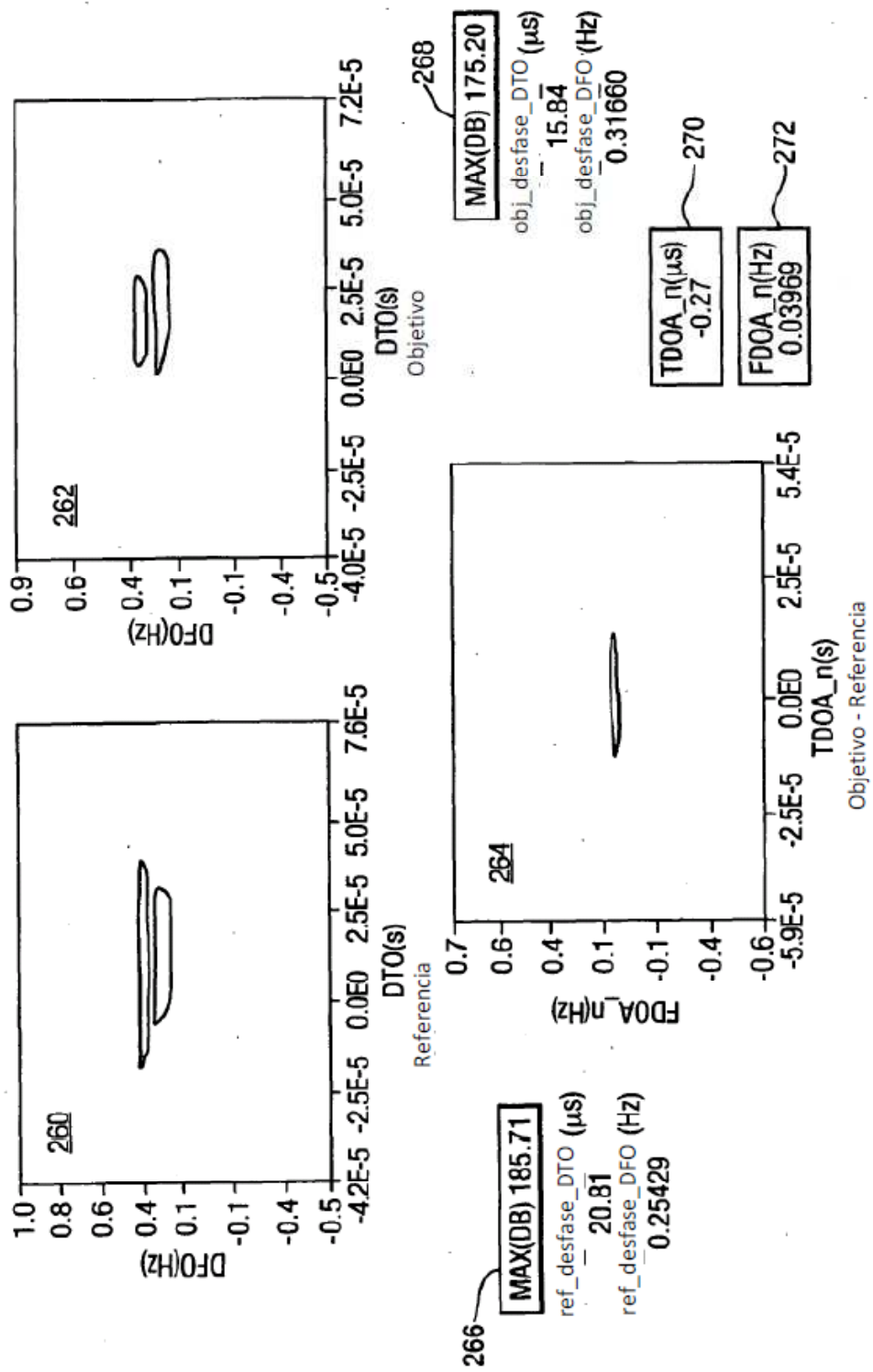


Fig.13.

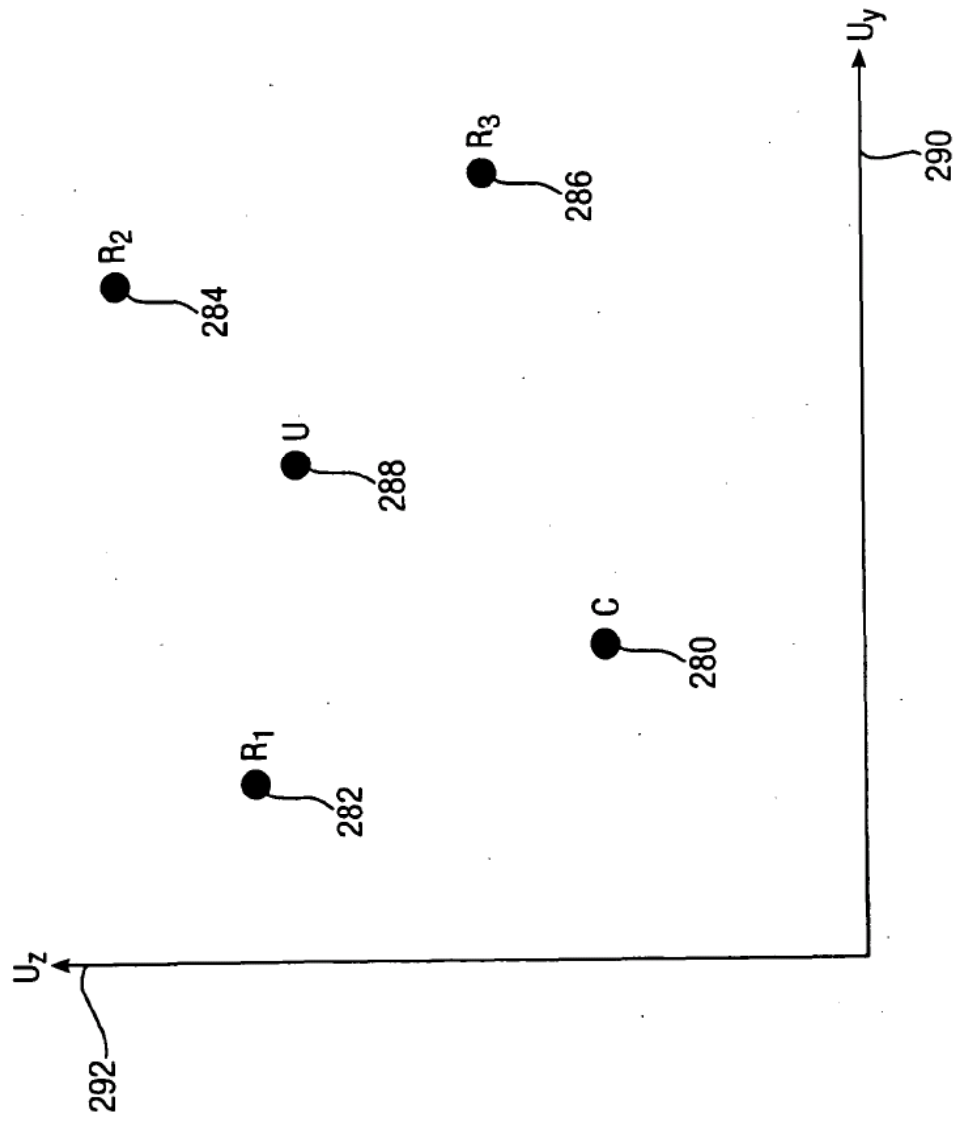


Fig.14a.

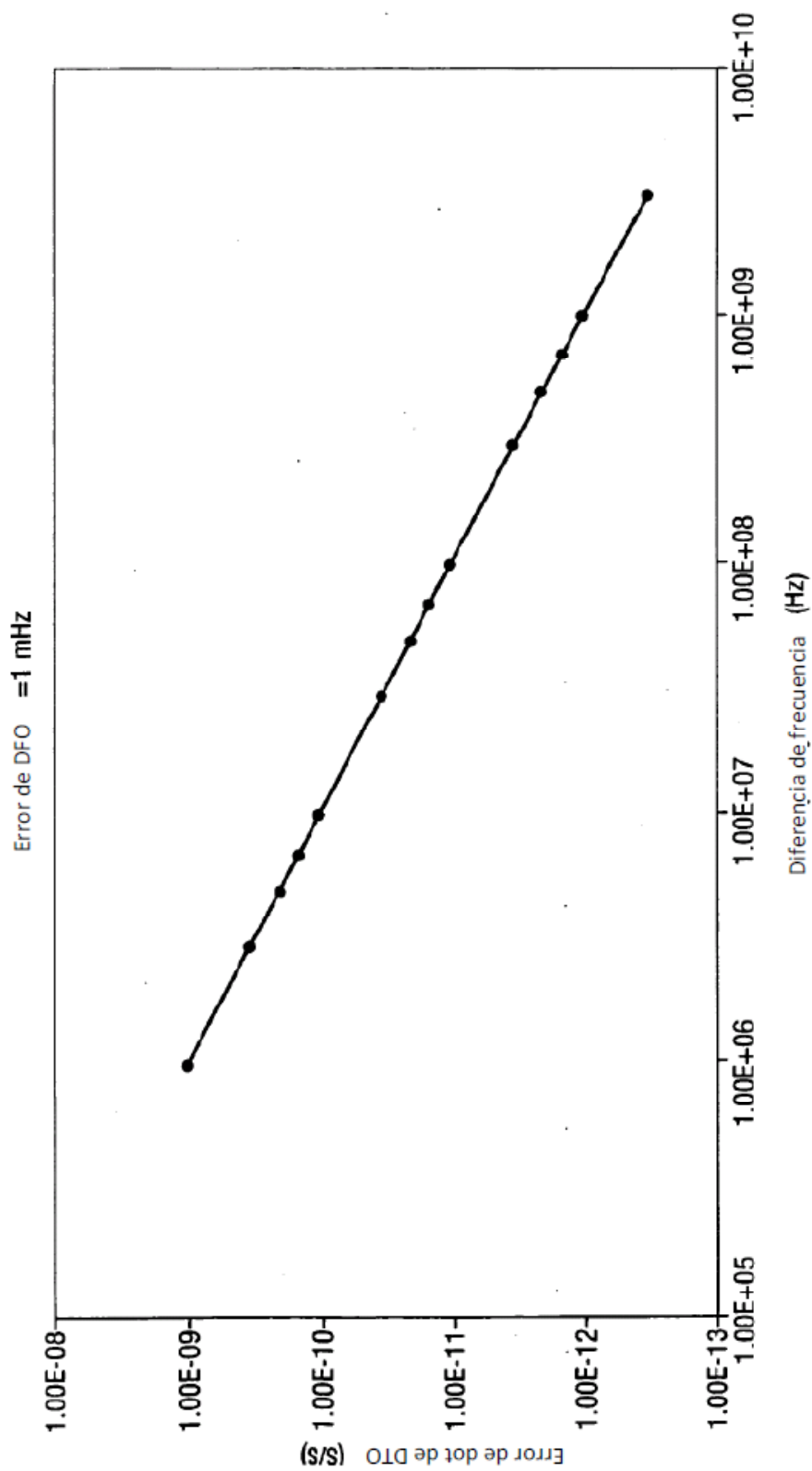


Fig.14b.

