

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 382 140**

51 Int. Cl.:
G01S 7/292 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **08787061 .4**
96 Fecha de presentación: **08.08.2008**
97 Número de publicación de la solicitud: **2176680**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **21.04.2010**

54 Título: **Procedimiento y dispositivos para determinar la respuesta impulsional de canales de propagación que implican emisores, reflectores y sensores fijos o móviles**

30 Prioridad:
08.08.2007 FR 0705772

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
05.06.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
05.06.2012

73 Titular/es:
THALES
45, RUE DE VILLIERS
92200 NEUILLY-SUR-SEINE, FR

72 Inventor/es:
CHEVALIER, Pascal;
DELAVEAU, François y
PIPON, François

74 Agente/Representante:
Carpintero López, Mario

ES 2 382 140 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

Procedimientos y dispositivos para determinar la respuesta impulsional de canales de propagación que implican emisores, reflectores y sensores fijos o móviles

5 La presente invención se refiere a un procedimiento que permite evaluar ciertos parámetros de la respuesta impulsional del canal de propagación de las ondas electromagnéticas o acústicas, cuando esta utiliza unos emisores, sensores y reflectores fijos o móviles, por medio de un función conjunta de ambigüedad Espacio/retardo-Distancia/Doppler-cinemático, para la detección y la determinación de los parámetros de posición y de cinemática de los emisores y de los reflectores.

10 Se utiliza en numerosos campos del electromagnetismo y de la acústica, en detección, en transmisión, en localización y navegación, con el fin de mejorar el conocimiento del medio de propagación, de mejorar por consiguiente los tratamientos de las señales útiles, la ingeniería de las redes de radiocomunicación y de radiodifusión, el control aéreo, el control de las costas, etc.

Se puede aplicar para la auto localización de un sistema de recepción que aplica la invención.

15 Se utiliza, por ejemplo, para los emisores, reflectores y los sensores fijos o móviles en electromagnetismo y en acústica.

Los sistemas de medición de propagación, de sondeo, de detección y localización de reflectores electromagnéticos o acústicos convencionales son en la mayor parte de los casos activos y utilizan, en general:

- un barrido mecánico con una antena directiva (reflector parabólico por ejemplo), o un barrido electrónico con un haz formado a partir de una red de sensores ponderados en fase y en amplitud; y
- 20 – para cada posición de rastreo (o celda espacial) del haz:
 - o la emisión de señales conocidas, ya sean continuas, o por impulso, o en forma de trenes de impulsos conocidos;
 - o el cálculo de una función de ambigüedad Distancia/Velocidad basada, en el caso de señales de banda estrecha, en la correlación, con las señales emitidas, de las señales observadas en la salida de antena y desplazadas en tiempo y frecuencia, y basada en el caso de señales de banda ancha, en la correlación, con las señales emitidas, de las señales observadas en la salida de antena retardadas, desplazadas en frecuencia, comprimidas en tiempo y en frecuencia;
 - 25 – para cada celda distancia/doppler
 - o un ajuste de umbral para una probabilidad de falsa alarma determinada;
 - o una comparación con el umbral de la función de ambigüedad.

35 La particularidad principal de este funcionamiento es el desacoplamiento entre el análisis espacial (el barrido de un haz) y el análisis distancia/velocidad o retardo/Doppler. Este desacoplamiento engendra la necesidad de aplicar de manera sistemática un análisis distancia/velocidad para cada posición del haz, tenga o no unos emisores en el haz, tenga o no unos reflectores en el haz.

Por otra parte, el rastreo de un haz supone de manera implícita una propagación en espacio libre (sin multitrayectos) y requiere, para el barrido electrónico, un dominio del diagrama de antena (modelo de los elementos radiantes y de la red, calibrado de la red de sensores, etc.).

40 Por otra parte, para una celda dada espacio/distancia/doppler, el ajuste del umbral precisa una estimación previa del nivel de ruido a partir de la observación de las celdas espacio/distancia/Doppler sin reflectores, lo que puede resultar difícil de llevar a cabo y con muchos cálculos. Además, en presencia de interferencias, se deben insertar en la recepción unas técnicas de rechazo de interferencias mediante filtrado espacial para cada posición del haz explorado, el cual se vuelve de este modo atrapaondas y resistente a las interferencias. No obstante, al tener el haz explorado una cierta anchura angular, inversamente proporcional a la abertura de la antena o de la red (en número de longitudes de onda), el rechazo de las interferencias para una celda espacial dada se puede acompañar del rechazo de los ecos reflectores presentes en esta misma celda. Por esta razón, se deben integrar en los tratamientos unas técnicas de robustificación que impidan el rechazo de los reflectores que hay que medir al precio de una pérdida potencial de resultados en el rechazo de las interferencias y de un aumento de la complejidad en su aplicación.

