

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 613 704**

51 Int. Cl.:

G01S 19/22 (2010.01)

G01S 19/37 (2010.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **18.07.2011** **PCT/EP2011/062286**

87 Fecha y número de publicación internacional: **01.03.2012** **WO2012025306**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **18.07.2011** **E 11732497 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.10.2016** **EP 2609447**

54 Título: **Dispositivo espaciotemporal multi-antenas multi-correladores para el rechazo de los multi-trayecto de los sistemas de navegación**

30 Prioridad:

27.08.2010 FR 1003464

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

25.05.2017

73 Titular/es:

THALES (33.3%)
Tour Carpe Diem, Place des Corolles, Esplanade Nord
92400 Courbevoie, FR;
ONERA (OFFICE NATIONAL D'ETUDES ET DE RECHERCHES AÉROSPATIALES) (33.3%) y
CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES (33.3%)

72 Inventor/es:

ROUGERIE, SÉBASTIEN;
CARRIE, GUILLAUME;
VINCENT, FRANÇOIS;
RIES, LIONEL y
MONNERAT, MICHEL

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 613 704 T3

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

DESCRIPCIÓN

Dispositivo espaciotemporal multi-antenas multi-correladores para el rechazo de los multi-trayecto de los sistemas de navegación

5 El campo de la invención se refiere a los sistemas de navegación por satélite y más particularmente a los dispositivos de radiolocalización por cálculo de los tiempos de propagación de las señales emitidas por los satélites.

Se entiende en este caso por "sistema de navegación por satélite" a cualquier sistema dedicado a la navegación en grandes zonas, como por ejemplo los sistemas existentes GNSS ("Global Navigation Satellite System") denominados GPS, GLONASS o el futuro sistema GALILEO, así como todos sus equivalentes y derivados. El experto en la materia conoce bien el principio de localización de los sistemas de navegación por satélite. La señal de radiofrecuencia emitida por satélite se codifica y se utiliza el tiempo empleado por esta señal para alcanzar el receptor a localizar para determinar la distancia entre este satélite y este receptor, denominada pseudo-distancia. En lo que sigue de la descripción, el término señal de radiofrecuencia designa una señal procedente del satélite que pertenece a una constelación GNSS. La precisión de los sistemas de navegación por satélite está afectada por un cierto número de errores. Estos errores pueden caer en dos categorías: las contribuciones globales y las contribuciones locales. Se pueden citar para las contribuciones locales, los errores ligados al paso de las ondas electromagnéticas en la ionosfera y los errores ligados a los satélites (errores de órbita y errores de reloj). En lo que se refiere a las contribuciones locales, se pueden citar los errores ligados al paso de las ondas electromagnéticas en la troposfera, los errores de reflexión de las señales, los errores ligados a las interferencias, los errores debidos a las zonas blancas y el ruido de los receptores.

20 En el entorno urbano como se ilustra en la figura 1, el dispositivo de radiolocalización está particularmente afectado por el fenómeno de reflexión de las señales sobre los obstáculos urbanos como por ejemplo las fachadas de inmuebles. La figura 1 representa un vehículo automóvil que circula en el entorno urbano y un satélite que emite unas señales de radiolocalización. Los múltiples trayectos MP sobre las señales útiles LOS constituyen los defectos preponderantes para localización. En efecto, las señales multi-trayecto MP introducen una desviación en la estimación del tiempo de propagación de las señales lo que provoca unos errores de localización del receptor. Es importante poder suprimir o estimar estos multi-trayecto para mejorar la precisión de localización de los dispositivos de localización.

Las soluciones existentes proponen según un primer enfoque discriminar la señal útil de las señales multi-trayecto en el campo temporal (respectivamente de la frecuencia). Se puede citar por ejemplo la publicación "Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS receiver", A. J. Van Dierendonck, Journal of The Institute of the Navigation vol. 39, n.º 3 otoño 1992, o también la publicación "The Multipath Estimating Delay Lock Loop: Approaching Theoretical Accuracy Limits" por R. Van Nee publicada en 1994 en el diario del IEEE páginas 246-251. Este primer enfoque se muestra insuficiente para las situaciones en las que las señales multi-trayecto presentan un reducido retardo con relación a la señal útil.

35 Un segundo enfoque consiste en discriminar la señal útil de las multi-trayecto mediante un filtrado espacial de las señales recibidas. Este enfoque denominado también multi-antena consiste en realizar un muestreo espacial del frente de onda. Sin embargo, los algoritmos multi-antena clásicos son ineficaces debido al pequeño tamaño de la red, lo que implica una mala resolución espacial, y a la correlación entre las fuentes.

40 Como tercer enfoque se podrá citar la invención "METHOD OF PROCESSING MULTIPATH NAVIGATION SIGNALS IN A RECEIVER HAVING A PLURALITY OF ANTENNAS", presentada en los Estados Unidos cuyo número de patente expedido es US 6.437.733 B1. Este enfoque se basa en una descomposición en valores singulares del espacio engendrado por las antenas de la red de manera que identifique el subespacio que contiene la señal de navegación objetivo y sus multi-trayecto. Efectuándose a continuación la estimación de los retardos de los diferentes trayectos mediante un procedimiento del tipo MEDLL. Este enfoque es válido únicamente en el caso de que el número de antenas de la red sea superior al número de trayectos recibidos por el sistema. Cuando se considera una red de pequeño tamaño (típicamente 4 antenas), esta condición se muestra insuficiente en un escenario urbano en el que el número de ecos sobrepasa fácilmente la decena.

Finalmente, otro enfoque consiste en un enfoque denominado espacio-temporal-frecuencial que utiliza un algoritmo llamado "SAGE". Se conoce en el estado de la técnica la publicación llamada "Channel Parameter Estimation in Mobile Radio Environments Using the Sage algorithm" de Bernard H. Fleury et ál. o la publicación llamada "Maximum likelihood delay estimation in a navigation receiver for aeronautical applications", de F. Antreich, et ál. Este algoritmo es capaz de estimar todos los parámetros de las señales recibidas, cuyos parámetros caracterizan la señal útil y los multi-trayecto. Sin embargo, la ejecución de un algoritmo de ese tipo exige unos grandes recursos de cálculo. Esto presenta la desventaja de no poder proponer el tratamiento en tiempo real de las señales lo que es un hándicap importante para una aplicación de navegación.

