



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 339 660**

51 Int. Cl.:  
**G01S 13/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **04103467 .9**

96 Fecha de presentación : **21.07.2004**

97 Número de publicación de la solicitud: **1500951**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **26.01.2005**

54 Título: **Procedimiento de detección y localización multiestática de un ingenio mediante la utilización de emisores de difusión digitales.**

30 Prioridad: **25.07.2003 FR 03 09167**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**24.05.2010**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**24.05.2010**

73 Titular/es: **Thales**  
**45, rue de Villiers**  
**92200 Neuilly sur Seine, FR**

72 Inventor/es: **Delaveau, François;**  
**Heurguier, Dominique;**  
**Buscailhon, Philippe;**  
**Pipon, François;**  
**Gross, Emmanuel y**  
**Josset, Dieudonné**

74 Agente: **Lehmann Novo, María Isabel**

**ES 2 339 660 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).

# ES 2 339 660 T3

## DESCRIPCIÓN

Procedimiento de detección y localización multiestática de un ingenio mediante la utilización de emisores de difusión digitales.

5 La presente invención se refiere a un procedimiento que permite detectar y localizar ingenios móviles (aeronaves por ejemplo, pero también construcciones de superficie, sumergibles, vehículos, etc.), explotando particularmente la radiación producida por emisores presentes en el entorno para otras aplicaciones (denominados en lo que sigue emisores de oportunidad).

10 La invención se aplica con cualquier emisor de comunicación o cualquier sistema de transmisión que utilice formas de onda que presenten un protocolo de sincronización conocido en una o varias de las frecuencias portadoras explotadas por el emisor.

15 La invención es particularmente utilizada con sistemas que comprenden emisores digitales dedicados a la video difusión (ejemplo DVB-T ó Digital Video Broadcasting-Terrestrial) o a la audio difusión (DAB o Digital Audio Broadcasting) o también a los emisores de infraestructura de las redes celulares, (PMR ó Private Mobile Radio).

20 Las soluciones actualmente existentes o previstas para localizar las aeronaves están en su mayoría basadas en los principios generales de los radares, de los interceptores de radar o de los IFF (Identification Friend or Foe) (radar de identificación amigo o enemigo) en el ámbito electromagnético, de los sonares y de los interceptores de sonar en el ámbito acústico.

### 25 *Generación controlada por un emisor previsto a este efecto*

La solución de tipo radar o sonar utiliza una onda destinada para reflejarse en los obstáculos (aeronave, etc.) y explota el trayecto reflejado por un receptor que colabora con el emisor:

30 - bien sea co-localizado con el emisor, sonar activo o radar mono estático,

- o bien deslocalizado con relación al emisor:

35 \* sonar activo o radar bi-estático - un emisor y un receptor

\* radar multiestático - varios emisores y uno o varios receptores.

40 Estas soluciones presentan sin embargo el inconveniente de utilizar emisores específicos que colaboran estrechamente con el sistema de recepción de la señal inducida por la presencia de aeronaves. Tales emisores son indiscretos, a menudo costosos y voluminosos. Están además generalmente dedicados a ciertas aplicaciones particulares. Su número es bajo, su voluminosidad a menudo importante y su disponibilidad a veces reducida.

### 45 *Explotación de la radiación propia producida*

Otras soluciones explotan la radiación propia producida:

50 • por un emisor específico al ingenio móvil. Es el principio bien conocido de los IFF y de los sistemas utilizados en el control aéreo para identificar y realizar el seguimiento de los aviones. Este principio se utiliza también en los interceptores de radar o interceptores de sonar.

55 • por el ingenio móvil propiamente dicho (ejemplos: sonar pasivo, detección de anomalía magnética o electromagnética). Esta radiación puede proceder directamente del ingenio móvil, resultar de un fenómeno de ocultamiento de una fuente de radiación (sombra), o más generalmente proceder de una modificación temporal y local del campo electromagnético o acústico/sísmico ambiente: principio de la detección de anomalía aplicado por ejemplo para activar cabezas buscadoras de minas para algunos sensores de vigilancia, etc...

Estas soluciones presentan los inconvenientes siguientes:

60 • las mismas son pasivas sin ninguna colaboración con el emisor,

• las mismas solo funcionan en caso de emisiones efectivamente detectables por un sistema de recepción, lo cual plantea problemas de "punto de encuentro", induce incertidumbres, puede necesitar un aprendizaje, etc.

65 Además, estas soluciones producen una medición bruta de naturaleza principalmente angular. La distancia solo es obtenida después de un filtro de seguimiento bajo ciertas condiciones de realización generalmente restrictivas.

## ES 2 339 660 T3

### *Explotación de la radiación propia emitida por emisores de oportunidad y reflejada por los blancos*

Tales procedimientos son realizados para explotar la presencia fortuita de emisores de radar u otros, para fines de detección de los blancos presentes en el entorno por receptores previstos a este efecto. Se basan en mediciones clásicas de diferencias de tiempos de llegada, TDOA (Time Difference of Arrival) o determinaciones de ángulo DOA (Direction Of Arrival), y a veces en técnicas de sustracción Doppler.

El documento WO/014764 describe un procedimiento de este tipo que permite determinar la posición de un blanco al de emisores de oportunidad.

Estas soluciones presentan actualmente los inconvenientes siguientes:

- los sistemas considerados o existentes se basan esencialmente en las propiedades de envoltura y las propiedades Doppler de las ondas emitidas (a menudo ondas multi portadoras).
- los sistemas considerados o existentes necesitan generalmente la recepción simultánea del trayecto directo y del trayecto reflejado blanco para determinar una diferencia entre los instantes de llegada.
- ninguno de estos sistemas tiene hasta ahora capacidades de rendimiento de separación de los emisores de oportunidades presentes. Por este motivo:
  - los emisores de oportunidades considerados en numerosos sistemas existentes se encuentran en número muy reducido (generalmente uno solo por banda de tratamiento) lo cual tiene por efecto limitar la precisión de localización producida o de alargar considerablemente el tiempo necesario para la producción de una localización de buena calidad.
  - los sistemas de recepción existentes capaces hoy en día de tratar emisores de oportunidad son difícilmente integrables en redes relativamente densas de emisores que comparten el mismo recurso en frecuencia tales como redes destinadas para la radio-difusión (DVB-T, DAB), o a las transmisiones celulares (GSM ó Global System Mobile, UMTS o Universal Mobile Telecommunication System), mientras que la densidad de emisores es un factor notable de rendimientos (multiplicidad de mediciones y de configuraciones geométricas).

Los sistemas actuales no permiten tratar eficazmente situaciones de emisiones múltiples complejas y aún menos situaciones de interferencias entre las señales recibidas.

La idea de la invención radica particularmente en la explotación de la presencia de emisores de algunas redes de radio y teledifusión tales como las redes DVB-T, DAB o los emisores de infraestructura de las redes celulares, PMR u otras. La misma utiliza particularmente las oportunidades de sincronización temporal de las señales, así como procedimientos que proporcionan rendimientos de separación de fuentes.

La invención explota particularmente el protocolo y las secuencias de sincronización conocidas en algunas redes de difusión audiodigital o vídeo digital o también en las redes celulares para separar los emisores y las señales, determinar directamente los instantes y las direcciones de llegada de los diferentes trayectos de propagación y la respuesta impulsional del filtro de propagación.

La invención se refiere a un procedimiento para detectar y/o localizar un ingenio móvil en un sistema de recepción que explota emisores de oportunidad cuya señal comprende elementos que permiten la sincronización del receptor. El procedimiento se caracteriza porque comprende al menos las etapas siguientes:

- a) detectar ciertas secuencias “discriminantes” de la señal útil,
- b) separar cada emisión presente en las frecuencias portadoras escrutadas por el o los receptores por filtrado espacio-temporal de las señales presentes bajo cada frecuencia portadora,
- c) identificar los emisores  $E_i$  correspondientes a las señales recibidas,
- d) determinar la respuesta impulsional del canal de propagación para cada emisor  $E_i$  y para cada detección realizada en este emisor,
- e) medir el instante de llegada del trayecto reflejado por el ingenio móvil y luego su retraso con relación al instante de emisión del emisor,
- f) deducir la posición del ingenio móvil en la intersección de las elipsoides definidas por los puntos focales constituidos por los emisores  $E_i$  recibidos y por el o los receptores  $R_j$ .

## ES 2 339 660 T3

El procedimiento comprende por ejemplo las etapas siguientes:

- e) separar en la respuesta impulsional la contribución del trayecto directo emisor-receptor de la contribución del trayecto reflejado móvil;
- f) medir el instante de llegada del trayecto directo y luego su retraso con relación al instante de emisión del emisor;
- g) medir el instante de llegada del trayecto reflejado por el ingenio móvil y luego se retraso con relación a la señal directa del emisor.

El procedimiento puede también comprender:

- i) una etapa de medición de los ángulos de llegada de la señal reflejada móvil a nivel de los receptores Rj,
- j) una etapa de deducción de la posición del móvil en la intersección de las elipsoides anteriormente definidas y de la recta definida por los ángulos de llegada y el lugar del receptor Rj.