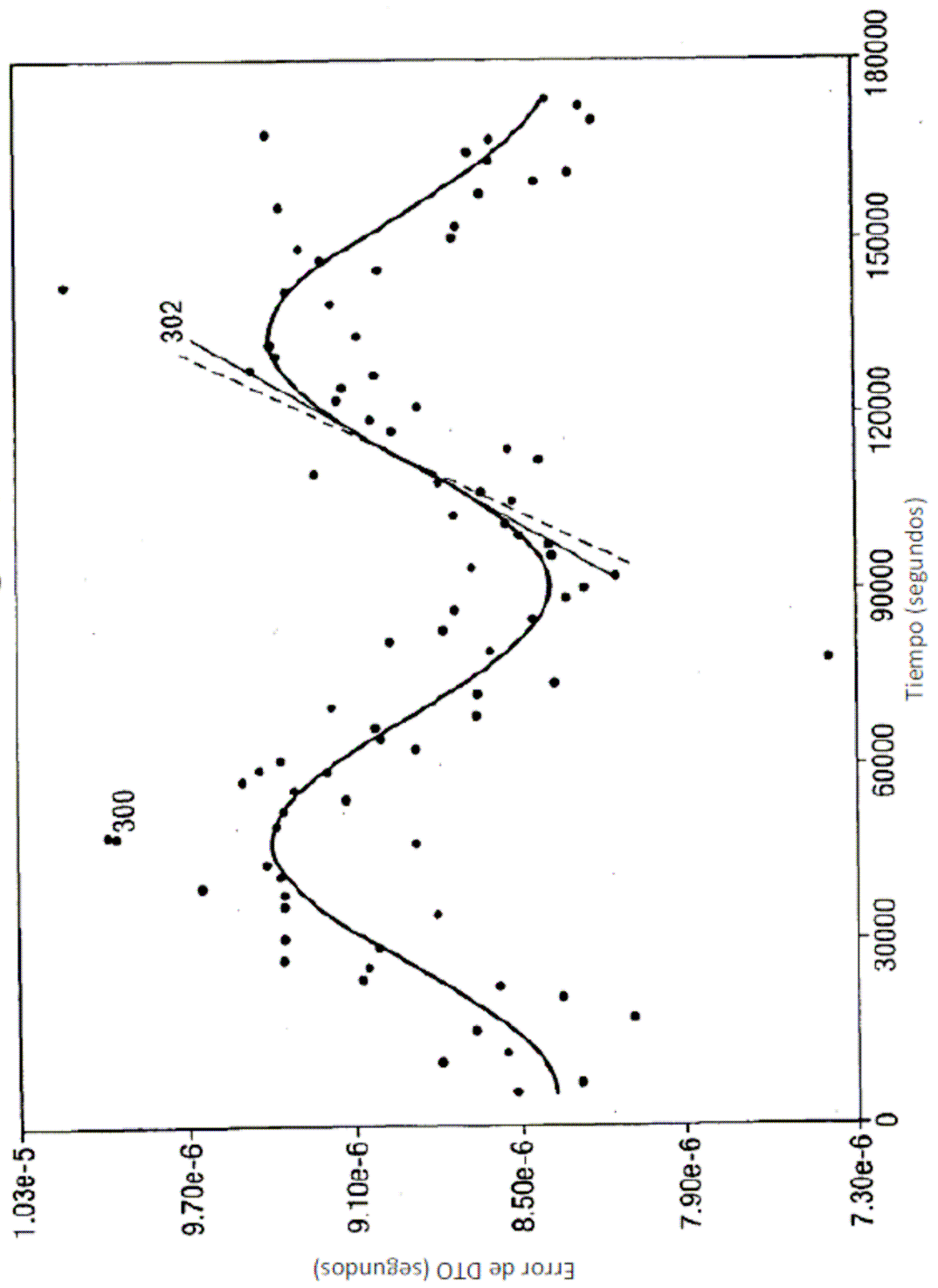


Fig.15.

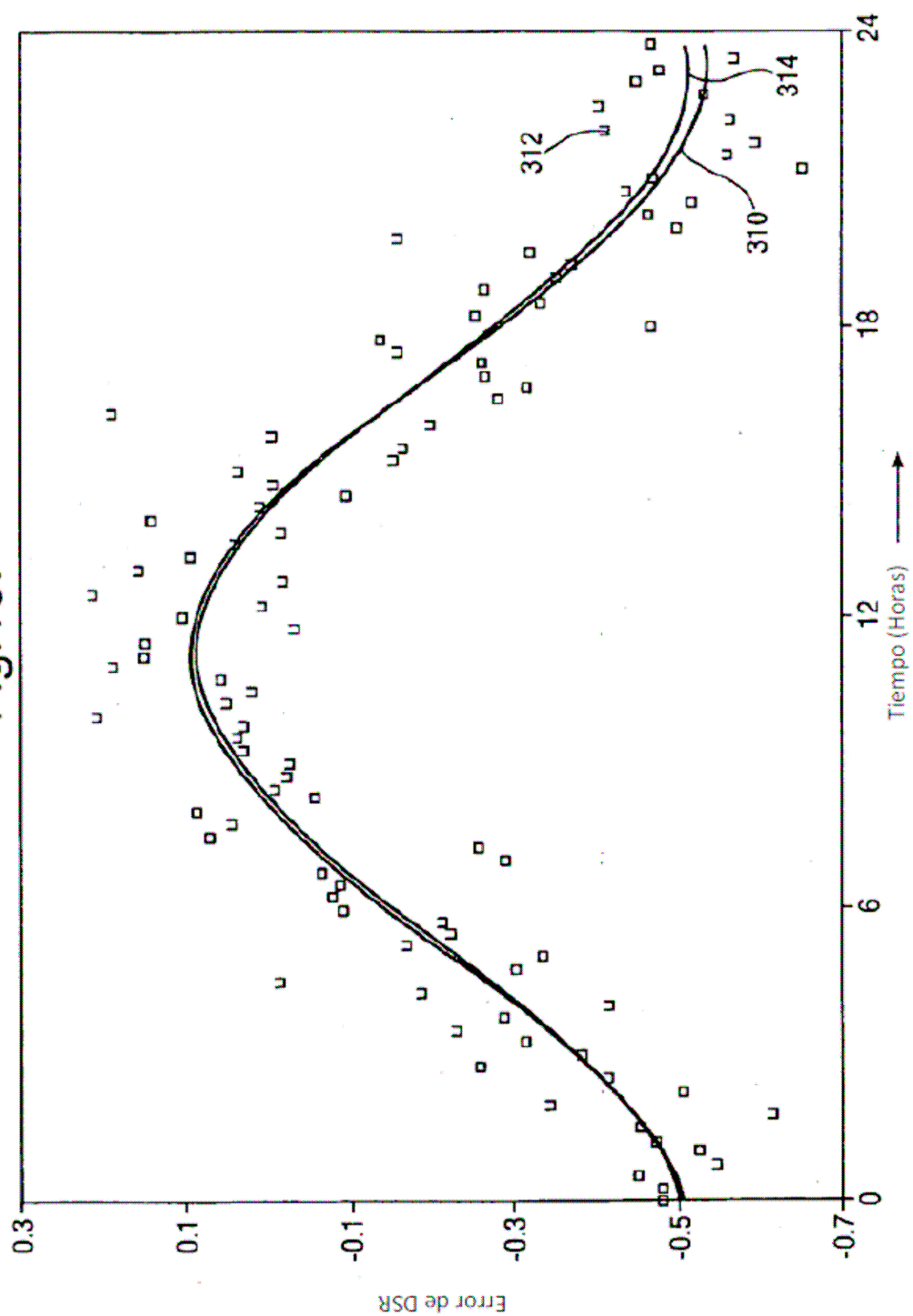


Fig.16a.

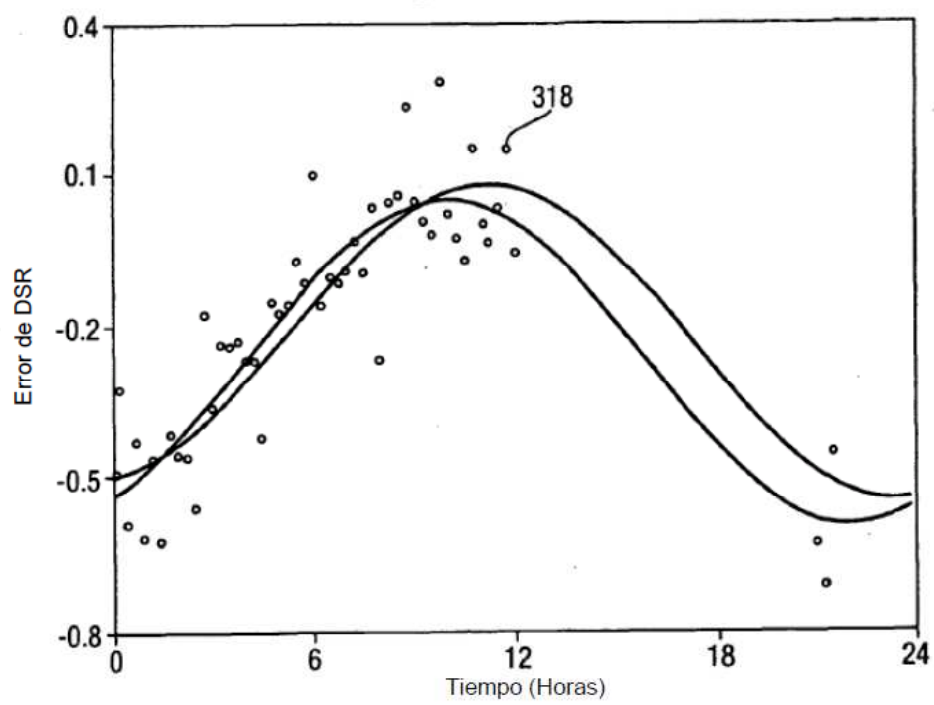


Fig.16b.