El objetivo de la invención es proponer un dispositivo de localización por satélite poco o nada afectado por los errores de localización asociados a los fenómenos de multi-trayecto. La solución de la invención no es poco o nada afectada por las señales multi-trayecto que presentan un reducido retardo con relación a la señal útil y permite una

implementación material que exige menos recursos de cálculo con el fin de destinarse a los dispositivos de localización de gran público que disponen de un número reducido de antenas.

Más precisamente, la invención tiene como objetivo un dispositivo de localización adecuado para discriminar una señal útil de señales multi-trayecto. Dicho dispositivo incluye al menos dos captadores de señales de radiolocalización y unos medios de tratamiento de las señales adecuados para implementar un algoritmo de estimación del máximo de verosimilitud, estando conectado cada uno de dichos captadores a al menos dos líneas de tratamiento de las señales, incluyendo cada línea de tratamiento un correlador y disponiéndose de manera que los medios de tratamiento de las señales calculen unos parámetros representativos de la señal útil y de las señales multi-trayecto a partir de las señales procedentes de las líneas de tratamiento. Las líneas de tratamiento incluyen al menos una línea de retardo conectada por un primer extremo a la salida del correlador y por un segundo extremo a una entrada de los medios de tratamiento de las señales, correspondiendo al retardo introducido a un múltiplo de la duración de integración de los correladores.

Según un aspecto de la invención, el algoritmo de estimación del máximo de verosimilitud es del tipo "SAGE".

Los parámetros representativos de la señal útil y de las señales multi-trayecto son, por ejemplo, el retardo de propagación, la frecuencia doppler y la dirección de llegada.

La invención tiene también por objeto un sistema de localización que incluye un montaje de D dispositivos tales como los descritos anteriormente de manera que se traten D señales de radionavegación procedentes de D satélites distintos. En un modo de realización preferido, D es superior o igual a 4.

La invención tiene también por objeto un procedimiento de estimación de los parámetros de la señal útil y de las señales multi-trayecto originarios de una señal de radiolocalización emitida por un satélite por medio de un dispositivo de localización que incluye al menos dos captadores adecuados para recibir dicha señal. El procedimiento incluye las etapas siguientes:

- una etapa de correlación con un código local de la señal recibida por dichos captadores por medio de correladores,
- una etapa de construcción para cada captador de una función de intercorrelación muestreada de la señal recibida con el código local, correspondiendo dicha función a un vector compuesto del conjunto de los valores producidos en un período de integración Tint por cada línea de retardo del conjunto de las líneas de tratamiento asociadas al captador;
- una etapa de determinación de una función de intercorrelación espacio-temporal, siendo obtenida dicha función por concatenación de los vectores obtenidos en la etapa anterior para cada captador;
- una etapa de cálculo de una verosimilitud a partir de la función de correlación espacio-temporal;
- una etapa de estimación de los parámetros representativos de la señal útil y de las señales multi-trayecto mediante aplicación de un algoritmo de máximo de verosimilitud.

La presente invención permite una reducción de la carga de memoria y de la operación de cálculo para implementar la función de estimación del máximo de verosimilitud. Además, la solución propuesta es independiente del sistema de navegación por satélite que transmite las señales de navegación. De ese modo el dispositivo de localización es capaz de funcionar con todo tipo de sistema de navegación existente y futuro basado en las técnicas de ensanchamiento del espectro.

La implementación de una arquitectura de tipo "Spatio-temporal Adaptive Processor", STAP, de post-correlación hace al algoritmo más robusto ante las limitaciones del nivel de RF y en particular al filtrado. Este tipo de arquitectura comprende unas líneas de retardo designadas habitualmente por la palabra inglesa "taps".

En efecto, el principio del máximo de verosimilitud consiste en comparar la señal recibida con un modelo de señal lo más verosímil posible. El impacto del nivel de RF es relativamente complejo de tener en cuenta en el modelo de las señales de pre-correlación y no se realiza por tanto generalmente en los receptores clásicos. Sin embargo, si se sitúa tras la etapa de correlación con un código local, el impacto del nivel de RF se puede modelizar y es poco complejo de tener en cuenta en el algoritmo del máximo de verosimilitud. Por ejemplo, el impacto del filtrado de RF sobre la función de intercorrelación de la señal recibida con una réplica local no filtrada se traduce en un alisado y una disimetría de la función de intercorrelación ideal.

La invención se comprenderá mejor y surgirán otras ventajas con la lectura de la descripción que sigue dada a título no limitativo y gracias a las figuras adjuntas entre las que:

La figura 1 ilustra un móvil que recibe las señales de radiolocalización emitidas por un satélite en un entorno urbano.

La figura 2 representa un esquema de una arquitectura de dispositivo de localización según la invención.

La figura 3 es un gráfico de estimación de los rendimientos de simulación de los parámetros de las multi-trayecto y de la señal útil por medio de un dispositivo según la invención.

La figura 4 es un gráfico de estimación de los rendimientos de simulación de los parámetros de las multi-trayecto y de la señal útil por medio de un dispositivo convencional por tratamiento del algoritmo SAGE.

El dispositivo de localización según la invención incluye una pluralidad de captadores A1, A2, An. Estos captadores son unas antenas elementales concebidas para captar las señales de radiolocalización emitidas por los satélites de un sistema de navegación tal como el sistema GPS o Galileo. La red de captadores A1, A2, An permite obtener la información direccional por muestreo espacial del frente de onda recibido.

5 El dispositivo de localización incluye igualmente unos medios de tratamiento de las señales recibidas por el conjunto de los captadores A1, A2 a An. Se conectan unas líneas de tratamiento de señal a la salida de cada captador. Las líneas de tratamiento se asocian a un correlador. Estos correladores forman un banco de correladores y funcionan unos con relación a los otros con un desfase temporal. El desfase se expresa por ejemplo en fracciones de chips y se designa habitualmente por la expresión anglosajona "chip spacing".

10 Como recordatorio, los sistemas de radionavegación por satélite se basan habitualmente en una constelación de satélites, emitiendo dichos satélites utilizando la tecnología CDMA, acrónimo que procede de la expresión anglosajona "Coded Division Multiple Access". Se asocia un código específico a cada satélite de la constelación y se utiliza para emitir una señal de radionavegación.

15 La utilización de un banco de correladores con un funcionamiento desfasado en el tiempo permite construir una función de intercorrelación entre un código local y la señal de radionavegación. El código local es el mismo que el código utilizado por el satélite que emite la señal de radionavegación a tratar.

Cada correlador proporciona un valor todos los periodos T_{int} , correspondiendo T_{int} a la duración de integración de dichos correladores. En otros términos, este conjunto de correladores permite muestrear la función de intercorrelación en el campo de los retardos.