El procedimiento según la invención ofrece particularmente las ventajas siguientes:

- ganancias importantes de tratamiento,
- una capacidad de separación de los diferentes emisores que comparten una misma portadora o frecuencia portadora, lo cual permite a la vez evitar la molestia debida a las interferencias y aplicar simultáneamente el procedimiento en varios emisores,
- la posibilidad de utilizar de forma pasiva (sin modificación del entorno radioeléctrico) y discreta los emisores presentes para aplicaciones clásicas de radio o teledifusión digital (DAB, DVB) y más generalmente cualquier red de emisores con forma de onda conocida (ya sea por la normalización, o por el análisis previo) que tenga ciertas propiedades de sincronización temporal destinadas para la comunicación de los receptores (emisión de palabras de sincronización, secuencias de aprendizaje, códigos piloto, etc..) tales como de infraestructura celular, redes PMR, redes satélite, etc...
- producir directamente una localización completa de un ingenio móvil utilizando emisiones permanentes a las características previsibles que permiten realizar mediciones múltiples y fiables,
- construir redes de sensores de gran cobertura sin necesidad de recibir el trayecto directo del emisor al receptor tratando el trayecto reflejado en el ingenio móvil procedente de este mismo emisor.

Otras características y ventajas de la presente invención aparecerán mejor con la lectura de la descripción no limitativa que sigue anexada con figuras que representan:

- la figura 1 un ejemplo de configuración geométrica de un sistema emisor-receptor - aeronave a localizar,
- la figura 2 la explotación de las señales recibidas en el receptor,
- la figura 3 un ejemplo de configuración que explota únicamente la señal reflejada por la aeronave móvil,
- la figura 4 un ejemplo de principio de detección que utiliza una ventana temporal deslizante,
- la figura 5 un ejemplo de tratamiento de sincronización y de separación espacial de las fuentes,
- la figura 6 un ejemplo de estimación de canal mono vía y de cálculo de potencia,
- la figura 7 las características de las señales GSM,
- la figura 8 las características de los emisores DVB-T.

Con el fin de que se comprenda mejor el principio utilizado por la invención, el ejemplo de aplicación que sigue se facilita a título ilustrativo y en modo alguno limitativo para localizar una aeronave en un sistema de recepción basado en una red de antenas y una arquitectura multivías para la recepción y la digitalización de las señales. Las señales son de tipo digital y comprenden una secuencia que permite la sincronización del receptor.

## ES 2 339 660 T3

El sistema de recepción comprende por ejemplo varios sensores multivías y uno o varios procesadores adaptados para ejecutar técnicas de separación espacio-temporales. Un procesador está particularmente adaptado para realizar las operaciones siguientes:

- 5 - sincronizarse con la señal recibida y con los diferentes trayectos de propagación procedentes del emisor: la señal directa si es recibida, y/o la señal reflejada por la aeronave.
- medir una respuesta impulsional del canal de propagación, separar los diferentes trayectos y medir sus instantes de llegada, con una precisión dependiente de las características de la señal tratada y del tiempo de duración de la integración del tratamiento de sincronización,
- 10 - medir eventualmente los ángulos de llegada de los diferentes trayectos de propagación mediante técnicas de goniometría expresas que prolongan directamente la sincronización,
- 15 - separar los diferentes emisores que comparten un recurso radioeléctrico común, con el fin de:
  - realizar mediciones individualizadas en cada emisor presente en la banda de análisis,
  - explotar la multiplicidad de los emisores para una detección multi estática con “gran número de emisores”.

20 La figura 1 esquematiza un ejemplo de realización del procedimiento según la invención, para un dispositivo que comprende al menos un emisor  $E_i$ , un receptor  $R_j$  y una aeronave  $C$ , para señales digitales que comprenden secuencias discriminantes que permiten la sincronización.

- 25 ( $\Psi\beta_{i,j}$  es el ángulo biestático =  $\Psi_{E_iC} - \Psi_{R_jC}$ ;  $\Psi\beta_{i,j}$  = la bisectriz  $(\Psi_{E_iC} + \Psi_{R_jC})/2$ ;  $\tau_{E_iC}$  la duración del trayecto emisor  $E_i$  blanco;  $D_{E_iC}$  la distancia trayecto emisor blanco;  $\tau_{C,R_j}$  la duración del trayecto blanco receptor  $R_j$ ,  $D_{C,R_j}$  la distancia del trayecto blanco receptor  $R_j$ ;  $\tau_{E_i,R_j}$  la duración del trayecto emisor  $E_i$  receptor  $R_j$ ,  $D_{E_i,R_j}$  la distancia del trayecto emisor  $E_i$  receptor  $R_j$ ).

30 El procedimiento comprende por ejemplo las etapas siguientes:

a) detectar algunas secuencias de la señal de radiodifusión o de teledifusión digital, realizar mediciones de sincronización en las señales procedentes de los emisores recibidos. Las secuencias utilizadas son las secuencias que permiten la sincronización de los receptores. La detección puede realizarse por filtrado adaptado conocido por el experto en la materia;

35 b) separar cada emisión presente en las frecuencias portadoras escrutadas por el o los receptores, por ejemplo por filtrado diferencial de las diferentes portadoras, y luego por filtrado espacio-temporal de las señales presentes en cada portadora;

40 c) identificar el emisor  $E_i$  correspondiente. La identificación se realiza por ejemplo por decodificado de la identidad del emisor cuando la misma está codificada en la señalización, por la medición del instante de llegada y las recurrencias entre instantes de llegada, por determinación de las características de color y de sincronización, o cualquier otro procedimiento conocido del experto en la materia;

45 d) determinar la respuesta impulsional  $H_i$  del canal de propagación para cada emisor  $E_i$  y para cada detección realizada sobre este emisor (la detección de la emisión se realiza por el receptor);

50 e) separar en esta respuesta impulsional  $H_i$  la contribución eventual del trayecto directo emisor-receptor ( $E_i-R_j$ ) de la contribución del trayecto reflejado por la aeronave ( $E_i-C-R_j$ ). Se utilizan por ejemplo las propiedades estáticas y las propiedades Doppler de la señal reflejada por la aeronave, que, habida cuenta de la propagación tierra/aire/tierra y del movimiento de la aeronave presenta las propiedades siguientes:

- 55 - el trayecto  $E_i-C-R_j$  experimenta menos fluctuaciones que la señal directa o los ecos de tierra, lo cual facilita los procedimientos de integración y de extracción,
- el trayecto  $E_i-C-R_j$  está afectado por un desfase Doppler que no experimenta el trayecto directo ni los ecos de tierra, lo cual permite utilizar técnicas de substracción Doppler conocidas por el experto en la materia.

60 f) medir el instante de llegada  $t_{E_i-R_j}$  del trayecto reflejado directo ( $E_iR_j$ ), si es recibido, y luego su retraso  $\tau_{E_i,R_j}$  con relación al instante de emisión  $t_{E_i}$  del emisor  $E_i$  si es conocido o previamente trazado,

65 g) medir el instante de llegada  $t_{E_i-C-R_j}$  del trayecto reflejado de la aeronave ( $E_i-C-R_j$ ), y luego su retardo  $\tau_{E_i,C,R_j}$  con relación a la señal directa del emisor  $E_i$ , si este último es recibido, o bien su retardo  $\tau_{E_i,C,R_j} - \tau_{E_i,R_j}$  con relación al instante de emisión  $t_{E_i}$  de la señal por el emisor cuando este instante es conocido o previamente trazado,

## ES 2 339 660 T3

h) deducir con ello la posición de la aeronave en la intersección de las elipsoides definidas por los puntos focales constituidos por los emisores  $E_i$  recibidos y por el o los receptores  $R_j$  y por las relaciones siguientes:

5 para  $i$  y  $j$   $d(E_i, M) + d(R_j, M) - d(E_i, R_j) = c \cdot (\tau_{E_i, C, R_j} - \tau_{E_i, R_j})$  (1) siendo  $c$  la celeridad de la luz,  $\tau_{E_i, C, R_j} - \tau_{E_i, R_j}$  el retardo entre el trayecto  $E_i$ -C- $R_j$  y el trayecto  $E_i$ - $R_j$  correspondiente al emisor  $E_i$  y al receptor  $R_j$ .

i) medir eventualmente los ángulos de llegada de la señal reflejada blanco (azimut  $\theta_j$ , marcación  $\Delta_j$ ) a nivel de los receptores  $R_j$ ,

10 j) deducir la posición de la aeronave (ingenio móvil) C en la intersección de las elipsoides anteriormente definidas y la recta definida por los ángulos de llegada  $\theta_j$  y  $\Delta_j$  de la señal reflejada blanco.