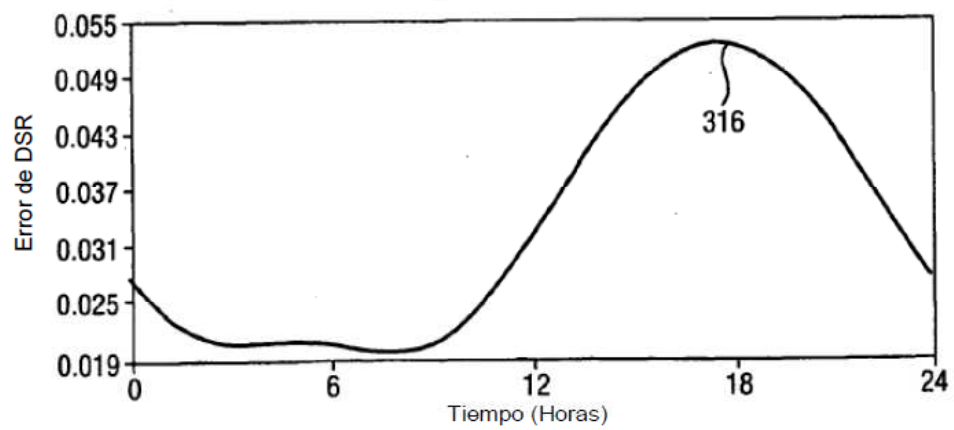


Fig.17.

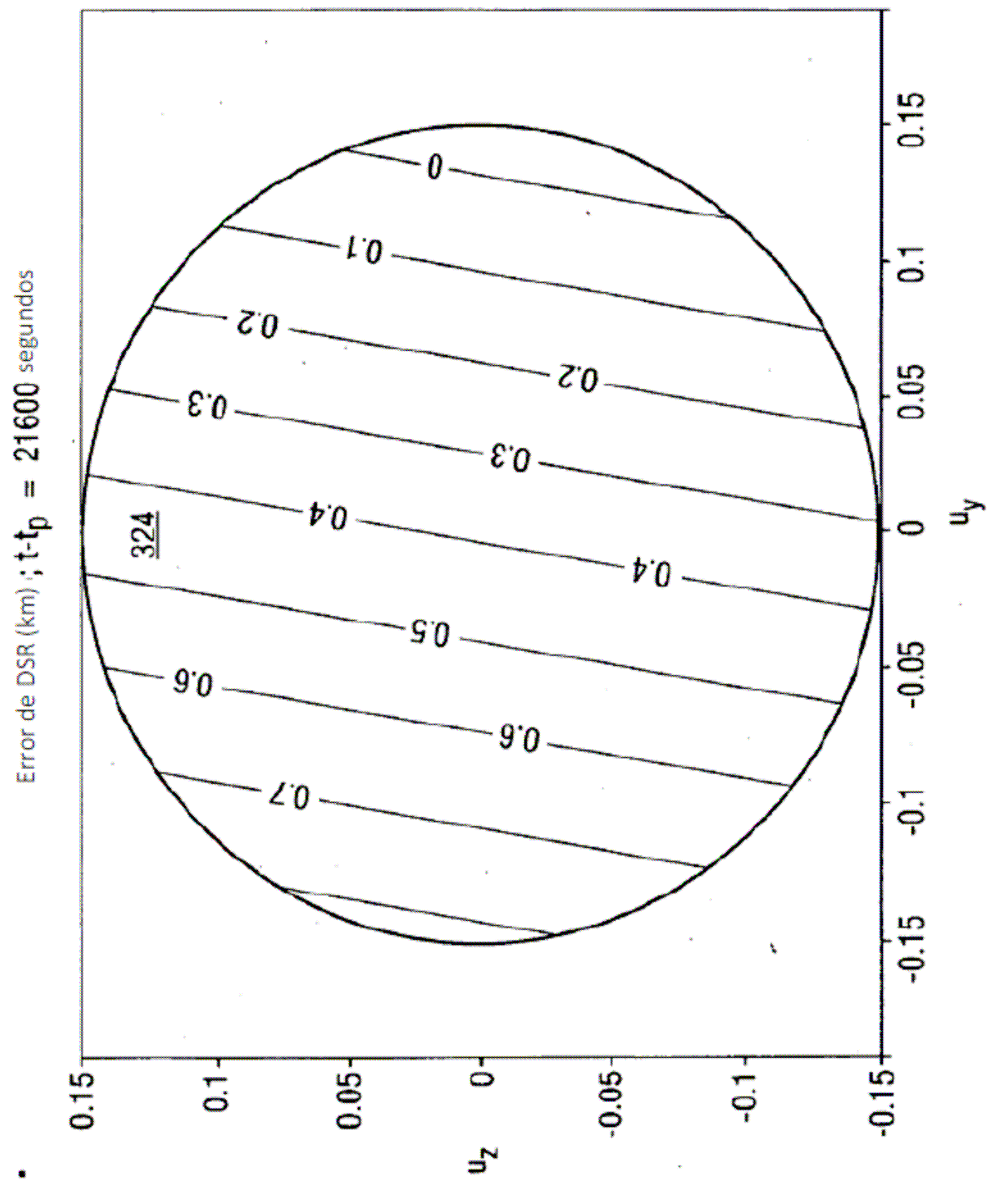


Fig.18.

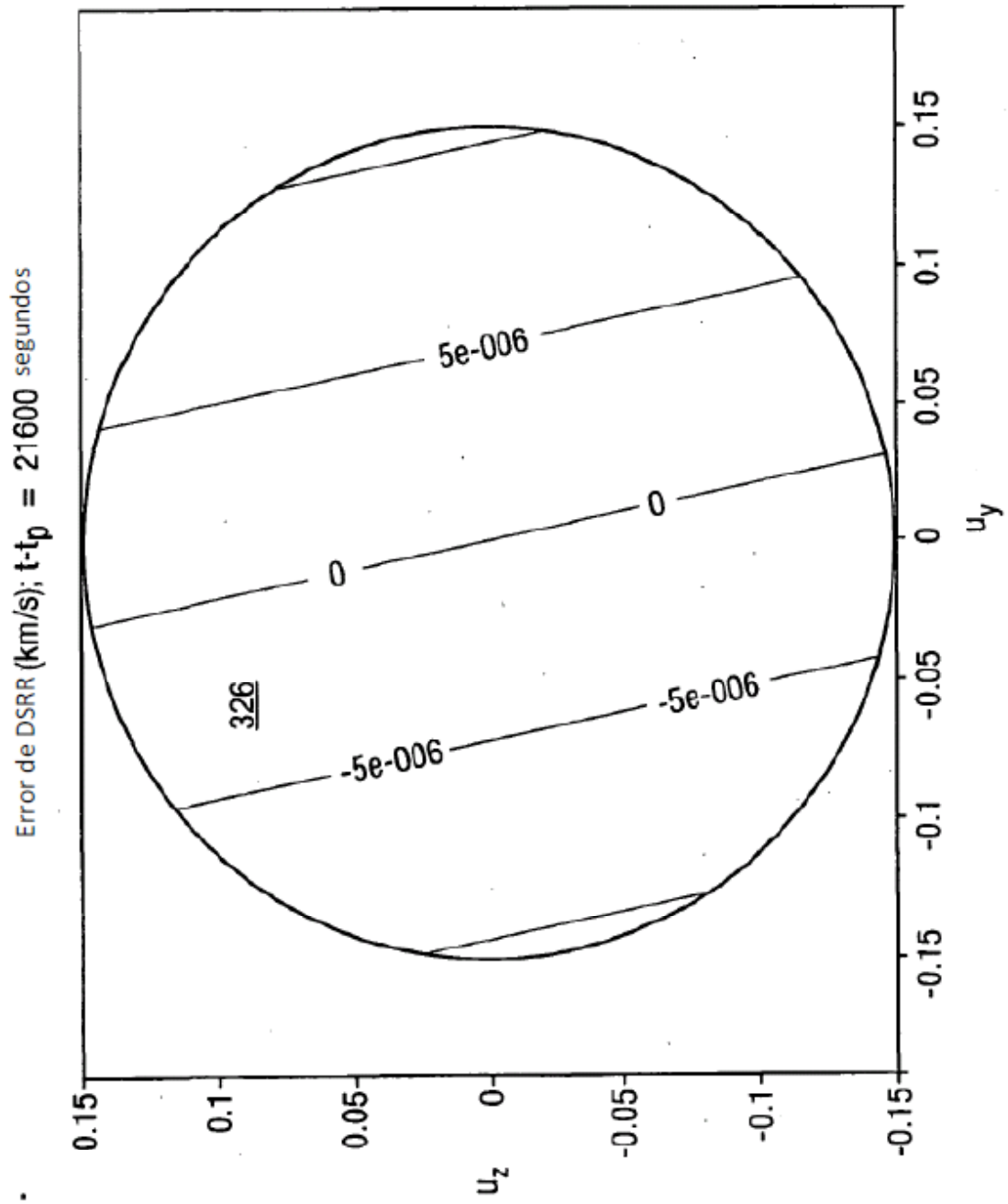


Fig.19.