20 Para que el dispositivo según la invención pueda tratar varias señales de radionavegación procedentes de varios satélites, es necesario utilizar un banco de correladores para cada señal de radionavegación, asociándose un banco de correladores a cada código local dado. Pueden utilizarse 4 bancos de correladores para poder tratar 4 señales de radionavegación procedentes de cuatro satélites distintos. El número de líneas de tratamiento y de líneas de retardo se implementa entonces en proporción. En lo que sigue de la descripción, se describe un modo de realización simplificado que no trata más que una señal de radionavegación. Este ejemplo no limitativo y el dispositivo según la invención pueden extenderse al tratamiento de una pluralidad de señales de radionavegación.

30 Se describe en este párrafo la cadena de tratamiento de la señal comprendida entre la salida del captador A1 y los medios de cálculo que implementan el algoritmo del máximo de verosimilitud. No siendo útil para la comprensión de la invención la presencia del nivel de RF, de reducción de frecuencia y de un eventual convertidor analógico - digital en la salida de cada antena, estos elementos no se representan en la figura 2, el lector podrá considerarlos como formando parte de los captadores. El captador A1 se une a una primera línea que incluye sucesivamente un correlador C11 (constituido por un multiplicador y un integrador), posteriormente una primera línea de retardo R111 y una m-ésima línea de retardo R11m, estando conectadas dichas líneas en paralelo. La salida de las líneas de retardo se conecta a unos medios de cálculo que pueden implementar un algoritmo de máximo de verosimilitud.

35 El conjunto de los correladores permite obtener una estimación de la función de intercorrelación entre el código local (generado en el receptor) y el código recibido con el fin de poder estimar los retardos de las diferentes señales.

La correlación de la señal recibida con el código local tiene como efecto des-ensanchar la señal de radionavegación, y por tanto aumentar la relación señal a ruido, pero igualmente filtrar las señales cuyas frecuencias Doppler son superiores a la inversa de la duración de integración.

40 En el marco de la invención, la evolución de la fase de la señal debido al desfase Doppler se realiza mediante la desviación de las líneas de retardo. Esto permite estimar las frecuencias Doppler de las señales recibidas y por tanto ayudar a su discriminación. El dispositivo según la invención implementa unos correladores sobre unas duraciones de integración cortas, por ejemplo 1 ms. Dichos correladores se asocian a un número m de líneas de retardo, con por ejemplo $m = 20$. El aprovechamiento del conjunto de las líneas de retardo permite obtener la misma relación señal a ruido que en caso de una integración larga, por ejemplo de 20 ms, mientras se permiten estimar las frecuencias Doppler de las señales captadas, pueden detectarse las frecuencias Doppler inferiores a 50 Hz.

45 Las líneas de retardo van a muestrear por tanto la señal post-correlación con un período de muestreo de T_{int} con el fin de poder estimar las frecuencias Doppler de las diferentes señales. En otros términos, la utilización de las líneas de retardo permite almacenar y utilizar un histórico de las salidas de los correladores. Se tiene así acceso a la evolución temporal de las salidas de correlación lo que permite principalmente recuperar y aprovechar las informaciones de Doppler de las señales captadas por el dispositivo.

50 A continuación del tratamiento de correlación, se conectan unas líneas de retardo R111 y R11 en la salida del integrador. Estas líneas de retardo se disponen en paralelo. La separación introducida por cada línea de retardo corresponde siempre a un múltiplo de la duración de integración del correlador. A título de ejemplo no limitativo, la primera línea de retardo R111 no introduce retardo, se introduce un retardo T_{int} por la segunda línea de retardo R112 y la m-ésima línea de retardo R11m introduce un retardo de $(m-1)T_{int}$. La línea de tratamiento puede incluir un número m de líneas de retardo en paralelo, estando separada cada línea de retardo por una duración T_{int} que

corresponde a la duración de integración de los correladores. Las líneas de retardo pueden elaborarse por cualquier medio de tratamiento de señal tanto analógica como digital. Igualmente, el captador A1 se une a una segunda línea de tratamiento que incluye sucesivamente un correlador C12 separado en una fracción del periodo de símbolo del código de ensanchamiento (duración indicada por T_e en la figura 2) con relación al correlador C11 y m líneas de retardo R121 a R12m dispuestas de la misma manera que la primera línea de tratamiento. El captador A1 puede unirse a unas terceras y cuartas líneas de tratamiento e incluso más que no se representan en la figura 2. Las líneas de tratamiento que incluyen los correladores C11 y C12 son idénticas. Más generalmente, las estructuras de la línea de tratamiento en la salida de cada antena son idénticas entre sí.

El dispositivo de localización incluye una pluralidad de captadores A1 a An y cada captador se conecta a una línea de tratamiento tal como se ha descrito anteriormente a continuación del captador A1. Los captadores y las líneas de tratamiento, que incluye las ideas de retardo, forman una red espaciotemporal multi-correladores.

Las líneas de retardo se unen directamente sobre múltiples entradas a unos medios de cálculo y de tratamiento μP que implementan un algoritmo de máximo de verosimilitud. Pueden implementarse varios tipos de algoritmos de máximo de verosimilitud. Preferentemente, un algoritmo de tipo SAGE trata las señales procedentes de las líneas de retardo con el objetivo de estimar los parámetros característicos de las señales recibidas (dirección de incidencia en azimut y elevación, retardo, Doppler por ejemplo). La estimación de estos parámetros permite discriminar la señal útil de las señales multi-trayecto. El algoritmo de máximo de verosimilitud es adecuado para tratar las señales procedentes del sistema implementado según una arquitectura espaciotemporal multi-correladores.

Se detallan ahora las etapas del cálculo de los parámetros de las señales (trayecto directo y multi-trayecto) recibidas por el sistema.

La expresión $y(t)$ de la señal llevada a banda base en la salida de las antenas puede ponerse en la forma:

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a(\theta_l, \varphi_l) \times \gamma_l \times \exp(2j\pi \cdot v_l \cdot t) \times c(t - \tau_l) + b(t)$$

en la que el índice "l" corresponde al número de trayectos recibidos para una misma señal (trayecto directo y ecos), siendo asignado el número '0' al trayecto directo, $a(\theta, \varphi)$ representa el vector direccional de la red de antenas en función de los ángulos de llegada θ y φ de cada señal. γ_l representa la amplitud compleja de la señal, v_l su frecuencia Doppler, τ_l su retardo de propagación, $c(\cdot)$ el código de ensanchamiento y finalmente $b(\cdot)$ representa el vector de ruido térmico a la salida de cada antena.