La recepción del trayecto directo permite particularmente:

- 15 - reforzar el procedimiento cuando la sincronización de los emisores es ya conocida: segunda determinación del parámetro  $\tau_{E_i, R_j}$ ; o
- liberarse del conocimiento de sincronización de los emisores: distancia temporal  $\tau_{E_i, C, R_j} - \tau_{E_i, R_j}$ ; se mide entonces directamente después de la identificación del trayecto directo y del trayecto reflejado.
- 20

Los emisores son, por ejemplo, emisores de radiodifusión y de teledifusión digitales o cualquier otro emisor digital de fuerte potencia que presente secuencias discriminantes conocidas *a priori* o extraíbles de la señal por medio de un análisis previo.

25 Otros emisores utilizables son por ejemplo, emisores radioeléctricos digitales cuyas características son conocidas por normalización o por análisis previo. Presentan ciertas propiedades de sincronización. Sus coordenadas (posición) por ejemplo son conocidas con anterioridad, o bien obtenidas posteriormente con la realización del procedimiento según la invención.

30 La figura 2 ilustra, a título no limitativo, la extracción de la señal reflejada de la aeronave en caso de recepción del trayecto directo que emana del emisor  $E_i$  con multi trayectos relacionados con la propagación tierra/tierra y de recepción de un eco procedente de la aeronave en el mismo receptor. Para realizar la etapa a) de sincronización, el receptor utiliza la señal correspondiente al trayecto directo. Los picos de la figura 2 son obtenidos a la salida del criterio de sincronización y del filtro de estimación de canal de propagación utilizados en el tratamiento de separación de fuente. De forma esquemática, la curva de la figura 2 se emparenta con la salida de una intercorrelación (multivías)

35 entre la señal recibida en la entrada y una réplica de la secuencia discriminante esperada en la señal recibida. El procedimiento de obtención de esta curva se detalla más precisamente en ejemplos ilustrativos en lo que sigue.

En un diagrama de eje de las abscisas temporal, el primer grupo (I) de picos corresponde a la señal directa del emisor  $E_i$  con trayectos múltiples de propagación tierra/tierra.  $\tau_{E_i, R_j}$  corresponde a los tiempos de propagación de la señal directa del emisor  $E_i$  con respecto al receptor  $R_j$ . El segundo grupo (II) de picos corresponde a la señal reflejada por la aeronave con un tiempo de propagación  $\tau_{E_i, C, R_j}$ . El trayecto  $E_i$ ; C;  $R_j$ , para una aeronave, se realiza con una propagación tierra/aire/tierra "sin" trayectos múltiples.

45 La figura 3 esquematiza un ejemplo de configuración del sistema según la invención, permitiendo liberarse de la recepción del trayecto directo que emana del emisor  $E_i$  sobre el receptor  $R_j$  utilizando únicamente el trayecto reflejado de la aeronave. El sistema comprende por ejemplo dos emisores  $E_1$  y  $E_2$  situados en la red, de posiciones conocidas y de sincronización desconocidas, y dos receptores  $R_1$  y  $R_2$  de posiciones conocidas y de sincronización comunes.

50 El sistema conoce también las distancias y los azimuts respectivos de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $E_1$ ,  $E_2$ . El receptor  $R_1$  recibe el trayecto directo del emisor  $E_2$  y el trayecto reflejado de la aeronave que emana de  $E_1$ .

Los parámetros utilizados para el procedimiento según la invención son:

- 55 • el tiempo de propagación entre  $E_1$  y  $R_2$ :  $\tau_{E_1, R_2} = D_{E_1, R_2} / c$  (conocido por  $R_1$  y  $R_2$ )  $D_{i, j}$  representa la distancia entre el dispositivo  $i$  (emisor o receptor) y el dispositivo  $j$
- el tiempo de propagación entre  $R_1$  y  $R_2$ :  $\tau_{R_1, R_2} = D_{R_1, R_2} / c$  (conocido por  $R_1$  y  $R_2$ )
- 60 • el tiempo de propagación entre  $E_1$  y  $R_1$ :  $\tau_{E_1, R_1} = D_{E_1, R_1} / c$  (conocido por  $R_1$  y  $R_2$ )
- el tiempo de propagación del trayecto reflejado blanco  $E_1, C, R_1$ :

65 
$$\tau_{E_1, C, R_1} = (D_{E_1, C} + D_{C, R_1}) / c \quad \text{(desconocido)} \quad (2)$$

- el instante de emisión de la señal de referencia por  $E_1$ :  $T_{01}$ , desconocido de  $R_1$

## ES 2 339 660 T3

- el instante de llegada de la emisión directa de la señal de referencia por E<sub>1</sub> al receptor R<sub>2</sub>:

$$T_{0,1,2} = T_{0,1} + \tau_{E_1,R_2} \text{ (medido)} \Rightarrow T_{0,1} = T_{0,1,2} - \tau_{E_1,R_2}$$

**(Calculado)**

- El instante en el cual la señal directa de E<sub>1</sub> “debería llegar” en R<sub>1</sub>:

$$T_{0,1,1} = T_{0,1} + \tau_{E_1,R_1} = T_{0,1,2} + (\tau_{E_1,R_1} - \tau_{E_1,R_2}) \text{ (calculado)}$$

- El instante de llegada de la señal reflejada por el blanco

$$T_{0,1,C,1} = T_{0,1} + \tau_{E_1,C,R_1} \text{ (medido)}$$

- La determinación del tiempo de propagación del trayecto reflejado blanco E<sub>1</sub>,C,R<sub>1</sub>

$$\tau_{E_1,C,R_1} = T_{0,1,C,1} - T_{0,1,1} \quad (3)$$

Las características de la invención permiten evaluar los parámetros enunciados anteriormente, cuya relación con las diferentes etapas del procedimiento aparecerá con la lectura de lo sigue.

Etapa h)

### *Localización hiperbólica*

El principio de la localización hiperbólica consiste en estimar el tiempo biestático entre el emisor E<sub>i</sub> y el receptor R<sub>j</sub>

$$\tau_{Bi,j} \text{ (} \tau_{\beta i,j} = \tau_{E_i,C} + \tau_{C,R_j} - \tau_{E_i,R_j} \text{)} \quad (4)$$

siendo  $\tau_{E_i,C} + \tau_{C,R_j} - \tau_{E_i,R_j}$  correspondiente al tiempo emisor E<sub>i</sub>- aeronave C + el tiempo aeronave C- receptor R<sub>j</sub> + el tiempo emisor E<sub>i</sub>- receptor R<sub>j</sub>.

La resolución temporal de la medición es  $R\tau$ . La propagación que se supone isósceles de tipo directo, el lugar de los puntos correspondiente al tiempo biestático  $\tau_{\beta i,j}$  relativo a la aeronave C es el volumen V<sub>ij</sub> comprendido entre dos hiperboloides, definido por las desigualdades siguientes (en un punto M):

$$-c \cdot R\tau/2 \leq d(M, E_i) + d(M, R_j) - c \cdot \tau_{E_i,R_j} \leq +c \cdot R\tau/2 \quad (5)$$

Mediciones múltiples de la aeronave C sobre varios pares de emisores-receptores E<sub>ik</sub>, R<sub>jk</sub> permiten localizar la aeronave en la intersección de los volúmenes V<sub>ik,jk</sub> definidos por la desigualdad (5).

Una medición biestática sobre el par E<sub>i</sub>, R<sub>j</sub> adjunto a una medición angular  $\Psi_{c,j}$  [ángulo esférico=(dirección, marcación)] de resolución angular R<sub>ψ</sub> a nivel del receptor R<sub>j</sub> permite obtener el lugar de la aeronave en la intersección del volumen V<sub>ij</sub> y del cono surgido de R<sub>j</sub>, del eje  $\Psi_{c,j}$  y de la apertura R<sub>ψ</sub>.

Multiplicando las mediciones por los pares (E<sub>i</sub>, R<sub>j</sub>)<sub>i,j</sub>, el procedimiento ofrece la posibilidad de afinar la localización y el seguimiento de una aeronave.

### *Mediciones de retardo*

Para llegar a la estimación de los parámetros temporales descritos anteriormente para la localización hiperbólica, el procedimiento según la invención utiliza métodos que explotan particularmente las secuencias discriminantes empleadas en las señales de transmisión digital para la comunicación de los receptores.

El procedimiento utiliza el conocimiento *a priori* de las secuencias discriminantes en las emisiones digitales, normalizadas o conocidas, para ejecutar las operaciones siguientes:

1) construir un estimador de los instantes de sincronización y de las frecuencias Doppler que corresponden a cada réplica de la señal discriminante,

## ES 2 339 660 T3

2) separar por filtrado espacial y temporal los emisores simultáneamente presentes en una misma frecuencia portadora según principios conocidos por el experto en la materia. Ejemplos de filtrado se facilitan a título ilustrativo y no limitativo en las figuras 4, 5 y 6,

5 3) producir la respuesta impulsional del filtro de propagación, por ejemplo ilustrada en la figura 2, en la cual figuran:

- las señales procedentes del trayecto directo  $E_i, R_j$  (más trayectos múltiples eventuales), cuando es recibido por  $R_j$ , al inicio del tiempo de propagación  $t_{E_i, R_j}$ ;
- las señales procedentes del trayecto reflejado de la aeronave,  $E_i, C, R_j$  (con pocos o sin trayectos múltiples dada la transmisión tierra/aire y luego aire/tierra) al inicio del tiempo de propagación  $t_{E_i, C, R_j}$ .