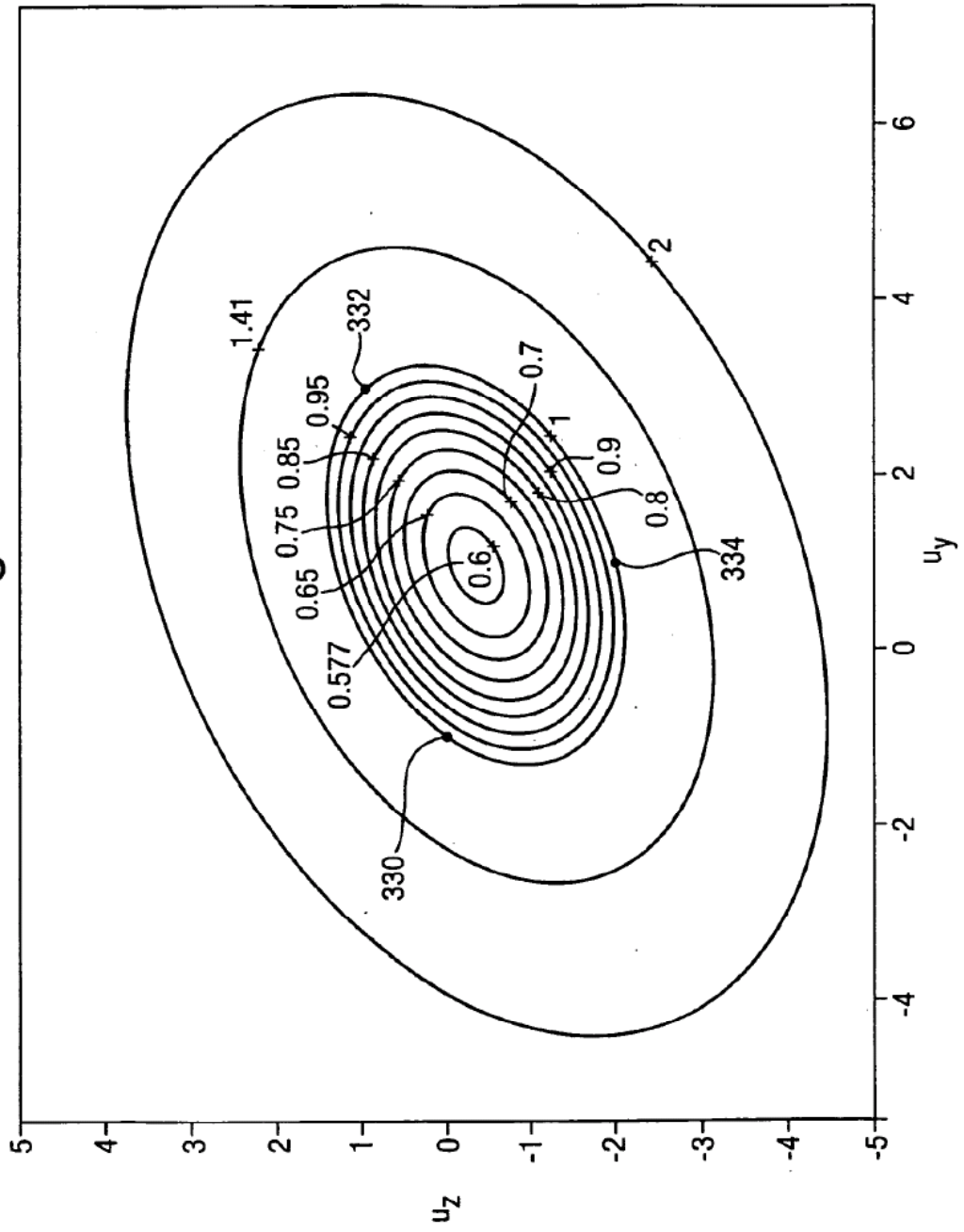


Fig.20.

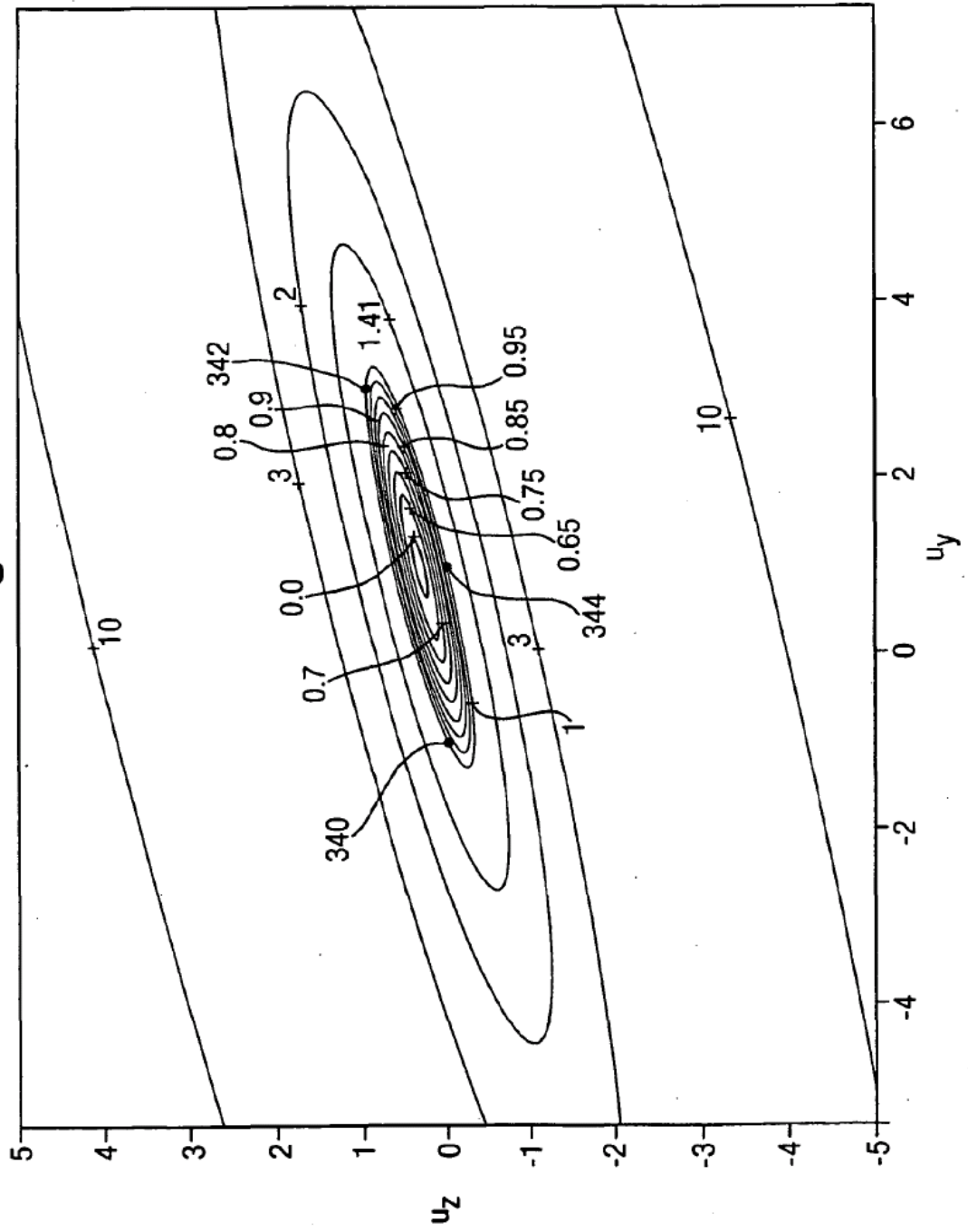


Fig.21a.

m=	i=	Tar	Cal 350	f ^R (MHz)	f ^C (MHz)	DTOdot (C) (μs/s)	DTO (μs)	FDOA_n (Hz)
1	1	Rome 356	Defford	14.069.494	14078.7	-7.3495E-04	73.61	-0.4792
	2	Beirut 352	Defford	14034.678	14078.7	-7.3495E-04	472.75	-1.11821
	3	Yerevan 354	Defford	14013.935	14078.7	-7.3495E-04	549.76	-1.07605
2	1	Rome	Defford	14.069.494	14078.7	-1.2083E-03	71.86	-0.65625
	2	Beirut	Defford	14034.678	14078.7	-1.2083E-03	471.00	-1.41776
	3	Yerevan	Defford	14013.935	14078.7	-1.2083E-03	548.01	-1.18522
3	1	Rome	Defford	14.069.494	14078.7	-1.6077E-03	69.31	-0.78129
	2	Beirut	Defford	14034.678	14078.7	-1.6077E-03	468.45	-1.60205
	3	Yerevan	Defford	14013.935	14078.7	-1.6077E-03	545.46	-1.19452
4	1	Rome	Defford	14.069.494	14078.7	-2.0537E-03	62.55	-0.8475

Fig.21b.

Estación Remota	TDOA medida media (ms)
Roma	0,2
Beirut	0,599
Yerevan	0,676
Tánger	-0,113
Plataforma Petrolífera	0,069
Toulouse	0,027

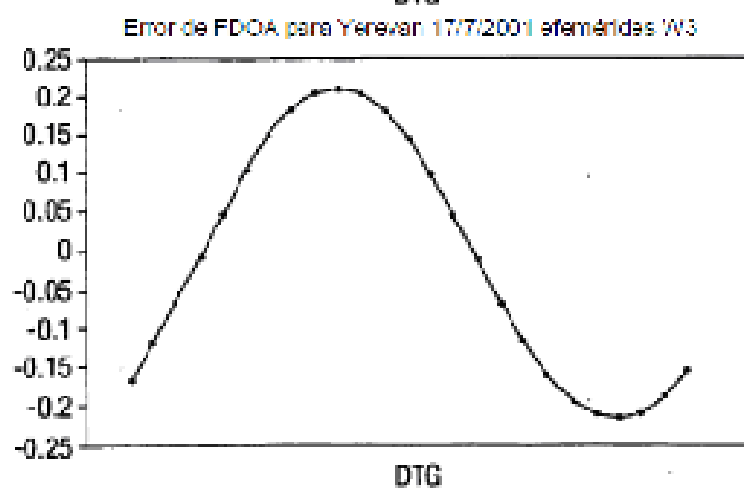
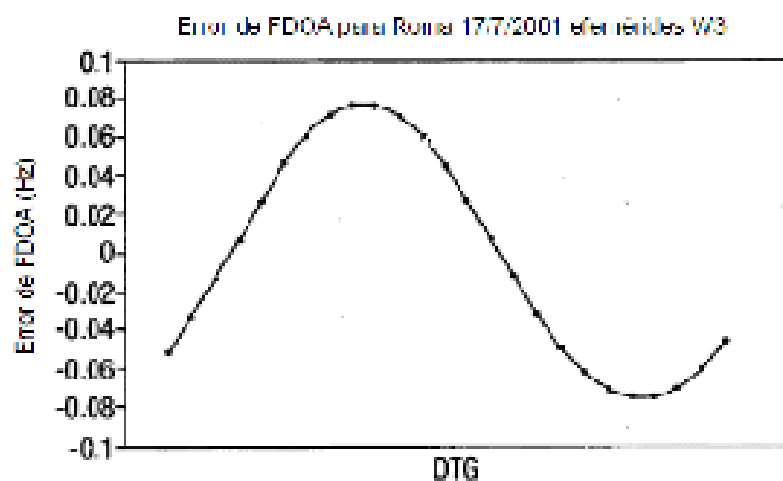


Fig.22a.