Esta señal atraviesa a continuación los correladores representados en la figura 2. La expresión $\mathbf{X}$ de la señal recibida post-correlación para la arquitectura STAP multi-correladores propuesta puede implementarse bajo la forma vectorizada siguiente:

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}_l(\psi_l) + \mathbf{b}_{mp, T_{int}} \\ \text{con} \\ \psi_l &= [\gamma_l, \theta_l, \varphi_l, \tau_l, v_l]^T \\ \mathbf{X}_l(\psi_l) &= \tilde{\gamma}_l \times a(\theta_l, \varphi_l) \otimes \tilde{\mathbf{R}}_c(\varepsilon_\tau - \tau_l, \varepsilon_v - v_l) \end{aligned}$$

Se recuerda que m representa el número de líneas de retardo por línea de tratamiento, p designa el número total de líneas de tratamientos por antena y n representa el número de antenas.

$\mathbf{b}_{mp, T_{int}}$ representa el vector de ruido térmico en la salida de cada antena integrado en una duración T_{int} , ψ_l representa el vector de los parámetros a estimar para el trayecto 'l' y $\mathbf{X}$, $\mathbf{X}_l$ y $\mathbf{b}_{mp, T_{int}}$ de dimensión $m \times n \times p$.

Se observa τ_l y v_l los retardos y desfases Doppler relativos al trayecto 'l' con relación al trayecto directo. El correlador se controla sobre el trayecto directo y comete un error ε_τ , sobre el código (retardo contado positivamente) con relación al Tap de referencia de índice '0' y ε_v sobre la frecuencia del trayecto directo. $\tilde{\gamma}_l$ designa la amplitud compleja de la señal post-correlación. La notación $(\cdot)^T$ representa la transpuesta de un vector, $(\cdot)^H$ representa la transpuesta conjugada de un vector y el operador $\otimes$ representa el producto de Kronecker.

La matriz de correlación temporal $\tilde{\mathbf{R}}_c$ de la señal se construye de la manera siguiente.

En un primer tiempo, las salidas multi-correladores se concatenan en un vector columna para reconstruir una función de intercorrelación muestreada de la señal recibida con el código local. Se determina para cada captador un vector columna de ese tipo y se compone por tanto de los valores producidos por cada línea de tratamiento asociada a un captador. Como recordatorio, se genera un valor de correlación para cada uno de los correladores en cada periodo T_{int} . Hay por tanto m valores disponibles por línea de tratamiento, siendo m el número de líneas de retardo utilizadas para cada línea de tratamiento. De ese modo, el vector columna obtenido corresponde a la concatenación de m vectores comprendiendo cada uno p valores.

En un modo de realización preferido, el mismo número m de líneas de retardo es el mismo para las p líneas de tratamiento.

En otros términos, las funciones de intercorrelación obtenidas para diferentes Taps post-correlación se concatenan siempre en un vector columna de manera que se trace la evolución temporal de las funciones de intercorrelación. Esta evolución temporal permitirá caracterizar los Doppler relativos de los ecos.

$$\tilde{\mathbf{R}}_C(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl}) = \begin{bmatrix} r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,1} + \frac{(p-1)}{2}T_e\right) \times \exp[-2j\pi \cdot (\varepsilon_v - v_{rl}) \cdot T_{int}] \\ \vdots \\ r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,1} - \frac{(p-1)}{2}T_e\right) \times \exp[-2j\pi \cdot (\varepsilon_v - v_{rl}) \cdot T_{int}] \\ r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,2} + \frac{(p-1)}{2}T_e\right) \times \exp[-2j\pi \cdot (\varepsilon_v - v_{rl}) \cdot 2 \cdot T_{int}] \\ \vdots \\ r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,2} - \frac{(p-1)}{2}T_e\right) \times \exp[-2j\pi \cdot (\varepsilon_v - v_{rl}) \cdot 2 \cdot T_{int}] \\ \vdots \\ r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{rl,m} - \frac{(p-1)}{2}T_e\right) \times \exp[-2j\pi \cdot (\varepsilon_v - v_{rl}) \cdot m \cdot T_{int}] \end{bmatrix}$$

5 siendo $r()$ la función de intercorrelación de un código recibido con su réplica local.

Los desfases Doppler relativos se suponen constantes en la duración de tratamiento $m \cdot T_{int}$, los retardos relativos evolucionan como: $\tau_{rl,m} = \tau_{rl,0} + m \frac{v_{rl}}{f_c} T_{int}$ en la que f_c designa la frecuencia portadora de la señal.

10 Con el fin de aplicar el máximo de verosimilitud, se determina una función de intercorrelación espacio-temporal $\mathbf{X}_l(\psi)$. Para ello, las matrices columna de correlación temporal $\tilde{\mathbf{R}}_c$ obtenidas en la salida de cada uno de los captadores se concatenan en un vector columna.

Según la arquitectura espaciotemporal multi-correladores propuesta en la figura 2, la matriz de auto-correlación temporal $\tilde{\mathbf{R}}_P$ del ruido post-correlación es igual a la del código local pre-correlación y es independiente del Doppler, se escribe:

$$\tilde{\mathbf{R}}_P = \begin{bmatrix} r(0) & r(Te) & \dots & \dots & r(p \cdot Te) \\ r(Te) & r(0) & r(Te) & & \vdots \\ \vdots & r(Te) & r(0) & r(Te) & \vdots \\ \vdots & & r(Te) & r(0) & r(Te) \\ r(p \cdot Te) & \dots & \dots & r(Te) & r(0) \end{bmatrix}$$

15 Suponiendo el ruido blanco espacialmente, la matriz de auto-correlación espaciotemporal del ruido post-correlación se escribe:

$$\mathbf{E}(\mathbf{b}_{NP,T_{int}} \times \mathbf{b}_{NP,T_{int}}^H) = \mathbf{C} = \tilde{\sigma} \times \mathbf{I}_{mn} \otimes \tilde{\mathbf{R}}_P$$

Finalmente, se indica por $\tilde{\mathbf{R}}_C^H$

$$\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl}) = \tilde{\mathbf{R}}_C(\varepsilon_\tau - \tau_{rl}, \varepsilon_v - v_{rl}) \times [\mathbf{I}_m \otimes \tilde{\mathbf{R}}_P^{-1}]$$