15 Estas diferentes realizaciones son por ejemplo aplicadas a partir de un sistema de recepción y de digitalización de las señales previstas a este efecto.

La figura 4 representa un ejemplo de realización de los tratamientos propiamente dichos en ventanas deslizantes, indexadas por la longitud de las secuencias discriminantes, la frecuencia de muestreo de la señal, la variación y el mallado del ámbito tiempo frecuencia. La primera parte 4a de la figura representa la detección y la sincronización tiempo/Doppler sobre ventana deslizante en tiempo y el cálculo de un criterio  $C(n)$  por ventana. La segunda parte 4b de la figura representa en un diagrama donde el eje de las abscisas corresponde a la sincronización en el tiempo y el eje de las ordenadas a la sincronización Doppler, el cálculo  $C(n)$  en cada ventana con la cobertura del ámbito de variación retardo/Doppler.

25 El procedimiento de filtrado espacio-temporal para determinar los instantes de llegada o retraso de los trayectos de propagación para los fines de localización hiperbólica según la invención recurre a principios y algoritmos descritos a título de ejemplos no limitativos en las figuras 5 y 6. Otros algoritmos de tipo similar pueden también ser puestos en práctica, por ejemplo pueden ser utilizados algoritmos de detección junta, algoritmos MMSE (Minimum mean Square Error) MLSE (Maximum likelihood Sequence Estimator) etc.

30 La figura 5 esquematiza un ejemplo de estructura para tratar las señales recibidas en una red de sensores utilizando un Filtre Adapté Spatial (FAS) (Filtro Adaptado Espacial).

35 La figura 6 esquematiza una arquitectura que permite una estimación de canal mono-vía más el cálculo de potencia.

Estos tratamientos forman la base de la detección de las señales y de la determinación de las variables temporales necesarias para la localización hiperbólica.

### Tratamiento espacio-temporal - Definiciones

40 *Variables*

Ts: periodo símbolo, Te periodo de muestreo, convención de escritura  $f_{(n)}=f(nT_e)$

45 NL: longitud de la respuesta del canal en muestras

K: longitud de la secuencia discriminante (bitios o código piloto, secuencia de aprendizaje, etc.)

50 S: señal emitida de la forma  $s(t) = \sum_{n=0}^K j^n a_n C_0(t-nT)$  siempre con la convención  $s_{(n)} = s_{(nT_e)}$

$C_0$ : Función principal de modulación

55 d: secuencia de aprendizaje (tamaño  $K \times 1$ ),  $d = (d_1, \dots, d_k)^T$ ,  $d_k$  escalar,

$\tilde{d}$ : versión de d filtrada por la modulación y el filtro de recepción  $\tilde{d} = (\tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_k)^T$

g: respuesta del canal multivía (tamaño  $5 \times NL$ )  $g = (g_0, \dots, g_{NL-1})$  con  $g_i: 5 \times 1$

60 h: respuesta del canal monovía (tamaño  $NL \times 1$ )  $h = (h_0, \dots, h_{NL-1})^T$  con  $h_i: 1 \times 1$

x: señal multivía en entrada filtrada por el canal g y ruidosa por el ruido total  $b_T$

65  $X_{(n)} = \sum_{i=1, NL} g_i \cdot S_{(n-i)} + b_{T(n)}$  con  $b_{T(n)}$ : ruido total = vector (ruido+interferencias)

Nota: en un instante de muestreo n,  $x_{(n)}, b_{T(n)}$  son vectores  $5 \times 1$

## ES 2 339 660 T3

S(n): matrices NLx1 construidas con las NL muestras de s:  $S_{(n)} = (s_{(n)}, \dots, s_{(n+K-1)})^T$

X(n) : matrices 5xK construidas con las K muestras de x:  $X_{(n)} = (x_{(n)}, \dots, x_{(n+K-1)})$

5 D(k): matrices NLx1 construidas con las NL muestras de  $\tilde{d}$ :  $D(k) = (\tilde{d}_{(k)}, \dots, \tilde{d}_{(k+NL-1)})^Y$ .

### Operadores de correlación

10 Matrices de intercorrelación sobre K muestras media sobre K muestras entre la señal de entrada x y la secuencia  $\tilde{d}$ , igual a d modulada por la función  $C_0$ ,

15 
$$r_{x\tilde{d}}(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_{(n+k)} \tilde{d}_{(k)}^* \quad - \text{ tamaño } (5 \times 1)$$

Matriz de autocorrelación de la señal de entrada x sobre K muestras, media sobre K muestras

20 
$$R_{xx}(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_{(n+k)} x_{(n+k)}^T \quad - \text{ tamaño } (5 \times 5)$$

Matriz de intercorrelación sobre NL muestras de la señal de entrada x y la secuencia D, media sobre K muestras

30 
$$- \text{ Tamaño } (5 \times NL) \quad R_{xD}(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_{(n+k)} D_{(k)}^T$$

Matriz de intercorrelación sobre NL muestras de la señal de entrada x y de la secuencia D, media sobre K muestras

35 
$$- \text{ Tamaño } (NL \times NL) \quad R_{dd} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} D_{(k)} D_{(k)}^T$$

### Detección y sincronización multivía por Filtro adapté spatial (FAS) (Filtro adaptado espacial)

45 El principio es encontrar el instante n de sincronización óptima en el sentido del Máximo de verosimilitud en Ruido Gaussiano Blanco Temporalmente.

La solución reside en la utilización de un filtro

50 (estimado a MC del filtro de Wiener)  $w(n) \quad w(n) = R_{xx}(n)^{-1} \cdot r_{x\tilde{d}}(n)$

W realiza el criterio  $Min_{\hat{w}} \left\{ \sum_{k=1}^K \left\| \hat{w}^T x(k) - \tilde{d}(k) \right\|^2 \right\}$

55 Este filtro aplicado a la señal maximiza, a la salida, la correlación con la secuencia. La correlación se facilita en el instante n por  $\hat{C}(n)$ .

60 
$$C(n) = (r_{x\tilde{d}}(n))^T R_{xx}(n)^{-1} \cdot r_{x\tilde{d}}(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y(n+k) \tilde{d}(k)^*$$

65 Caso monodimensional: C(n) es simplemente la intercorrelación de x y normalizada por  $\|x\|_{\tilde{d}}$  en una ventana de longitud K ( $\Leftrightarrow$  receptor óptimo en caso de mono-trayecto).

## ES 2 339 660 T3

*Estimación de canal y luego cálculo de potencia en secuencia discriminante por Filtre Adapté Temporel (Filtro Adaptado Temporal)*

*Estimación de canal y cálculo de potencia en secuencia discriminante*

El principio es minimizar la expresión siguiente para un  $\hat{h}$

$$\text{Min}_{\hat{h}} \left\{ \|x_i(k) - \hat{h}^T D(k)\|^2 \right\}$$

siendo  $x_i$  la señal en la vía n° I y  $\hat{h}^T D(k)$  la réplica de la secuencia de aprendizaje filtrada por una estimación  $\hat{h}$  del canal.

Las soluciones son:

$$\hat{h} = (DD^T)^{-1} (D^T x_i) = R d^{-1} r_{DX}$$

energía de la señal estimada en la secuencia de aprendizaje  $C = \sum_{l=1}^N |h(l)|^2$  energía ruido + perturbadores  
estimada en la secuencia de aprendizaje

$$I_s + N = \sum_{l=1}^N |x(l) - \hat{h}^T d(l)|^2$$

En términos de sensibilidad, los rendimientos producidos por este tipo de tratamiento son globalmente los siguientes:

1 Ganancia de tratamiento en recepción "directa"  $GT_{\Delta}$  del orden de  $GT_{\Delta} = 10 \log_{10} (B_e \cdot \tau_e)$

2 Degradación posible de la ganancia  $GT_B$  de tratamiento en configuración biestática de algunos dB por alargamiento, descoherencia y despolarización de la señal explotada en los tratamientos durante la reflexión sobre el blanco C

3 Sensibilidad en recepción  $\eta_{dB}$  frente al ruido para un margen de detección  $M_{dB}$  del orden de

$$\eta_{dB} = -174,6 + M_{dB} + 10 \log_{10} (B) - GT_B \text{ (dBm)}$$

4 Rechazo de perturbadores de rendimiento en una arquitectura de recepción multivía, cuyos rendimientos exactos dependen:

4.1 - del número de vías de recepción y de la calidad de su sincronismo

4.2 - del número de señales simultáneamente recibidas en el tiempo y la banda de tratamiento

4.3 - de la función de autocorrelación de la secuencia de sincronización utilizada

4.4 - de la matriz de inter correlación entre las diferentes secuencias de sincronizaciones (si existen varias)

4.5 - de los postratamientos de rechazo de falsa alarma utilizados (postratamientos hechos necesarios a la vez por los defectos de la matriz de auto correlación de cada secuencia discriminante y de las inter correlaciones posibles entre secuencias si existen varias).