50 El problema de la medición de propagación o de la detección electromagnética o acústica consiste en detectar la presencia de la señal emitida $s(kT_e)$ durante un periodo determinado $0 \leq k \leq K-1$, y en estimar el vector canal h_s (relativo a una recepción multisensores y que corresponde al vector director de la posición del reflector o del emisor

para una propagación en espacio libre), el retardo $l_0 T_e$ (suponiendo para simplificar que es un múltiplo del periodo de muestreo, pero esto no es obligatorio ni excluyente) y la desviación Doppler $\Delta f_0 = m_0 / K T_e$ (la resolución en frecuencia siendo $1/K T_e$, se supone para simplificar que la desviación Doppler es un múltiplo de esta resolución), a partir del conocimiento de la señal emitida y de la observación de versiones desfasadas y desplazadas en frecuencia de los vectores $x(k T_e)$ de las señales recibidas en el sensor.

En el caso de una aplicación de medición de propagación o de detección clásica en electromagnetismo o en acústica, los receptores convencionales suponen una propagación en espacio libre, es decir $\mathbf{h}_s \triangleq e^{j\phi_s} \mathbf{s}$ y escrutan el espacio, dirección por dirección o vector \mathbf{s} por vector \mathbf{s} , con una resolución que corresponde a la anchura de lóbulo (por lo general la anchura de lóbulo « de 3 dB ») del haz formado por la red utilizada, donde \mathbf{h}_s es el vector de las respuestas por impulso de los canales asociados a la dirección del reflector, y ϕ_s y \mathbf{s} corresponden respectivamente a la fase y al vector director del emisor o del reflector. Esto define la noción de celda espacial ya mencionada, habitualmente empleada por los expertos en la materia. Por otra parte, la estimación del retardo $l_0 T_e$ se realiza con una resolución igual a $1/B_e$, la cual es nominalmente función (generalmente proporcional) de la inversa de la banda equivalente, B_e , de la señal emitida, dicha inversa define también la resolución en distancia. Esto define la noción de celda de distancia ya mencionada y que habitualmente emplean los expertos en la materia. Por último, la resolución de la estimación de la desviación Doppler es función (generalmente proporcional) de la inversa de la duración de observación elemental, es decir de la inversa de la duración $K T_e$ de la señal emitida. Esto define la noción de celda Doppler ya mencionada que emplean de forma habitual los expertos en la materia.

La técnica anterior describe diferentes estructuras de recepción. En general, la estructura de recepción de un detector óptimo depende de los datos disponibles a priori sobre los canales de propagación de las señales que proceden de los emisores y reflectores que hay que detectar y sobre el ruido global, el cual comprende el ruido térmico de los receptores y las interferencias potenciales [1]. Los receptores convencionales que se utilizan en detección electromagnética [2] o acústica [4], los cuales escrutan el espacio mediante barrido electrónico o mecánico de un haz y llevan a cabo un análisis espacial posterior y desacoplado del análisis Distancia/Doppler, suponen, en general, de forma implícita o explícita, para cada posición del haz y cada celda de Distancia/Doppler escrutada:

- una propagación en espacio libre;
- la dirección escrutada conocida;
- el ruido global gaussiano, circular y desconocido;
- las señales que proceden de emisores o de reflectores débiles con respecto al ruido de fondo;
- la fase desconocida de las señales que proceden de los emisores o de los reflectores.

Estos receptores solo se muestran óptimos bajo estas hipótesis.

El contenido técnico de la patente EP 1 500 951 se refiere a un procedimiento para detectar y localizar unos objetos móviles utilizando la radiación que producen unos emisores presentes en el entorno para otras aplicaciones.