20 o sea:

$$\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{n,l}, \varepsilon_v - v_{n,l}) = \left\{ \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{n,1} + \frac{(p-1)}{2} T_e\right) \\ \vdots \\ r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{n,1} - \frac{(p-1)}{2} T_e\right) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_p^{-1} \times \exp[-2j\pi \cdot (\varepsilon_v - v_{n,l}) \cdot T_{\text{int}}] \\ \\ \left[\begin{array}{c} r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{n,2} + \frac{(p-1)}{2} T_e\right) \\ \vdots \\ r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{n,2} - \frac{(p-1)}{2} T_e\right) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_p^{-1} \times \exp[-2j\pi \cdot (\varepsilon_v - v_{n,l}) \cdot 2 \cdot T_{\text{int}}] \\ \\ \vdots \\ \left[\begin{array}{c} r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{n,N} + \frac{(p-1)}{2} T_e\right) \\ \vdots \\ r\left(\varepsilon_\tau - \tau_{n,N} - \frac{(p-1)}{2} T_e\right) \end{array} \right]^H \times \tilde{\mathbf{R}}_p^{-1} \times \exp[-2j\pi \cdot (\varepsilon_v - v_{n,l}) \cdot m \cdot T_{\text{int}}] \end{array} \right\}^T$$

El principio del algoritmo SAGE consiste en descomponer la señal recibida sobre el conjunto de los trayectos y en estimar, por máximo de verosimilitud, los parámetros de cada trayecto.

- 5 Para la arquitectura y el modelo de señal propuesto, el opuesto de la función Log-verosimilitud $\Lambda_l(\psi_l)$ para el trayecto 'l' se escribe en una constante y un coeficiente multiplicativo próximo:

$$\Lambda_l(\psi_l) = (\mathbf{X}_l(\psi_l) - \hat{\mathbf{X}}_l)^H \times \mathbf{C}^{-1} \times (\mathbf{X}_l(\psi_l) - \hat{\mathbf{X}}_l)$$

en la que la notación ^ designa la estimación de una magnitud. Se muestra entonces que maximizar la verosimilitud para el trayecto 'l' se convierte en maximizar el término $\tilde{\Lambda}_l(\psi_l)$ definido por:

$$\tilde{\Lambda}_l(\psi_l) = \frac{\left| \left[\mathbf{a}^H(\theta_l, \phi_l) \otimes \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{n,l}, \varepsilon_v - v_{n,l}) \right] \times \hat{\mathbf{X}}_l \right|^2}{m \times \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{n,l}, \varepsilon_v - v_{n,l}) \times \tilde{\mathbf{R}}_C(\varepsilon_\tau - \tau_{n,l}, \varepsilon_v - v_{n,l})}$$

- 10 La fase "E-Step" del algoritmo SAGE consiste en aislar un trayecto particular, y la fase "M-Step" consiste en estimar los parámetros del trayecto por máximo de verosimilitud. Se realiza un bucle entonces sobre el conjunto de los trayectos y posteriormente se vuelve en bucle reiterativamente hasta la convergencia del algoritmo. El criterio de convergencia trata generalmente sobre la norma de actualización del vector de los parámetros a estimar. Se puede añadir igualmente un criterio sobre la amplitud del trayecto a estimar para distinguirlo del ruido.

- 15 La situación en ecuación de las fases "E-Step" y "M-Step" en modo persecución es la siguiente:

- E-Step

$$\hat{\mathbf{X}}_{l_0} = \mathbf{X} - \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l_0}}^{L-1} \mathbf{X}_l(\hat{\psi}_l)$$

- M-Step

- 20 ○ Búsqueda del retardo y Doppler relativos. Con el fin de reducir la carga de cálculo, se construye en un primer tiempo el vector $\mathbf{Y}_{l_0}$ que aprovecha las estimaciones de las DOA (dirección de llegada de las señales), posteriormente se maximizan las verosimilitudes para el retardo y el Doppler relativo en la proximidad de las soluciones de la iteración anterior:

$$\mathbf{Y}_{l_0} = \left[\mathbf{a}(\hat{\theta}_l, \hat{\phi}_l)^H \otimes \mathbf{I}_{NP} \right] \times \hat{\mathbf{X}}_{l_0}$$

$$\hat{\tau}_{n,l_0} = \arg \max_{\tau_{n,l}} \left(\frac{\left| \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{n,l}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{n,l}) \times \mathbf{Y}_{l_0} \right|^2}{\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\varepsilon_\tau - \tau_{n,l}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{n,l}) \times \tilde{\mathbf{R}}_C(\varepsilon_\tau - \tau_{n,l}, \hat{\varepsilon}_v - \hat{v}_{n,l})} \right)$$

$$\hat{v}_{r0} = \arg \max_{v_r} \left(\frac{\left| \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\hat{\epsilon}_r - \hat{r}_r, \epsilon_v - v_r) \times \mathbf{Y}_{l_0} \right|^2}{\tilde{\mathbf{R}}_C^H(\hat{\epsilon}_r - \hat{r}_r, \epsilon_v - v_r) \times \tilde{\mathbf{R}}_C(\hat{\epsilon}_r - \hat{r}_r, \epsilon_v - v_r)} \right)$$

○ Búsqueda de las DOA. Con el fin de reducir la carga de cálculo, se construye en un primer tiempo el vector $\mathbf{Z}_{l_0}$ que aprovecha las estimaciones de los retardos y Doppler relativos, posteriormente se maximizan las verosimilitudes para las DOA en la proximidad de las soluciones de la iteración anterior:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{l_0} &= \left[\mathbf{I}_m \otimes \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\hat{\epsilon}_r - \hat{r}_r, \hat{\epsilon}_v - \bar{v}_r) \right] \times \hat{\mathbf{X}}_{l_0} \\ \hat{\theta}_{l_0} &= \arg \max_{\theta_l} \left(\left| \mathbf{a}(\theta_l, \hat{\phi}_l)^H \times \mathbf{Z}_{l_0} \right| \right) \\ \hat{\phi}_{l_0} &= \arg \max_{\phi_l} \left(\left| \mathbf{a}(\hat{\theta}_l, \phi_l)^H \times \mathbf{Z}_{l_0} \right| \right) \end{aligned}$$

○ Determinación de la amplitud compleja post-correlación. Se expresa directamente en función de los otros parámetros por:

$$\hat{Y}_l = \frac{\left[\mathbf{a}(\hat{\theta}_l, \hat{\phi}_l) \otimes \tilde{\mathbf{R}}_C(\hat{\epsilon}_r - \hat{r}_r, \hat{\epsilon}_v - \hat{v}_r) \right] \times \hat{\mathbf{X}}_l}{m \times \tilde{\mathbf{R}}_C^H(\hat{\epsilon}_r - \hat{r}_r, \hat{\epsilon}_v - \hat{v}_r) \times \tilde{\mathbf{R}}_C(\hat{\epsilon}_r - \hat{r}_r, \hat{\epsilon}_v - \hat{v}_r)}$$

En la práctica, se entiende que $\tilde{\mathbf{R}}_C^H$ no se recalculará digitalmente inmediatamente durante el tratamiento por el receptor con el fin de no sobrecargar la carga de cálculo. Como poco, se podrán precalcular y almacenar unos valores digitales, incluso, en ciertas hipótesis, se podrá proponer una solución analítica.