Generalmente, se puede considerar desde un punto de vista práctico que los rendimientos en rechazo de perturbadores alcanzan un valor de  $-7 + GT_B$  y más, en cuanto que el número de vías de recepción sea superior al número de fuentes presentes.

## ES 2 339 660 T3

Ya que el número de vías de recepción es superior al número de fuentes presentes, las mediciones de detección y determinación de la respuesta impulsional del canal de propagación pueden así ser realizadas sobre una señal S a la entrada del receptor si la misma es recibida con un nivel de ruido  $N_B$  y un nivel perturbación o de interferencias I tal que

5

$$S_{\text{util\_entrada}} / (N_B + I) > -7 + GT_B \text{ (dB)}$$

10 *Tratamiento de las zonas de sombra*

Cuando la señal directa es recibida, la recepción “simultánea” en la misma caja de resolución en distancia de la señal reflejada blanco induce una zona de sombra definida por

15

$$0 \leq d(M, E_i) + d(M, R_j) \leq +c \cdot \tau_a ; \quad \kappa > 0$$

20

El “tiempo de duración de sombra”  $\tau_a$  considerado en la definición de la zona de sombra puede ser diferente de la resolución del tratamiento temporal de las señales.

El mismo depende rigurosamente de la señal discriminante utilizada, los rendimientos de tratamiento de rechazo de los perturbadores y de las interferencias, pero también de los niveles relativos de la señal directa cuando es recibida y de la señal reflejada blanco.

25

En la práctica  $\tau_a$  varía entre dos valores extremos que son:

1 - Caso favorable  $\tau_a = R_r/2$ , mitad de la resolución del tratamiento de sincronización.

30

Este caso se produce cuando la señal directa es lo suficientemente baja para ser efectivamente rechazada en el tratamiento de sincronización si la diferencia entre los instantes de llegada es superior a  $R_r/2$ .

2 - Caso desfavorable  $\tau_a = T_e$ , tiempo de duración de la señal emitida.

35

Este caso se produce cuando la señal directa es demasiado fuerte y satura el tratamiento de sincronización.

Si la señal es continua, esto significa que ninguna medición puede ser realizada sin limitación del nivel recibido de la señal directa por un procedimiento externo al tratamiento:

40

- directividad de antena,
- alejamiento del sistema de recepción,
- o cualquier otro método que favorezca el balance de enlace sobre la señal reflejada blanco.

45

En todos los casos, esta zona de sombra es un elipsoide de punto focal  $E_i$  y  $R_j$  definido por  $\tau_a$ .

Habida cuenta del régimen de pérdidas de propagación en configuración tierra/tierra, un alejamiento suficiente de los receptores y de los emisores permite obtener la configuración favorable 1 para la realización de la invención.

50

*Tratamiento de las zonas de ambigüedades*

Para tratar las zonas de ambigüedades procedentes de la repetición de las secuencias discriminantes idénticas con el periodo  $T_R$  y definidas por

55

$$-c \cdot R_r/2 \leq d(M, E_i) + d(M, R_j) - c \cdot (\tau_{E_i, R_j} + k \cdot T_R) \leq +c \cdot R_r/2; \quad k \text{ entero} > 0$$

60

el procedimiento ejecuta mediciones múltiples de la aeronave en varios pares  $E_i$ ,  $R_j$  o una trayectografía de la aeronave en varias detecciones.

Estas zonas de ambigüedad son coronas de elipsoides de puntos focales  $E_i$  y  $R_j$ , de espesor  $R_r$ .

65

En la práctica, en los ejemplos mencionados a continuación para la realización de la invención, las distancias de ambigüedad son bien sea del orden de magnitud, o superiores a la capacidad del sistema.

## ES 2 339 660 T3

Además, en los casos extremos, mediciones múltiples del blanco C en varios pares Ei, rj o una trayectografía del blanco en varias detecciones permiten resolver las ambigüedades: postratamiento consecutivo en la realización de la invención en un tiempo significativo y/o con varias detecciones y localizaciones del blanco.

5 El procedimiento según la invención puede aplicarse para diferentes tipos de emisores y para diferentes tipos de tratamiento de los cuales algunos se describirán como ejemplos de aplicaciones no limitativos del procedimiento según la invención.

10 La tabla I representa una síntesis de datos referentes a emisores de oportunidades utilizables para ejecutar el procedimiento según la invención.

Clases	Banda (MHz)	Potencia equivalente radiada kW	Apertura Dirección	Apertura Marcación	Ancho de banda	Identificación emisor
Emisores DVB-T Polar H	470-860	5-100	360°	10°	8 MHz, 7MHz 6 MHz	Decodificado en las subportadoras TPS
BTS GSM	900, 180 0, 1900, futuro 400	20-1	360° 180° 120°	5 a 20°	N*200 kHz N varía entre 1 y 32	Decodificado CI, BSIC y LAI en canales BCCH sobre vía baliza

BSIC = Base Station Identity Code (Código de Identidad Estación Base)  
 CI = Cell identity (Célula de Identidad)  
 LAI = Location Area Code (Código Zona de Localización)  
 BCCH = BroadCast Channel (Canal de radiodifusión)

45 *Características de las señales GSM (por la norma ETSI GSM 04:08)*

Las principales características utilizadas en las señales mencionadas se representan en la figura 7.

50 La señal de sincronización SCH incluida en el canal BCCH comprende los mensajes que difunden un código color BSIC y un código de identidad CI que permite particularmente identificar el emisor un número de sincronización. La secuencia discriminante es única y codificada en 64 bits.

55 *Características de las señales DVB-T*

La figura 8 representa las características de las señales DVB-T utilizadas en el procedimiento según la invención. La identificación de los emisores DVB-T se realiza por decodificado de las subportadoras TPS. 8 bits de la etiqueta Cell-id se utilizan por ejemplo para identificar un emisor.

60 *Ejemplos cifrados de realización del procedimiento según la invención para infraestructuras DVB-T y GSM*

65 Para los emisores DVB-T en la modalidad de 8K (8192 subportadora), la “mejor” secuencia discriminante candidata es la señal piloto difusa (ó “scattered pilot”) presente en cada símbolo (con una duración del orden del milisegundo), e idéntica en los cuatro símbolos (véase figura 8).

## ES 2 339 660 T3

Suponiendo esta señal no amplificada o atenuada en la señal emitida, la secuencia discriminante ocupa en un símbolo 568 subportadoras a razón de una subportadora por 12, lo cual conduce a los parámetros característicos siguientes:

- 5 - una banda equivalente del orden de 8 MHz
- una ganancia de tratamiento “directo”  $GT_{\Delta} = 10 \log_{10} (568) = 27,5 \text{ dB}$
- una relación  $S_{\text{util\_entrada}}/I$  sobre un símbolo =  $-10 \cdot \log_{10}(12) = -11 \text{ dB}$
- 10 - una recurrencia de aparición de una secuencia dada de 568 de scattered pilot (señal piloto difusa) cada 4 milisegundos
  - ⇒ distancia de ambigüedad = 120 km, del orden de la capacidad esperada del sistema
- 15 ⇒ poca ambigüedad de distancia.

Para las infraestructuras GSM, la “mejor” secuencia discriminante candidata es la señal de sincronización SCH presente en la vía baliza de cada estación de base (figura 7).

20 Suponiendo que esta señal no esté ni amplificada ni atenuada en la señal emitida, la secuencia discriminante ocupa 64 símbolos en una ráfaga de 577 microsegundos a razón de aproximadamente 20 secuencias idénticas por segundo, lo cual conduce a los parámetros característicos siguientes:

- 25 - una banda equivalente del orden de los 270 kHz
- una ganancia de tratamiento “directo”  $GT_{\Delta} = 10 \log_{10} (64) = 18 \text{ dB}$
- una recurrencia de aparición cada 50 milisegundos aproximadamente,
  - 30 ⇒ distancia de ambigüedad = 15.000 km aproximadamente muy superior a la capacidad esperada del sistema
  - ⇒ sin ambigüedad de distancia.

35 Habida cuenta de las ganancias de tratamientos correspondientes a las señales mencionadas más arriba y de las posibilidades de rechazo de falsas alarmas unidas al conocimiento *a priori* de las secuencias empleadas, se considera en lo que sigue, de forma simplificada, que la detección y las mediciones son posibles cuando el exceso de relación señal a ruido + interferencias a la salida de tratamiento es positivo teniendo en cuenta un margen M tomado con el valor de 7 dB.