El objeto de la invención es sustituir en las estructuras convencionales anteriores una estructura de recepción que permita paliar al menos los inconvenientes de los sistemas ya mencionados. Esta consiste, en particular, en realizar un acoplamiento del análisis espacial y del análisis retardo-distancia/Doppler-cinémático en un proceso conjunto. Pone en marcha un tratamiento acoplado/conjunto de las variables espacio retardo-Distancia. El procedimiento de acuerdo con la invención permite, en particular, determinar los parámetros de la respuesta impulsional. Estos parámetros son, por ejemplo, unos parámetros relativos a la estructura espacial, temporal o frecuencial del campo radio eléctrico (distribuciones de ángulos de llegada, difusión angular, temporal y Doppler, etc.). Estos parámetros también pueden ser unas características de difusión mediante obstáculos en el suelo, en el espacio,... o incluso unos parámetros cinemáticos de los difusores. La invención se refiere a un procedimiento para detectar y/o localizar unos emisores y reflectores fijos o móviles, en un sistema que consta de N sensores que reciben unas señales que proceden de dichos emisores o reflectores fijos o móviles, con N superior o igual a 2 y que consta de al menos las etapas siguientes:

- Utilizar el acoplamiento del análisis espacial y del análisis retardo-distancia/Doppler-cinémático con el fin de determinar una función de ambigüedad;

Determinar al menos un estadístico suficiente $\hat{c}(l, m, K)$ correspondiente a la correlación entre la señal conocida $s(k T_e)$ que corresponde a la envolvente compuesta de la señal emitida, muestreada en el periodo T_e , considerada en un intervalo de integración de K muestras (índice $k = 0, \dots, K-1$), al cual se le hace experimentar una eventual transformación ligada a las hipótesis sobre las posiciones y cinemáticas de los emisores, receptores y reflectores, y sobre las fluctuaciones de la propagación, y la salida de un filtro espacial $w(l, m)$, donde l simboliza un conjunto de hipótesis de tiempo y donde m simboliza un conjunto de hipótesis de frecuencia, que toma en la entrada las observaciones $x_m((k+l) T_e)$, $0 \leq k \leq K-1$, a su vez muestreadas en el periodo T_e , determinar los valores del par (l, m) comparando el valor del estadístico $\hat{c}(l, m, K)$ para el par (l, m) con un valor umbral de detección, y que se

caracteriza porque, para los casos en los que los parámetros temporales que simboliza l se reducen a un retardo o a una distancia, y donde los que los parámetros cinemáticos que simboliza m se reducen a un Doppler o a una velocidad relativa, el procedimiento consta al menos de las etapas siguientes: para cada hipótesis retardo l y cada hipótesis Doppler m , m como índice de las variables x_m y r_{xms} (la duración de integración siendo como máximo KT_e , la resolución y el paso de muestreo a Doppler se pueden tomar en $1/KT_e$, y la desviación Doppler estimada es entonces un múltiplo de $1/KT_e$ que se caracteriza por el índice $m = 0, \dots, K-1$);

- 5
- Estimar el vector $\hat{r}_{xms}(lT_e)$ a partir de las K muestras conocidas, $s(kT_e)$, de la señal emitida y de las K observaciones separadas en frecuencias, $x_m((k+l)T_e) = x((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+l)/K]$, $0 \leq k \leq K-1$, mediante el estadístico:

10

$$\hat{r}_{xms}(lT_e) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_m((k+l)T_e) s(kT_e)^*$$

- Estimar la matriz $\hat{R}_{xm}(lT_e)$ a partir de las K observaciones separadas en frecuencias, $x_m((k+l)T_e) = x((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+l)/K]$, $0 \leq k \leq K-1$, mediante el estadístico:

$$\hat{R}_{xm}(lT_e) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_m((k+l)T_e) x_m((k+l)T_e)^\dagger$$

- 15
- Calcular el estadístico suficiente:

$\hat{C}(l, m, K) \triangleq (1 / \hat{\pi}_s) \hat{r}_{xms}(lT_e)^\dagger \hat{R}_{xm}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{xms}(lT_e)$ donde $\hat{\pi}_s$ se define por la estimación de acuerdo con los mínimos cuadrados de la potencia media de la señal conocida, mediante

$$\hat{\pi}_s = \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |s(kT_e)|^2 \right]$$

dicho procedimiento caracterizándose porque consta al menos de las etapas siguientes:

- 20
- Calcular el estadístico suficiente

$$\hat{F}(l, m, s, K) = (1 / \hat{\pi}_s) \frac{|s^\dagger \hat{R}_{xm}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{xms}(lT_e)|^2}{(s^\dagger \hat{R}_{xm}(lT_e)^{-1} s) (1 - \hat{C}(l, m, K))}$$

donde S es el vector director de la señal que procede del emisor o del reflector.