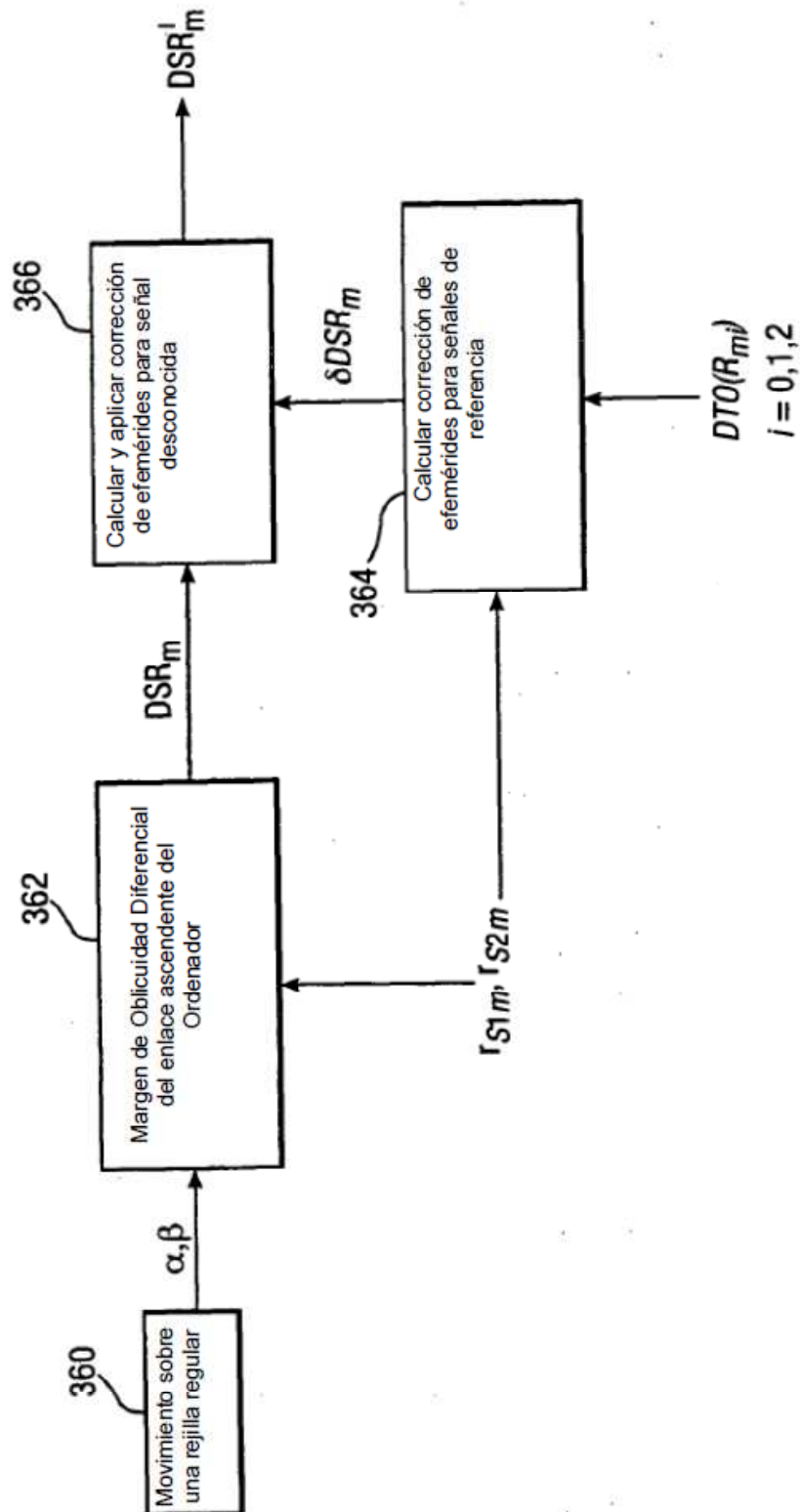


Fig.22b.

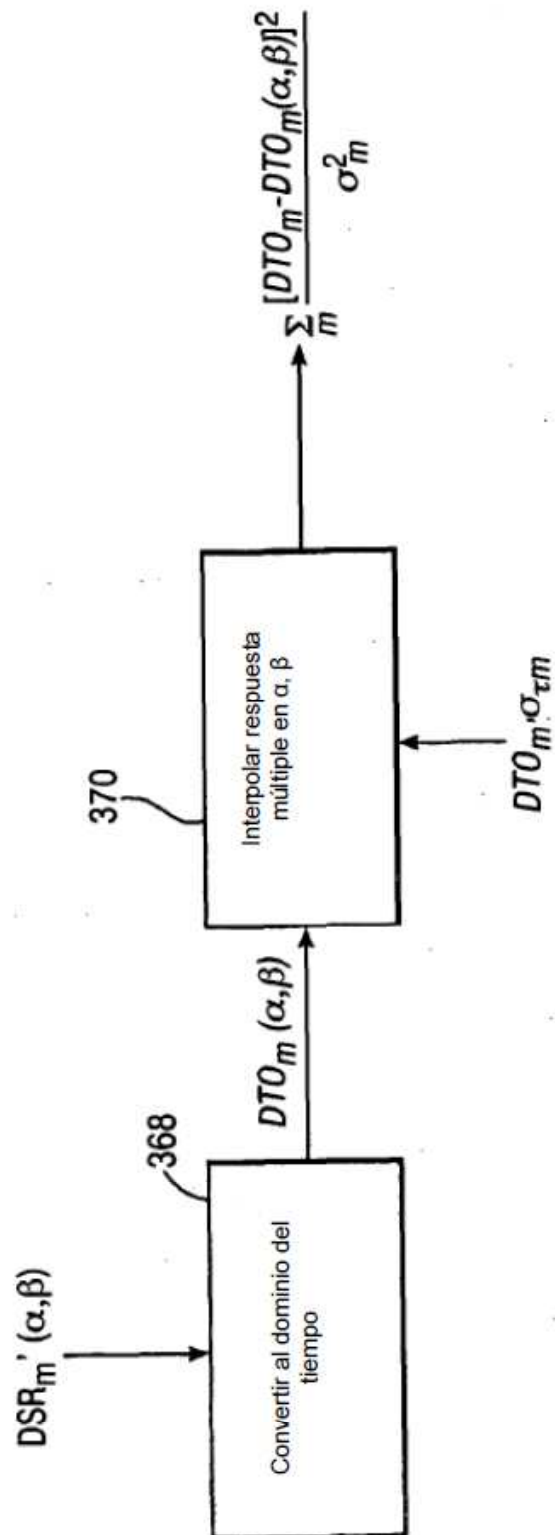


Fig.23a.

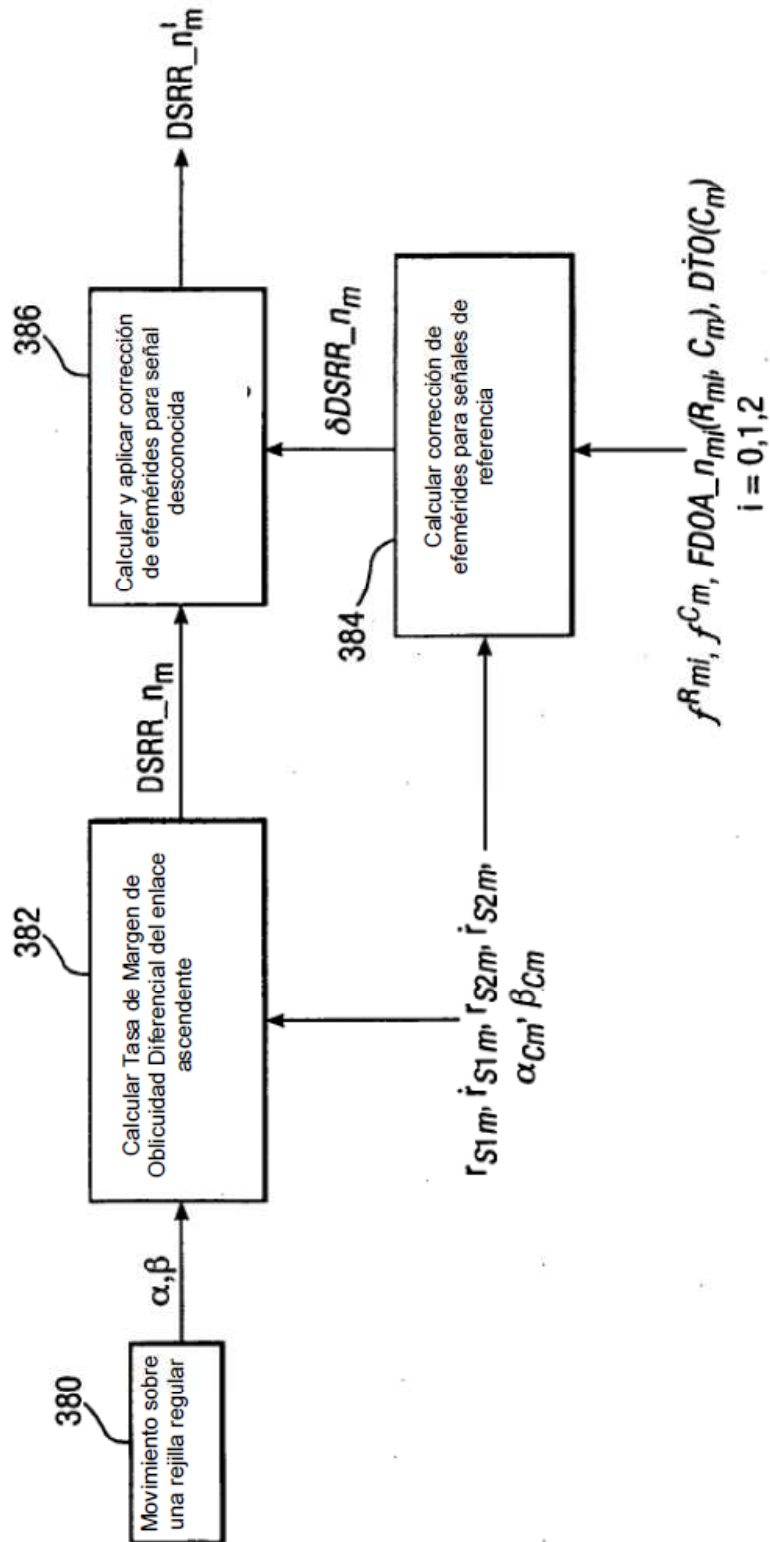


Fig.23b.