### 40 **Aplicación digital**

Para ilustrar los rendimientos del procedimiento según la invención, en el ejemplo siguiente se consideran los casos nominales de explotación de estación de base GSM y de emisores DVBT con

- 45 - blancos que presentan una superficie equivalente SER (superficie de reflexión) que varía de 10 m<sup>2</sup> (pequeño avión) a 100 m<sup>2</sup> (avión de línea) en la banda de los 400 MHz a 1 GHz,
- potencias equivalentes radiadas por los emisores del orden de 20 W a 10 kW - término PeGe,
- 50 - bandas de frecuencias de 500 kHz (DVB-T) y 900 MHz (GSM),
- bandas de recepción de 300 kHz (GSM) y 8 MHz (DVB-T modo K sobre BW 8 MHz) - término BW,
- secuencias discriminantes explotadas como referencia en la señal emitida cuyo producto  $Be \cdot \tau_c$  varía entre:
  - 55 ■ 64 (secuencia de sincronización SCH de las vías de señalización GSM),
  - y 512 (scattered pilot (señal piloto difusa) de un símbolo DVBT),
- 60 - una recepción mediante antenas de tipo dipolo determinado (ganancia de la antena en recepción  $G_{AR} = 2 \text{ dBi}$ ),
- una degradación de la ganancia de tratamiento biestático de 3 dB,
- pérdidas de propagación tierra/aire y aire/tierra tipo geométrico en  $1/R^2$ , siendo R la distancia recorrida por el trayecto, de algunos kilómetros a varias decenas de kilómetros según los casos,
- 65 - un margen M igual a 7 dB para el cálculo del exceso de relación señal a ruido.

## ES 2 339 660 T3

Las características de recepción tomadas en cuenta se recapitulan en dos tablas dadas a continuación:

5	Dada en dB	Frec.	PeGe	BW	Nb=FkTB Hyp. F=10 dB	G <sub>AR</sub>	SER	GT <sub>B</sub> teniendo en cuenta degradación biestática
10	Infra DVBT Modo 8K	500 MHz	1-100 kW o sea de 60 a 80 dBm	8 MHz o sea 69 dB/Hz	-95 dBm	2 dBi	0,03 m <sup>2</sup> - 13,5 dB/m <sup>2</sup>	512 o sea 27 dB=> 24 dB
15								
20	Infra GSM	900 MHz	20 W - 1kW o sea de 43 a 60 dBm	270 kHz o sea 43 dB/Hz	-109 dBm	2 dBi	0,01 m <sup>2</sup> -18,5 dB/m <sup>2</sup>	64 o sea 18 dB => 15 dB
25								

Bajo estas condiciones la tabla siguiente proporciona ejemplos (no limitativos) de capacidad alcanzables con un margen de cálculo M = 7 dB tomado para el cálculo del exceso de relación señal a ruido.

	PeGe	Ejemplo de capacidad sobre		S <sub>util_entrada,i</sub>	S <sub>util_salida,i</sub>	Margen M=7 dB Exceso s/B en dB	
		Avión pequeño SER= 10 m <sup>2</sup> D <sub>Ei,c</sub> =D <sub>Rj,c</sub> =	Avión grande SER=100m <sup>2</sup> D <sub>Ei,c</sub> = D <sub>Rj,c</sub> =				
35							
40							
45							
50	InfraDVBT	1 kW o sea 60 dBm	25 km 25 km	44,5 km 44,5 km	-111,3 dB	-87,2 dB	0 dB
55	InfraDVBT	100 kW o sea 80 dBm	80 km 80 km	142,3 km 142,3 km	-111,5 dB	-87,4 dB	0 dB
60	Infra GSM Zona urbana	20 W o sea 43 dBm	9,5 km 9,5 km	16,9 km 16,9 km	-116,6	-101,6	1 dB
65	Infra GSM Zona rural	300 W o sea 55 dBm	19 km 19 km	33,8 km 33,8 km	-116,6	-101,6	1 dB

**REIVINDICACIONES**

5 1. Procedimiento para detectar y/o localizar un ingenio móvil en un sistema de recepción que explota emisores de oportunidad cuya señal comprende elementos que permiten la sincronización del receptor que incluye las etapas siguientes:

- 10 a) detectar ciertas secuencias “discriminantes” de la señal útil,
- b) separar cada emisión presente en las frecuencias portadoras escrutadas por el o los receptores por filtrado espacio-temporal de las señales presentes bajo cada frecuencia portadora,
- 15 c) identificar los emisores  $E_i$  correspondientes a las señales recibidas,
- d) determinar la respuesta impulsional del canal de propagación para cada emisor  $E_i$  y para cada detección realizada sobre este emisor,
- g) medir el instante de llegada del trayecto reflejado por el ingenio móvil y luego su retraso con relación al instante de emisión del emisor,
- 20 h) deducir la posición del ingenio móvil en la intersección de las elipsoides definidas por los puntos focales constituidos por los emisores  $E_i$  recibidos y por el o por los receptores  $R_j$ .

25 2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** porque comprende las etapas siguientes:

- 25 e) separar en la respuesta impulsional la contribución del trayecto directo emisor-receptor ( $E_i-R_j$ ) de la contribución del trayecto reflejado móvil ( $E_i-C-R_j$ );
- 30 f) medir el instante de llegada del trayecto directo ( $E_i-R_j$ ) y luego su retardo con relación al instante de emisión del emisor;
- g) medir el instante de llegada del trayecto reflejado por el ingenio móvil y luego se retraso con relación a la señal directa del emisor.

35 3. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 ó 2, **caracterizado** porque comprende las etapas siguientes:

- 40 i) de medición de los ángulos de llegada de la señal reflejada móvil (azimut  $\theta_j$ , marcación  $\Delta_j$ ) a nivel de los receptores  $R_j$ ,
- j) de deducción de la posición del móvil en la intersección de las elipsoides anteriormente definidas y de la recta definida por los ángulos de llegada y el lugar del receptor  $R_j$ .