Por ejemplo, si se desprecia la evolución del retardo en función del Doppler relativo (lo que se convierte en despreciar una variación del orden de $6 \cdot 10^{-10}$ s para un Doppler de 100 Hz y una duración de observación de 10 ms) y que al término $(\epsilon_r - r_r)$ es múltiplo del paso de tiempo entre los correladores, entonces cada bloque (término que corresponde a una línea de retardo post-correlación) de la matriz $\tilde{\mathbf{R}}_C$ se reduce a 1 Dirac multiplicado por un término de fase:

$$\tilde{\mathbf{R}}_C(k \cdot T_e, \epsilon_v - v_r) \approx \begin{Bmatrix} \delta_p(k) \times \exp[-2j\pi \cdot (\epsilon_v - v_r) \cdot T_{\text{int}}] \\ \delta_p(k) \times \exp[-2j\pi \cdot (\epsilon_v - v_r) \cdot 2 \cdot T_{\text{int}}] \\ \vdots \\ \delta_p(k) \times \exp[-2j\pi \cdot (\epsilon_v - v_r) \cdot m \cdot T_{\text{int}}] \end{Bmatrix}^T$$

siendo:

$$\delta_p(k) = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -\frac{p-1}{2} & \dots & k-1 & k & k+1 & \dots & \frac{p-1}{2} \end{bmatrix}^T$$

El sistema concebido según una arquitectura STAP multi-correlador permite reducir la complejidad y los recursos puestos en práctica. Para un algoritmo de maximizado de la verosimilitud aplicado a una arquitectura convencional con n antenas, que tratan una señal de una duración de 10 ms muestreada con la cadencia de 2 MHz, es necesario implementar una matriz de $n \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 10^{-2} = n \cdot 2 \cdot 10^4$ puntos. En el marco de la invención, es decir para un dispositivo de localización que incluya una arquitectura espaciotemporal multi-correladores acoplada con un algoritmo de maximizado de la verosimilitud que funciona sobre la misma duración de señal, los cálculos se realizan con una matriz de tamaño reducido con relación a una arquitectura convencional. Considerando las hipótesis antes mencionadas, el tamaño de matriz es igual a $n \cdot p \cdot m$, es decir un número de n antenas, multiplicado por el número m de líneas de retardo, multiplicado por el número p de correladores. Para fijar las ideas, considérese que los correladores están separados en 0,2 chips (0,2 periodos de símbolo de un código de ensanchamiento de la señal de navegación). Se desea estimar la función de intercorrelación sobre una duración total de 2 chips, se utilizan por tanto $p = 10$ correladores. Cada correlador se basa en una integración sobre 1 ms y se tratan 10 ms de señal, se utilizan por tanto $m = 10$ líneas de retardo. En consecuencia, para la cadencia de muestreo y el número de correladores propuestos en este caso a título de ejemplo, la invención permite una reducción en un factor de 200 de la dimensión de la matriz de las señales a tratar.

En términos de rendimiento, la invención permite obtener una precisión similar a la de un algoritmo SAGE clásico. Las figuras 3 y 4 ilustran estos rendimientos en el caso de una simulación digital según el escenario siguiente: las

- 5 señales simuladas son de tipo GPS C/A. Se simula un trayecto directo así como dos ecos con los parámetros resumidos en la tabla que sigue. Las señales se generan en banda base con una cadencia de 10 MHz, los correladores están separados en 0,1 chips, se utilizan 20 líneas de tratamiento por antena y se utilizan 30 líneas de retardo por línea de tratamiento. Las correlaciones se efectúan sobre 1 ms, es decir un tratamiento globalmente efectuado en 30 ms. La potencia de ruido en la banda de recepción es de -132 dBW. La red de antenas es cuadrada con cuatro captadores separados una semi-longitud de onda de L1.

	LOS	MP1	MP2
Potencia (dBW)	-150	-155	-155
Retardo (chips)	0,05	0,2	0,4
Doppler (Hz)	100	139	162
Elevación (°)	61	42,1	20
Azimut (°)	131	220	172

- 10 La figura 3 ilustra la capacidad de la invención para estimar en el transcurso del tiempo los parámetros de las señales simuladas. Se han representado en ella en trazos discontinuos los parámetros simulados y en trazos continuos los parámetros estimados por la invención. La figura 4 ilustra la capacidad de tratamiento mediante un algoritmo SAGE clásico para estimar los parámetros de las señales simuladas. Se observan unos rendimientos similares entre los dos tratamientos sabiendo que, en este caso, la invención permite una reducción en un factor de 500 de la dimensión de la matriz de las señales a tratar.
- 15 La invención se aplica a las estaciones de referencia o de observación en tierra de las constelaciones de satélite de navegación. Esta invención puede utilizarse en unos terminales móviles para mejorar la solución de navegación en unos entornos urbanos, también aeroportuarios.