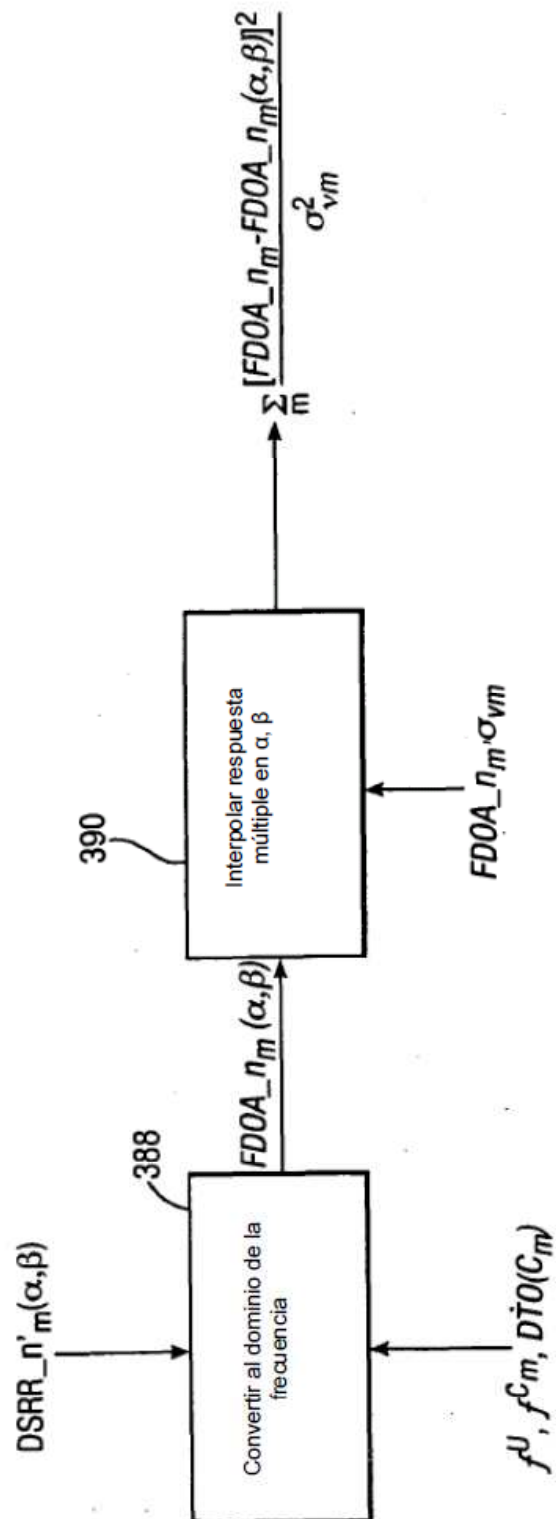


Fig.24a.

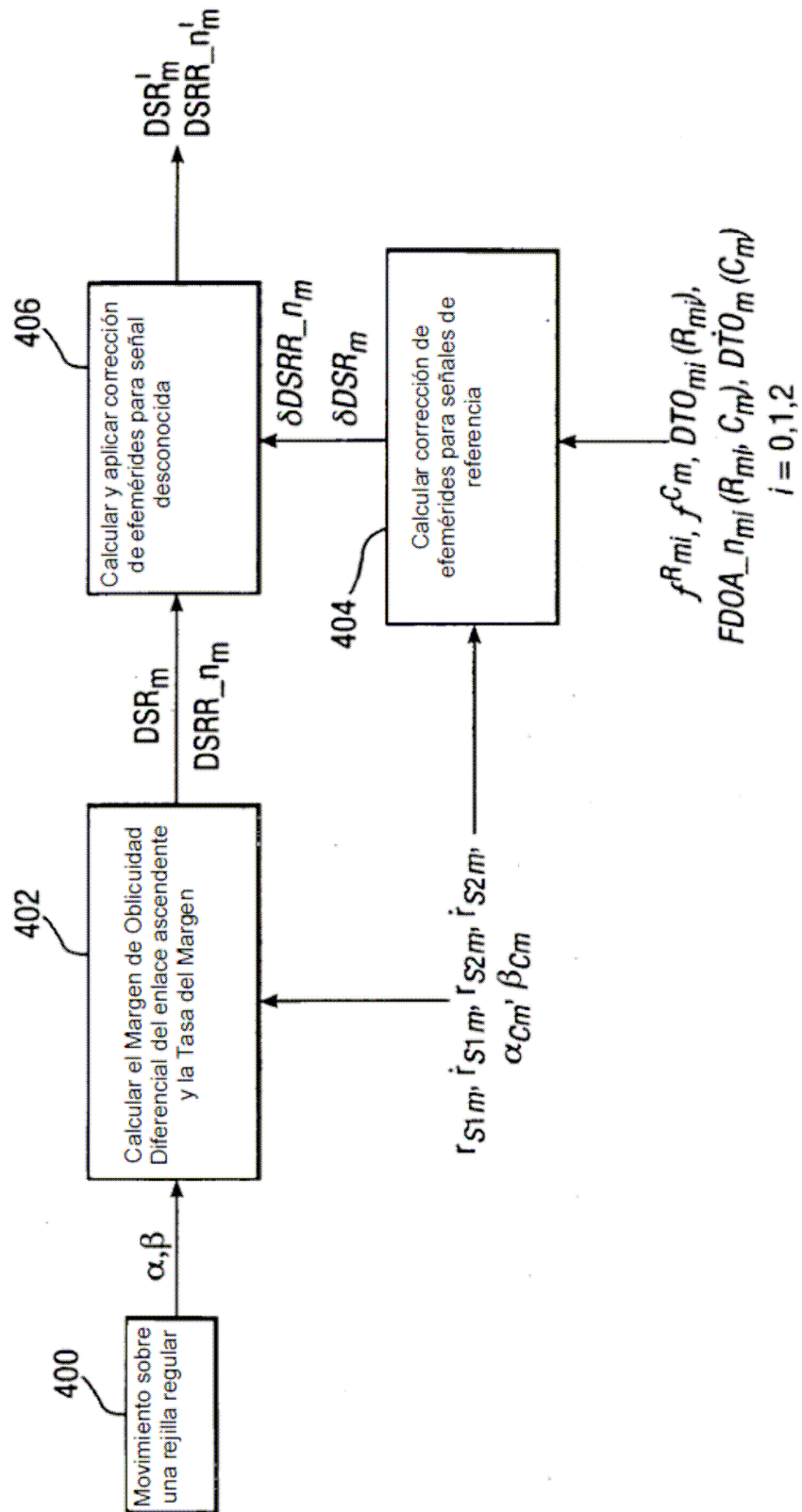
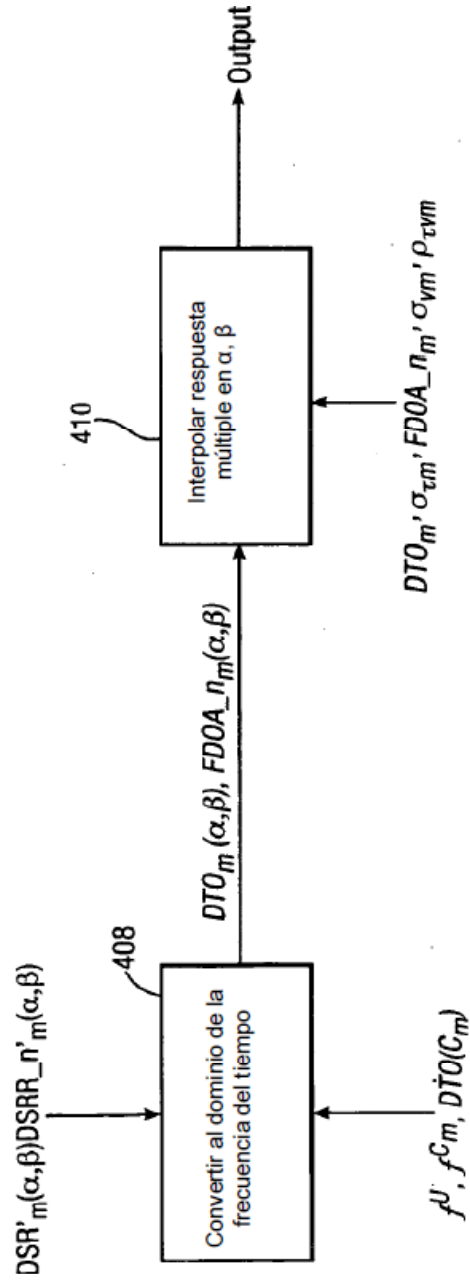


Fig.24b.



$$Output = \sum_m \frac{\sigma_{vm}^2 [DT0_m - DT0_m(\alpha, \beta)]^2 + 2[DT0_m - DT0_m(\alpha, \beta)][FDOA_n_m(\alpha, \beta)] \rho_{tvm}^2 + \sigma_{tm}^2 [FDOA_n_m(\alpha, \beta) - FDOA_n_m(\alpha, \beta)]^2}{(\sigma_{vm}^2 \sigma_{vm}^2 - \rho_{tvm}^4)}$$

Fig.25a.