45

50

55

60

65

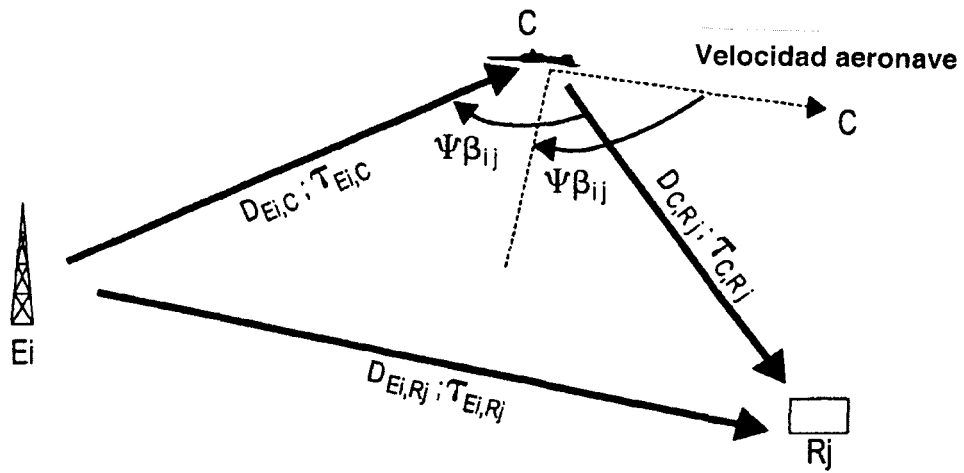


FIG.1

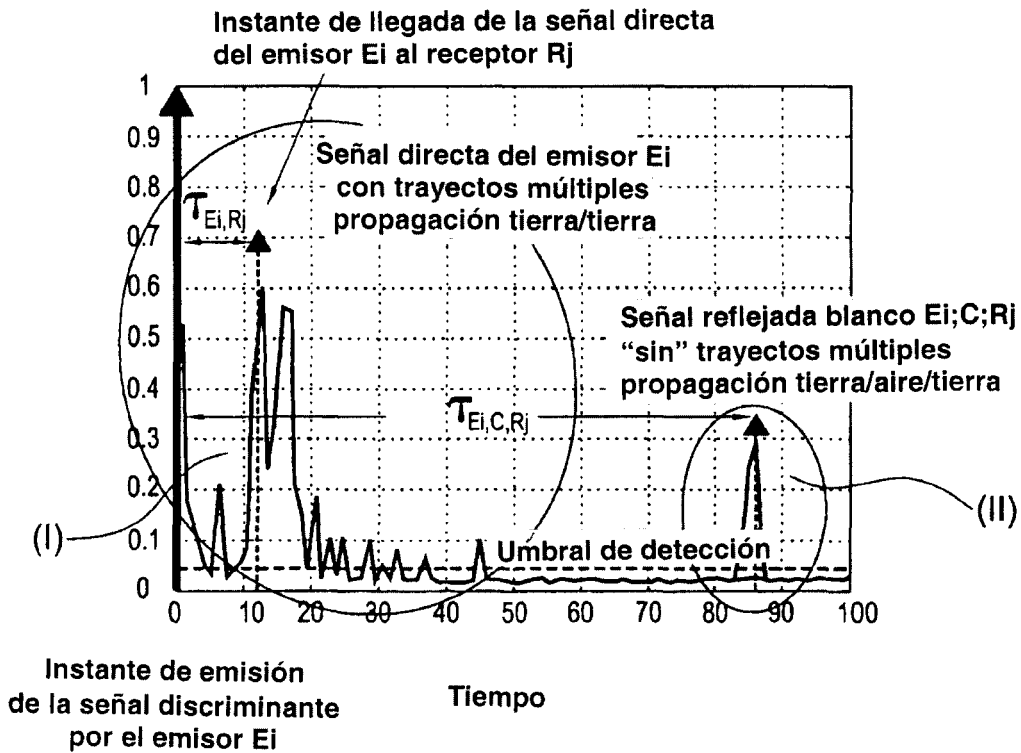


FIG.2

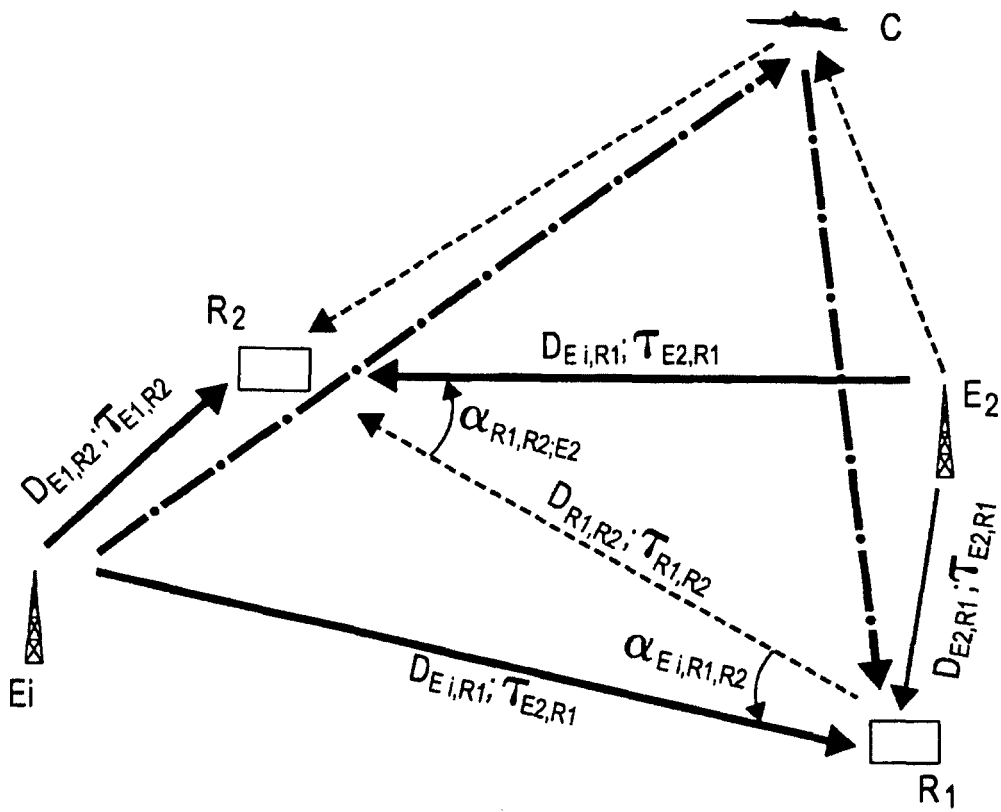


FIG.3

1 / Detección y Sincronización tiempo/Doppler en ventana deslizante en tiempo cálculo de un criterio C(n) por ventana

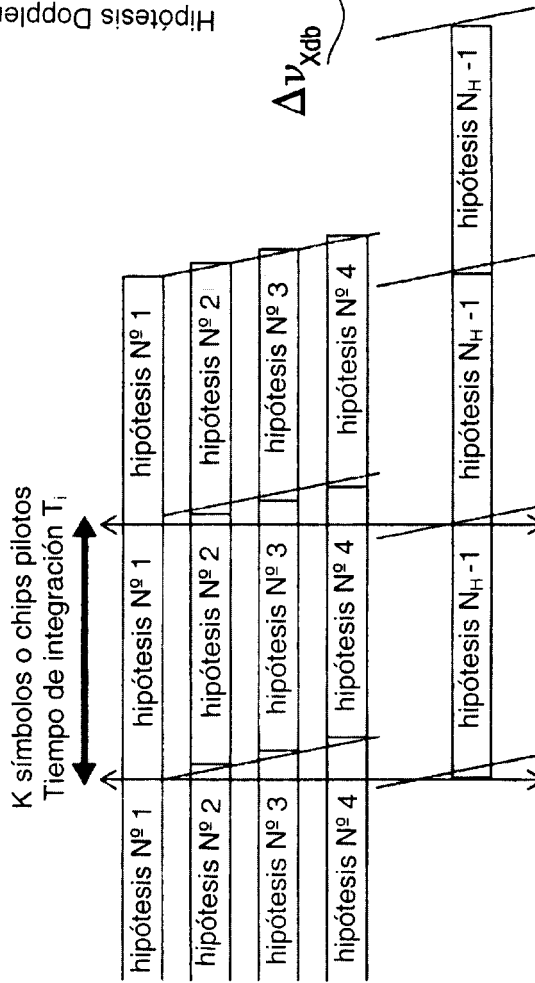


FIG.4A

2 / Cálculo del criterio C(n) en cada ventana Cobertura del Ambito de variación retraso / Doppler

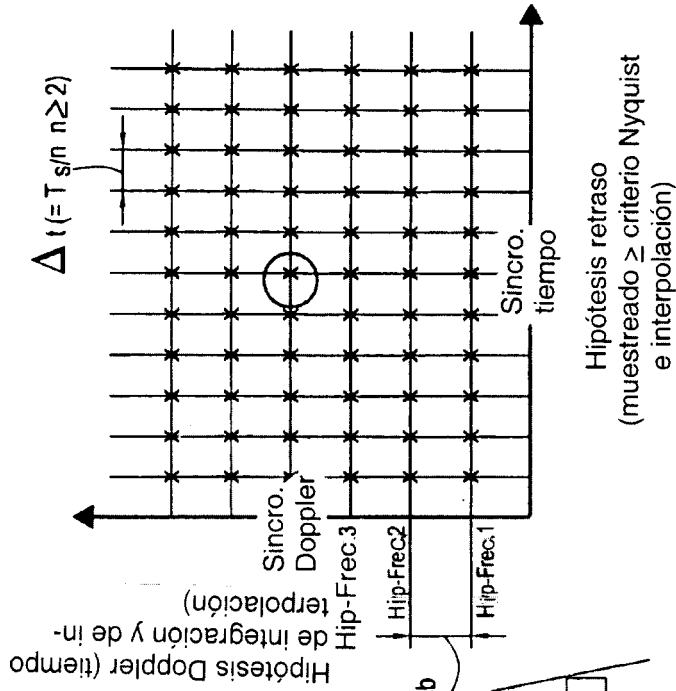
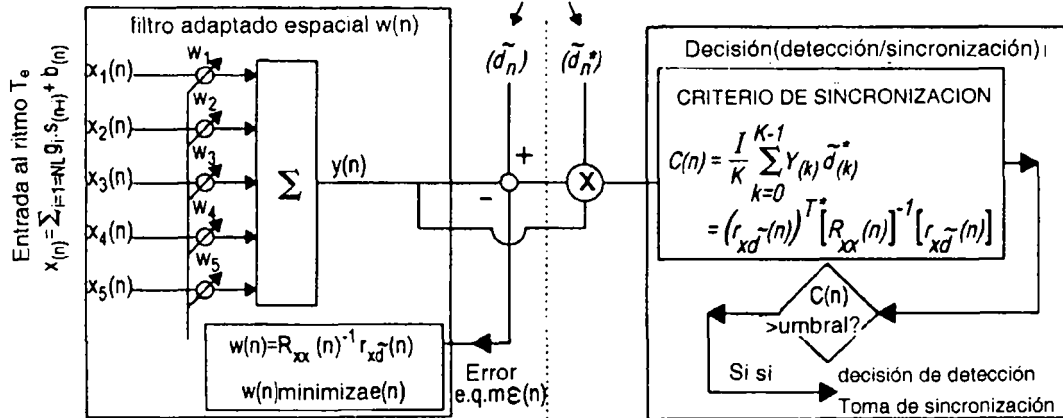


FIG.4B

**Detección, sincronización y separación espacial de fuente**

**Estructura del tratamiento**

REPLICAS DE LA SECUENCIA DE SINCRONIZACION



Cálculo y realización del filtrado espacial  
 → rechazo de los perturbadores  
 → rechazo de los trayectos descorrelacionados