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo de localización adecuado para discriminar una señal útil de señales multi-trayecto, incluyendo dicho dispositivo al menos dos captadores (A1, A2) de señales de radiolocalización y unos medios de tratamiento de las señales (μP) adecuados para implementar un algoritmo de estimación del máximo de verosimilitud con el objetivo de
5 estimar unos parámetros representativos de la señal útil y de las señales multi-trayecto, estando conectado cada uno de dichos captadores (A1; A2) a al menos dos líneas de tratamiento de las señales, incluyendo cada línea de tratamiento un correlador (C11, C12) y disponiéndose de manera que los medios de tratamiento de las señales (μP) calculen los parámetros representativos de la señal útil y de las señales multi-trayecto a partir de las señales procedentes de las líneas de tratamiento, **caracterizado porque** cada línea de tratamiento incluye al menos una
10 línea de retardo (R11m) conectada por un primer extremo a la salida del correlador (C11) y por un segundo extremo a una entrada de los medios de tratamiento de las señales (μP) con el fin de seguir la evolución temporal de las salidas de los correladores (C11, C12) los retardos introducidos por las líneas de retardo que corresponden a diferentes múltiplos enteros de la duración de integración de los correladores.
2. Dispositivo de localización según la reivindicación 1, **caracterizado porque** un correlador (C11) de una primera
15 línea de tratamiento está separado en una fracción del periodo de símbolo del código de ensanchamiento con relación al correlador (C12) de una segunda línea de tratamiento.
3. Dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** el algoritmo de estimación del máximo de verosimilitud es del tipo "SAGE".
4. Dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado porque** dichos parámetros
20 representativos de la señal útil y de las señales multi-trayecto son el retardo de propagación, la frecuencia doppler y la dirección de llegada.
5. Sistema de localización **caracterizado porque** incluye un montaje de D dispositivos según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores de manera que trate D señales de radionavegación procedentes de D satélites distintos.
6. Sistema de localización según la reivindicación 5, **caracterizado porque** D es igual o superior a 4.
7. Procedimiento de estimación de los parámetros de señal útil y de señales multi-trayecto originarios de una señal
25 de radiolocalización emitida por satélite por medio de un dispositivo de localización que incluye al menos dos captadores adecuados para recibir dicha señal, **caracterizado porque** incluye las etapas siguientes:
 - una etapa de correlación con un código local de la señal recibida por dichos captadores por medio de correladores (C11, C12), estando comprendido un correlador (C11, C12) en una línea de tratamiento, incluyendo
30 cada captador al menos dos de dichas líneas de tratamiento,
 - una etapa de construcción para cada captador de una función de intercorrelación muestreada de la señal recibida con el código local, correspondiendo dicha función a un vector compuesto del conjunto de los valores producidos en un período de integración Tint por un conjunto de líneas de retardo comprendidas en las líneas de tratamiento, correspondiendo los retardos introducidos por las líneas de retardo a diferentes múltiplos enteros de
35 la duración de integración de los correladores,
 - una etapa de determinación de una función de intercorrelación espacio-temporal, siendo obtenida dicha función por concatenación de los vectores obtenidos en la etapa anterior para cada captador;
 - una etapa de cálculo de una verosimilitud a partir de la función de intercorrelación espacio-temporal;
 - una etapa de estimación de los parámetros representativos de la señal útil y de las señales multi-trayecto
40 mediante aplicación de un algoritmo de máximo de verosimilitud.