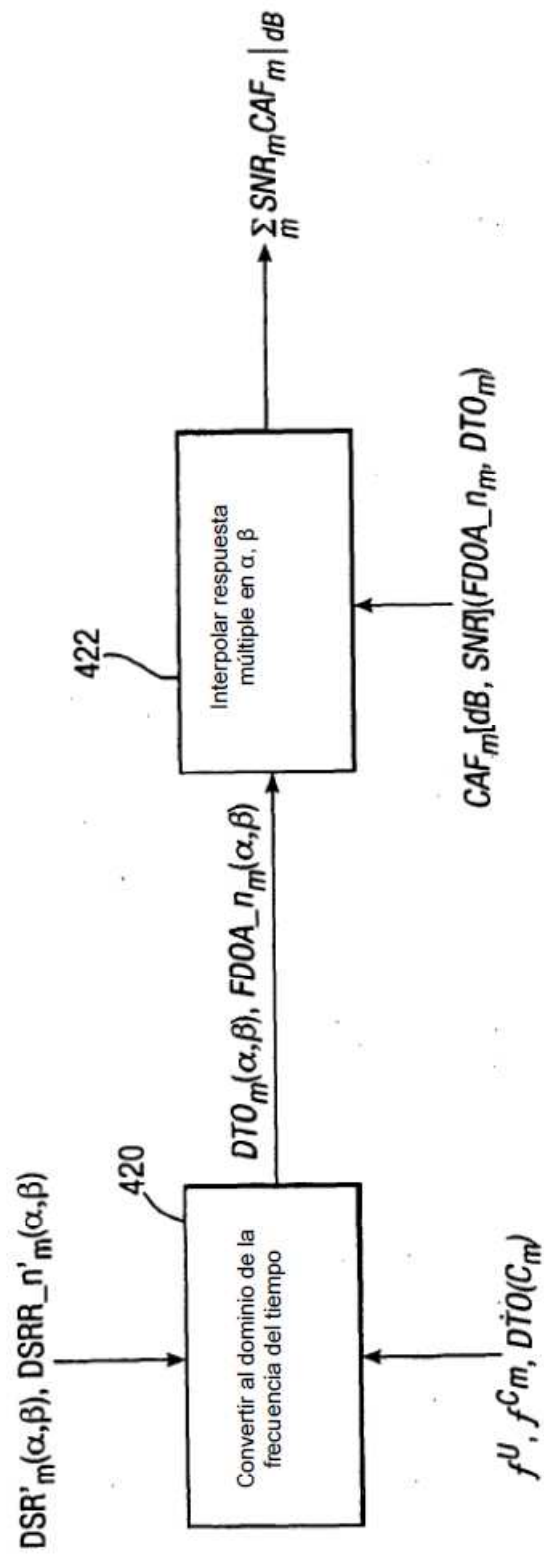


Fig.25b.

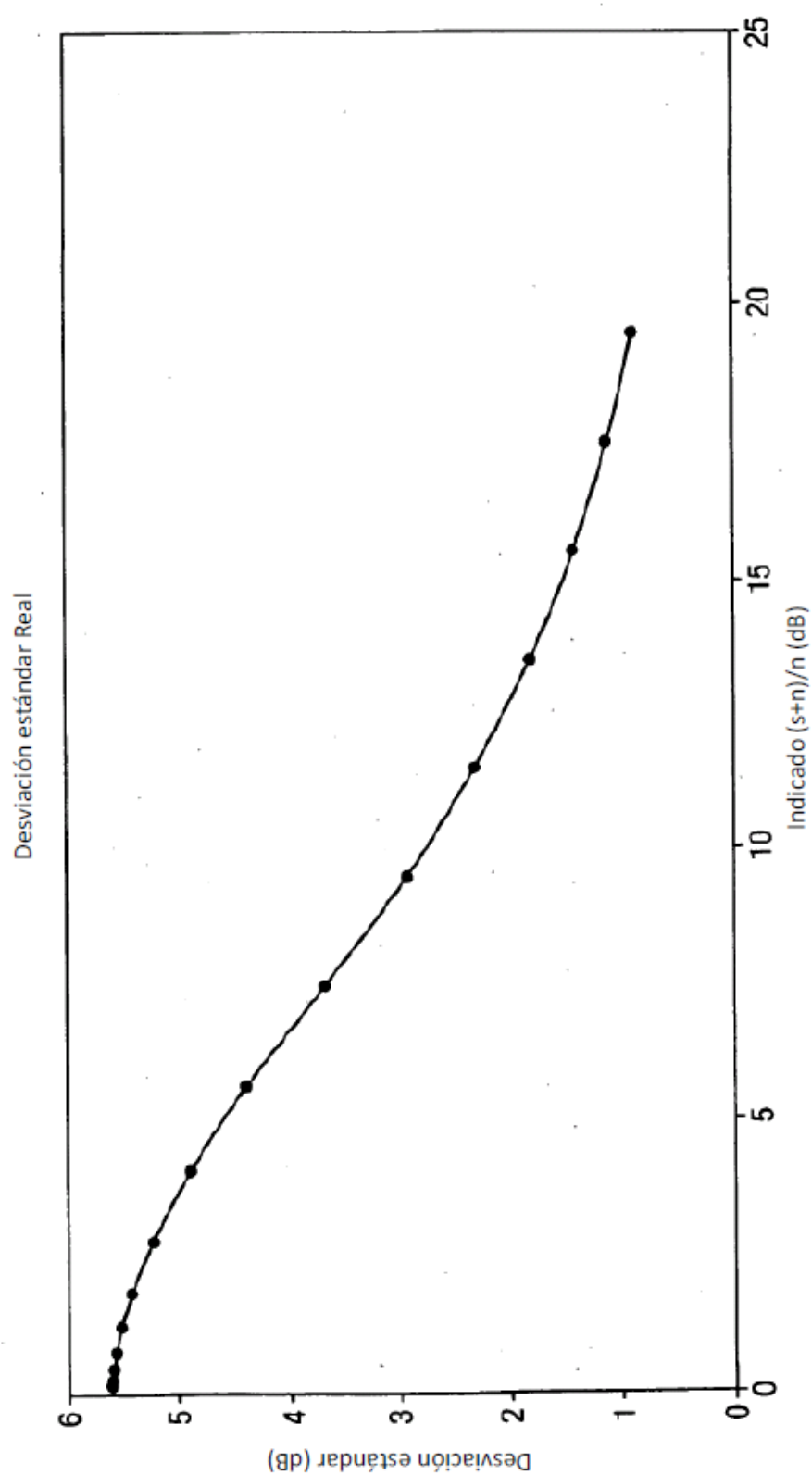
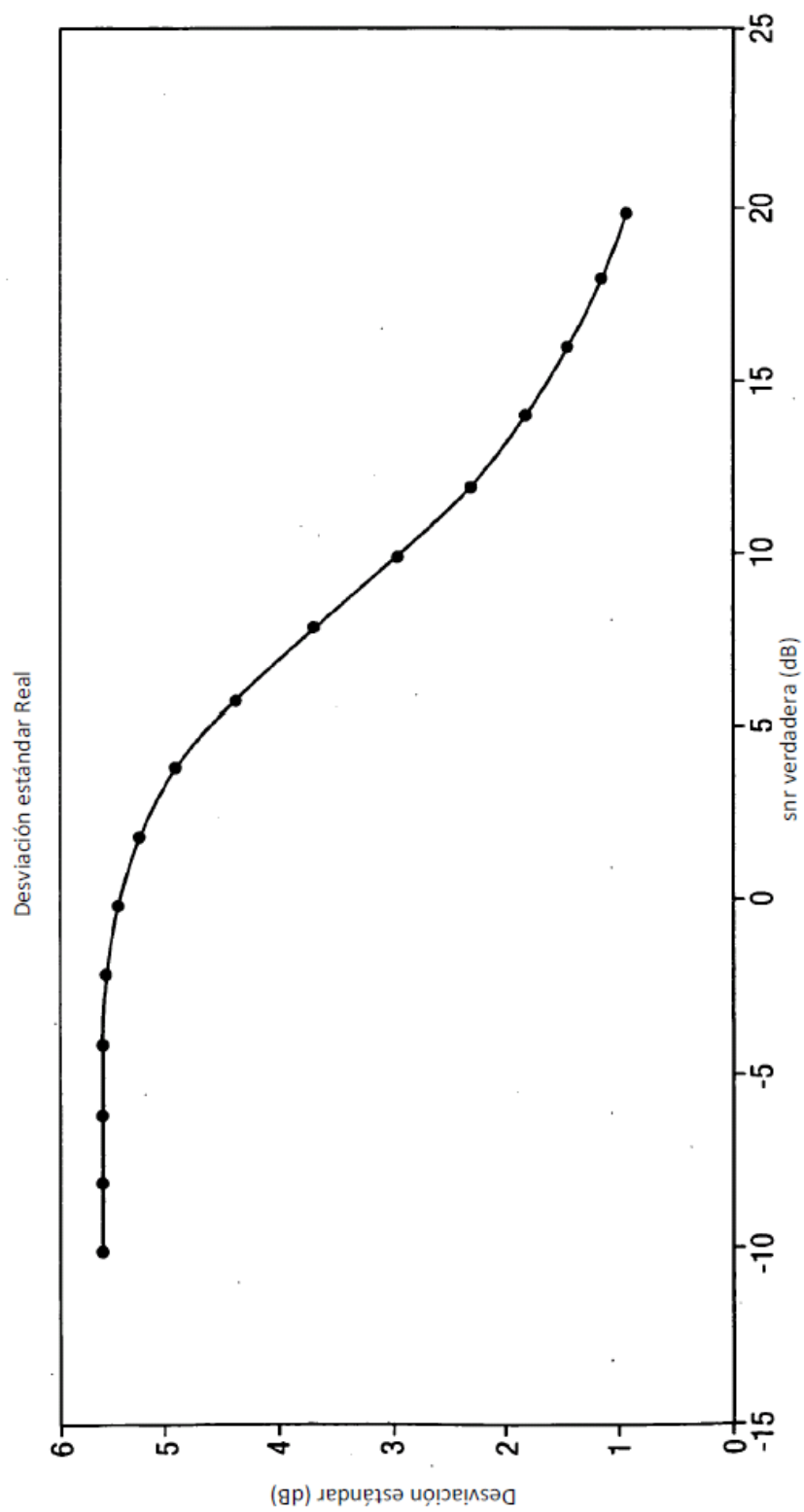


Fig.25c.