Calculo del criterio de sincronización  
 decisión de detección por umbral

FIG.5

**Estimación de canal mono-vía+cálculo de potencia estructura de tratamiento**

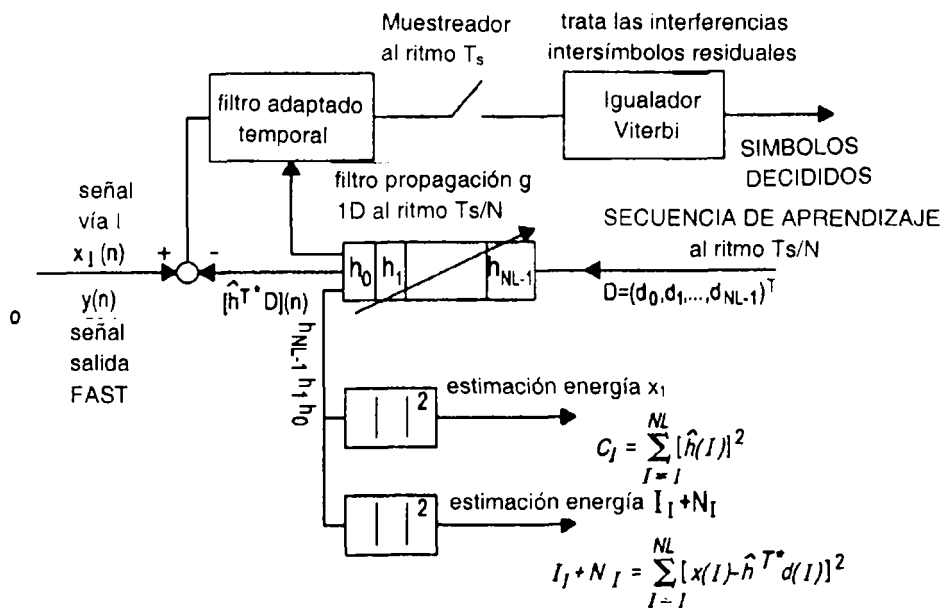


FIG.6

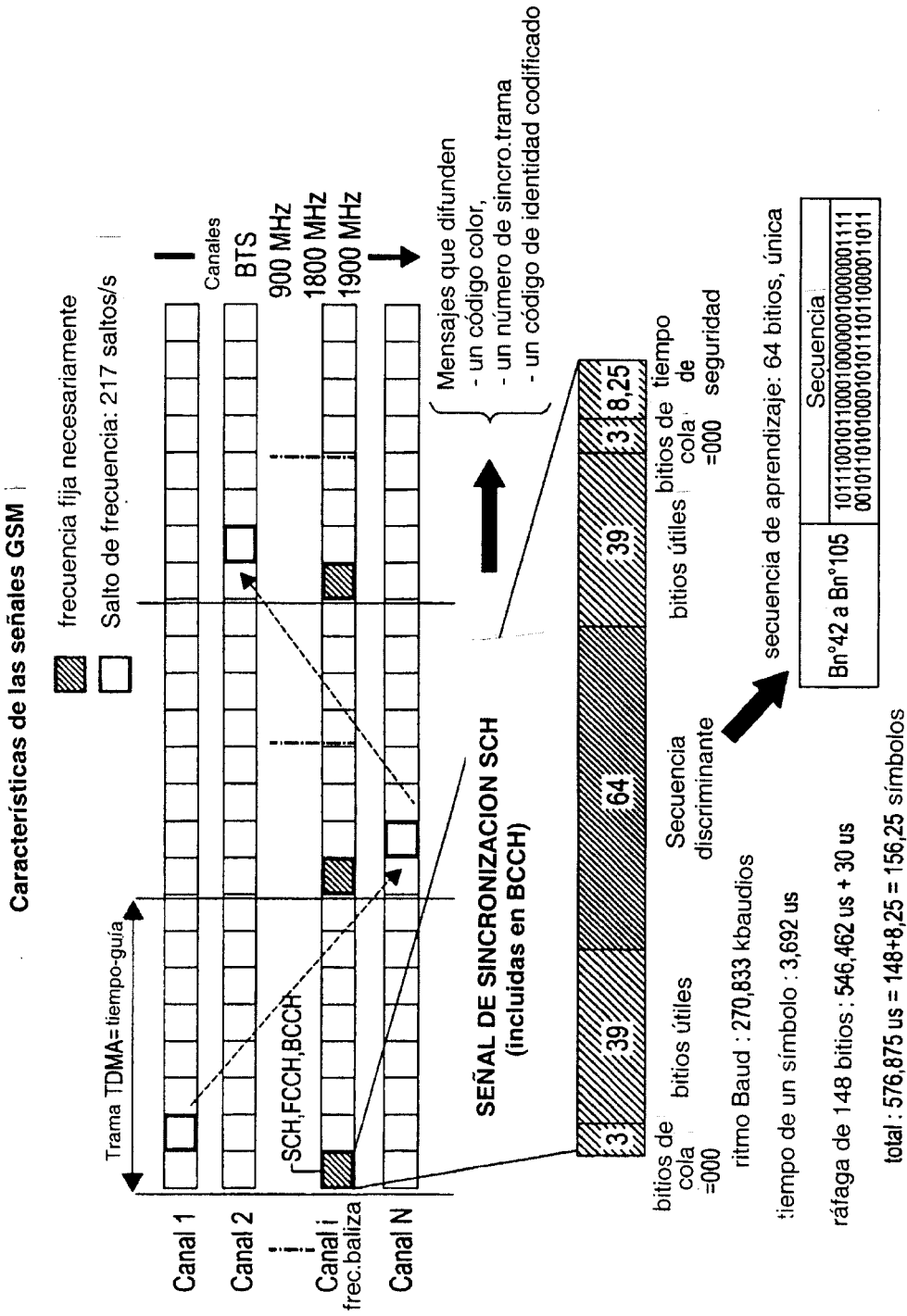
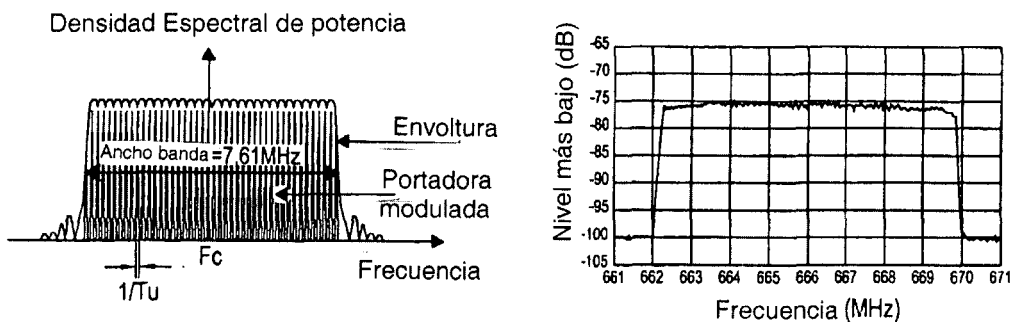
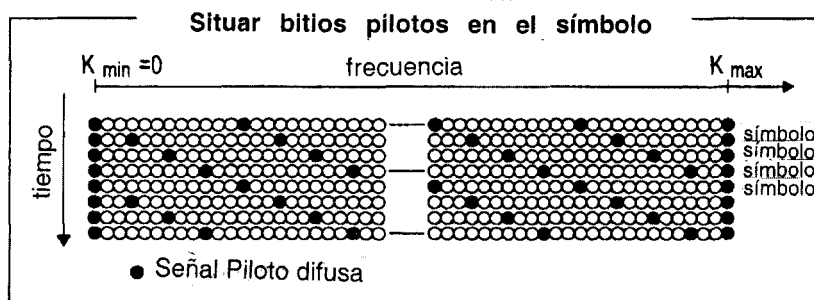
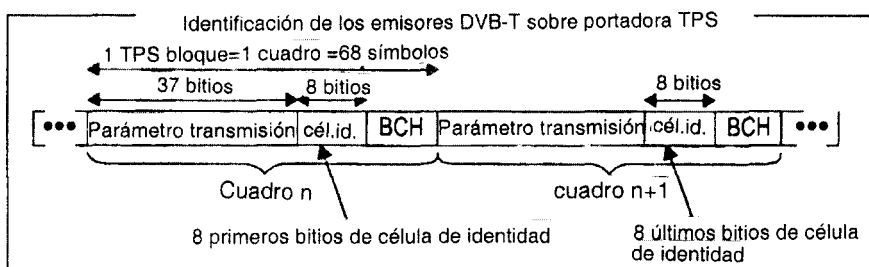


FIG.7



Modo	modalidad de 8k				modalidad de 2k			
	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Intervalo de seguridad	224 μs	112 μs	56 μs	28 μs	56 μs	28 μs	14 μs	7 μs
Duración símbolo	1120 μs	1008 μs	952 μs	924 μs	280 μs	252 μs	238 μs	231 μs



Indice señal piloto difusa =  $k$   
Indice símbolo = 1

$$k = K_{min} + 3 \times (L \bmod 4) + 12p$$

$$k \in [K_{min}, K_{max}]$$

$K_{min} = 0$   
 $K_{max} = 1704$  en modalidad 2k  
 $K_{max} = 6816$  en modalidad 8k

FIG.8