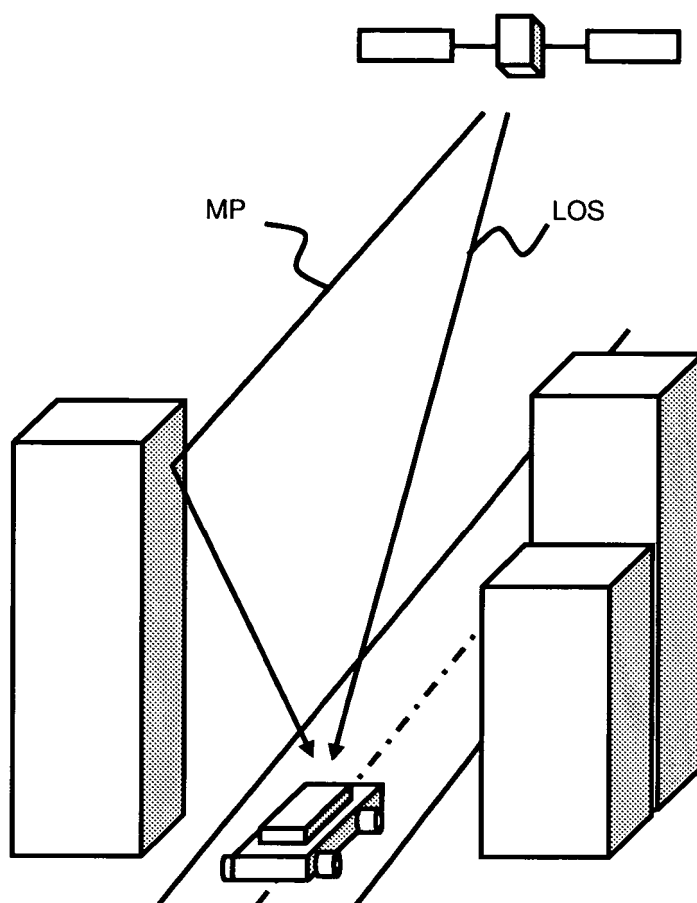


FIG.1

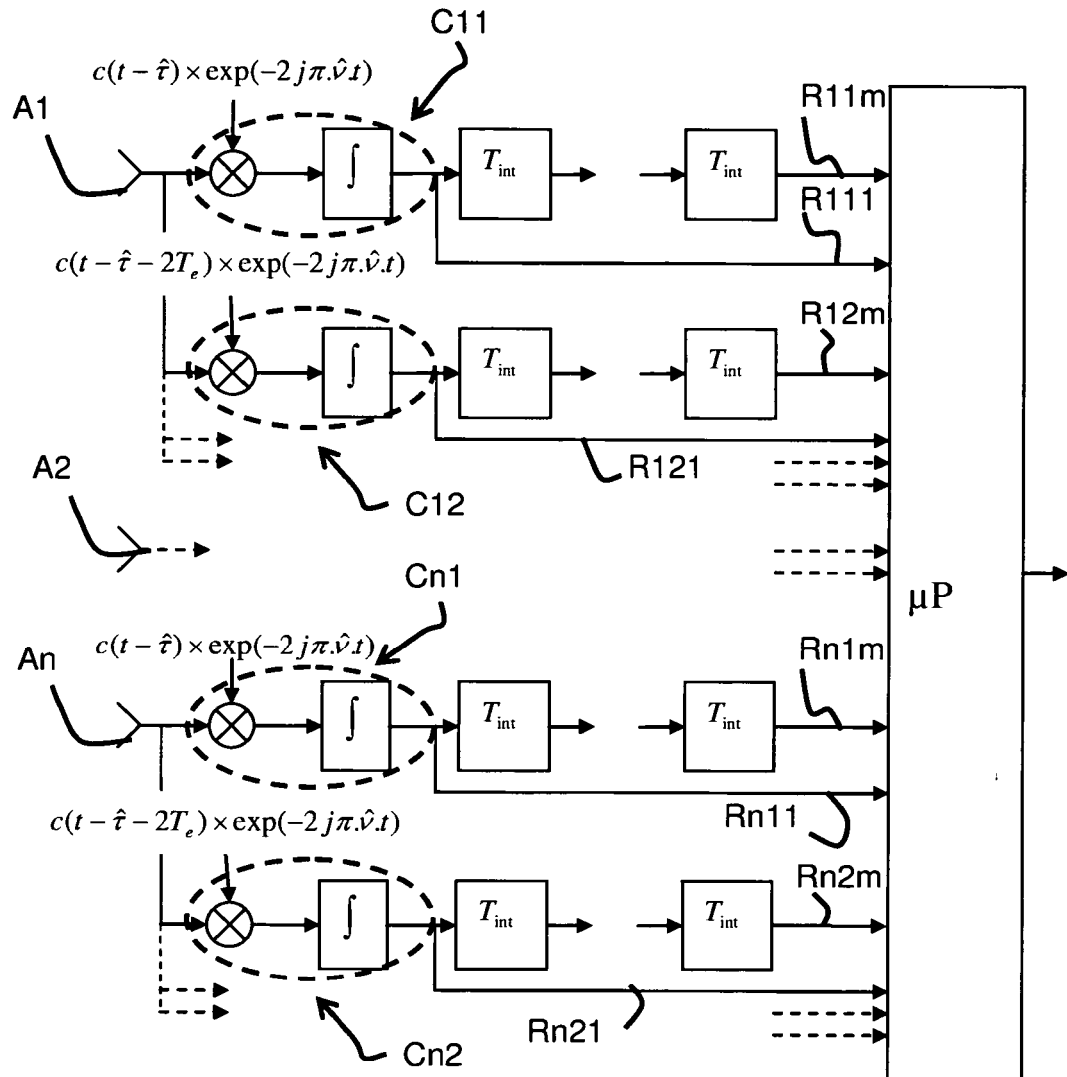


FIG.2

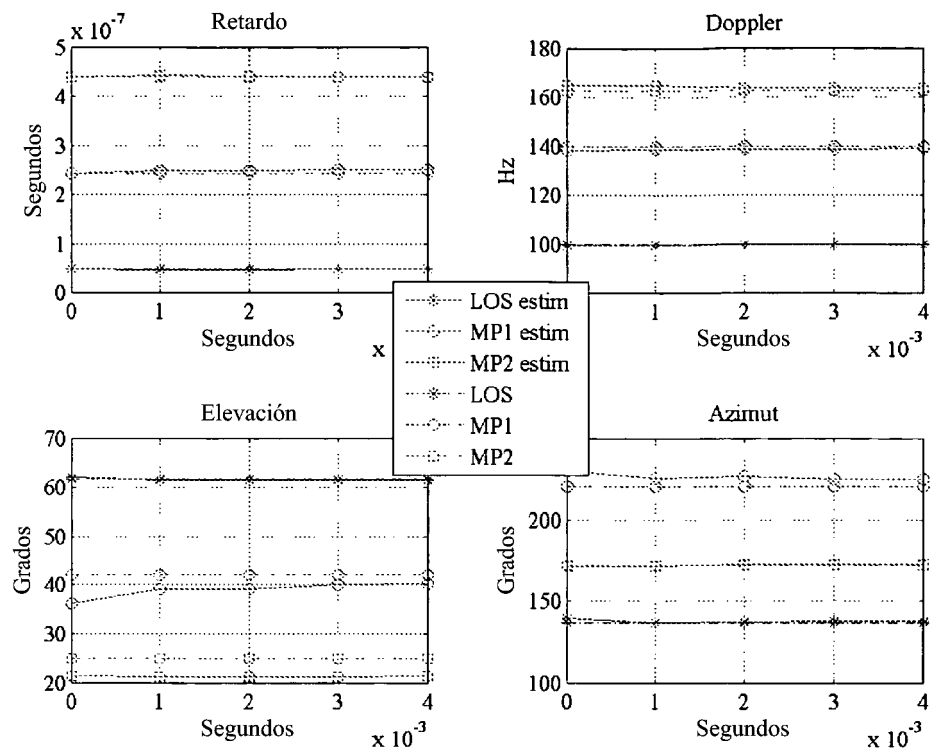


FIG.3

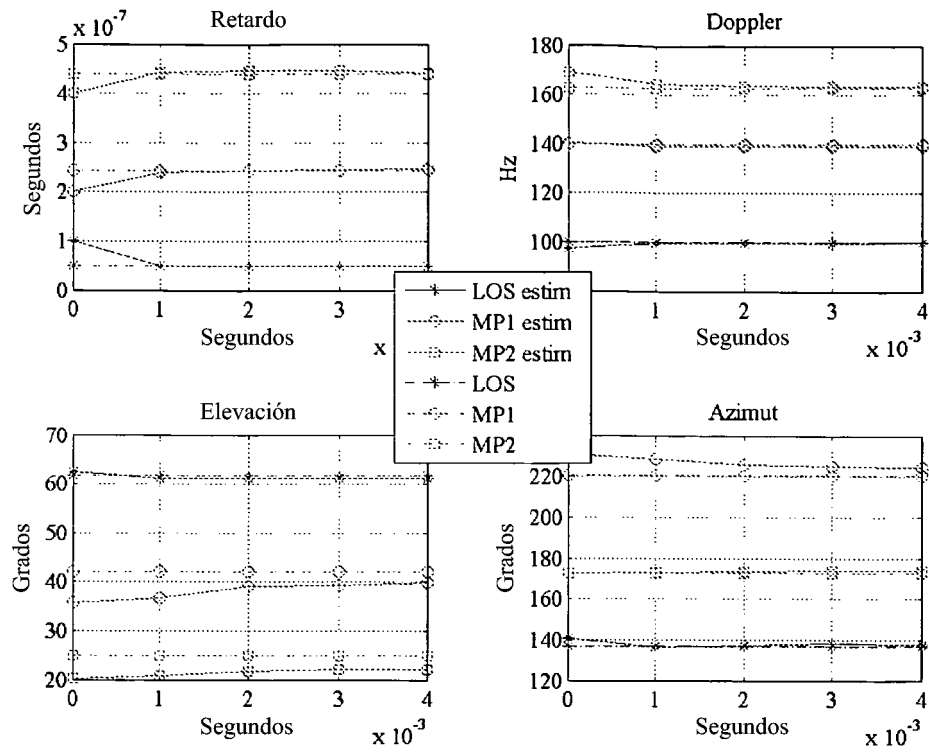


FIG.4