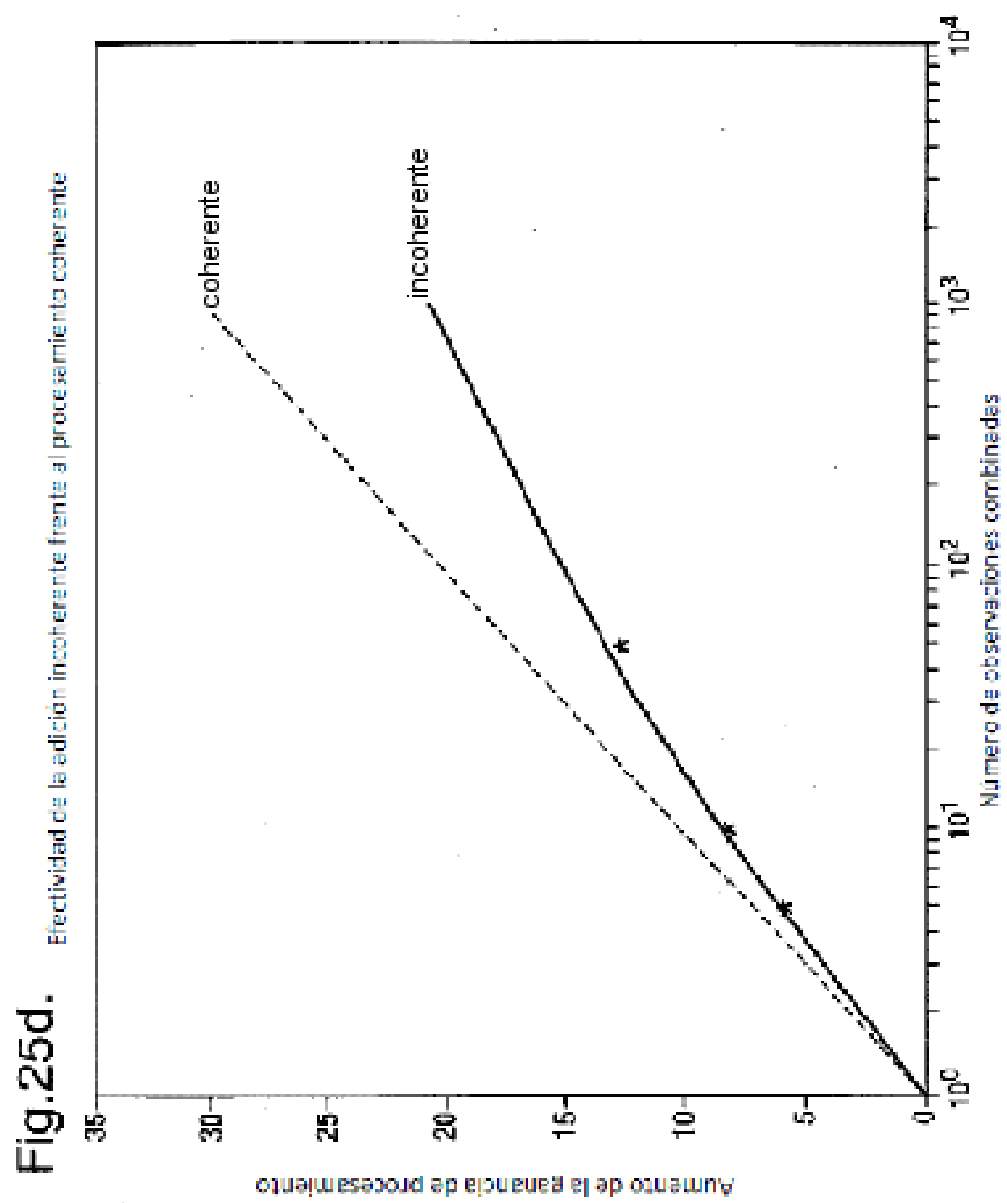


Fig.26a.

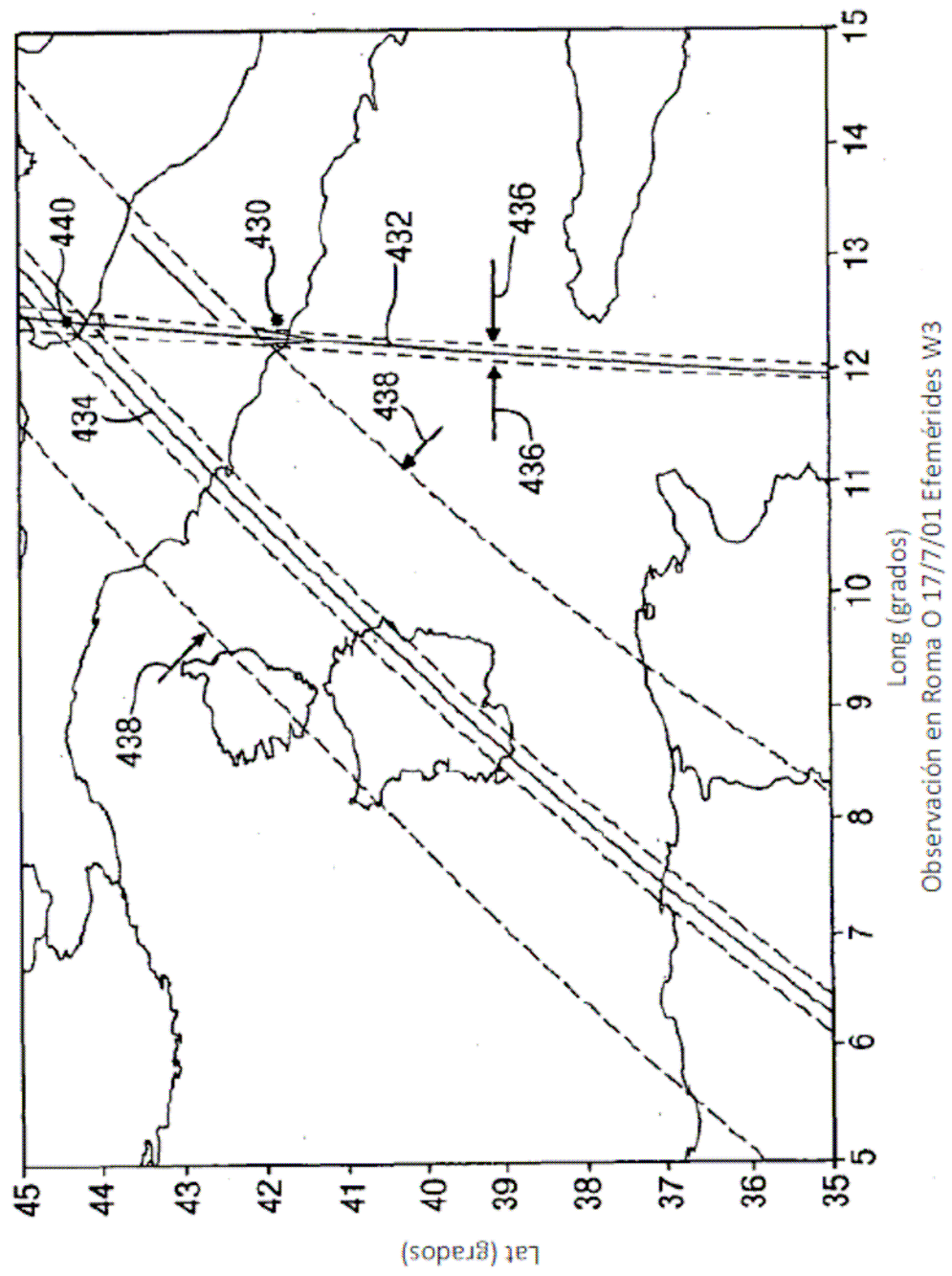


Fig.26b.

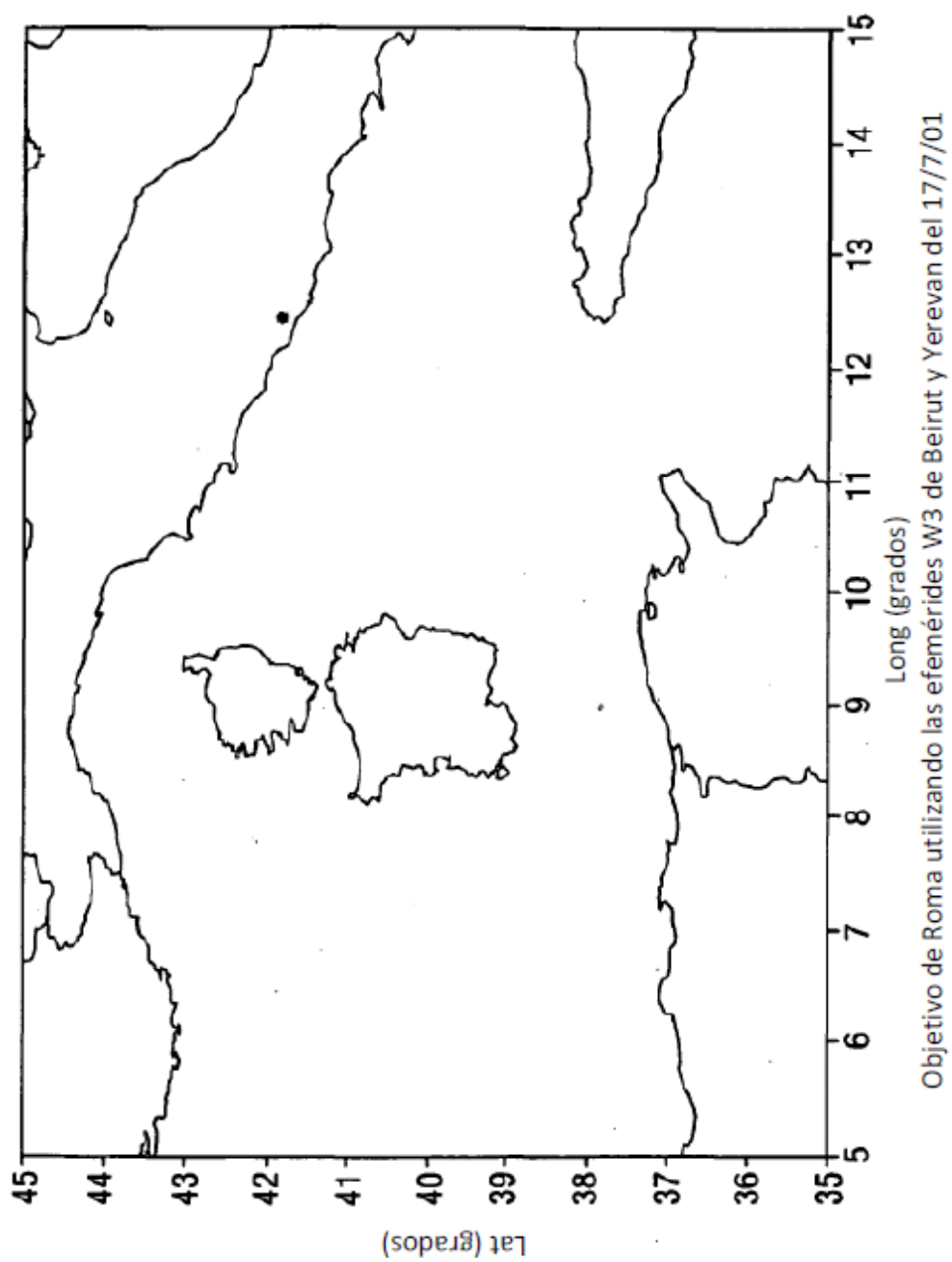


Fig.26c.