- Ajustar el umbral de detección para una probabilidad de falsa alarma determinada;
- Comparar el valor del estadístico $\hat{F}(l, m, s, K)$ con el umbral de detección fijado y en el caso de que se supere este valor umbral, decretar la detección del reflector en la celda distancia/Doppler (l, m) y la celda espacial s ;
- Estimar el retardo y la distancia relativos del emisor o del reflector a partir de l ;
- Estimar el Doppler y la velocidad relativas del emisor o del reflector a partir de m ;
- Estimar la posición angular del emisor o del reflector a partir de s .

30 El parámetro Doppler-cinemático cita m como índice de las variables. Hay que señalar que la expresión anterior del estadístico $\hat{F}(l, m, K)$ de la señal $s(kT_e)$ y la del filtro $w(l, m)$ se interpretan en un sentido formal: de forma general, cada uno de los parámetros l , k y m pueden representar varias variables ligadas a la posición y a la cinemática del emisor, del reflector, e incluso del sensor si este es móvil. No obstante, para una señal en banda estrecha y un tiempo de integración coherente del proceso lo suficientemente pequeño como para garantizar una variación reducida de la posición y de cinemática del emisor, del reflector y del sensor, se vuelve a los casos simplificados que

se han descrito con anterioridad: la hipótesis de tiempo 1 se reduce a una hipótesis sobre un valor de retardo, y la hipótesis de frecuencia m se reduce a una hipótesis sobre un valor de desviación de frecuencia por efecto Doppler, que corresponden respectivamente a unos múltiplos (enteros o no) de las resoluciones que se han mostrado más arriba. Para garantizar la eficacia del procedimiento en los casos más complejos, por ejemplo cuando la cinemática del sensor, del emisor o del reflector induce unas inestabilidades de los parámetros retardo o Doppler durante el tiempo de integración coherente de las señales en la aplicación (inestabilidades ligadas, por ejemplo a una velocidad rápida), la definición de 1 tiene en cuenta no solo el retardo de la señal que procede del reflector, sino también unos parámetros en el orden 1 como el tramo temporal relativo a la señal que procede del reflector (o derivada del retardo en el tiempo de integración, a su vez dependiente de la envolvente temporal de la señal y del ajuste del tratamiento objeto de la invención), no solo la desviación de frecuencia por efecto Doppler m de la señal que procede del reflector, sino también de los parámetros en el orden 1 como el tramo Doppler de la señal que procede del reflector (o derivada de la desviación de frecuencia por efecto Doppler en el tiempo de integración, a su vez limitada por la envolvente espectral de la señal y el ajuste del tratamiento de la invención). En los casos aun más complejos, se puede recurrir a unos parámetros relativos angulares, temporales y de Doppler en el orden 2, y a cualquier otro tipo de variable que establezca un modelo de la cinemática del emisor, del reflector, del sensor.

En los casos más complejos, el procedimiento consta, por ejemplo, de las etapas siguientes:

2A) se introduce en la definición de los parámetros temporales, como retardos-posiciones simbolizados por 1, en la definición de los parámetros frecuenciales, como Doppler-cinemático, simbolizados por m , y en la de la señal conocida s en cada hipótesis 1 y m , las variables y las transformaciones de la señal inducidas por los movimientos del emisor, del receptor o del reflector, así como por las fluctuaciones del canal de propagación, que depende de la hipótesis retardo-posición, de la hipótesis Doppler-velocidad relativa, del tiempo de integración del tratamiento, de la banda equivalente de la señal, de la duración equivalente de la señal y de su periodicidad cuando se impulsa durante el tiempo de integración del tratamiento, de la fluctuación del retardo en este tiempo, de la fluctuación del Doppler en este tiempo;

2B) se utiliza la señal $s_{l,m}$ que se obtiene a partir de la transformación de s en función de las hipótesis de tiempo simbolizadas por 1 y unas hipótesis de frecuencia simbolizadas por m .

Para la detección de un emisor o de un reflector cuya señal experimenta unas grandes interferencias se utiliza una señal $x'_m((k+l)T_e)$ y una réplica s' en lugar de la señal de entrada $x_m((k+l)T_e)$ y de la réplica original s , la señal $x'_m((k+l)T_e)$ obteniéndose a partir de la señal $x_m((k+l)T_e)$ y la réplica habiéndose obtenido a partir de la réplica original s o de la réplica transformada $s_{l,m}$ por medio de operaciones que hacen que se utilicen unos filtros espacio-temporales mejoradores como los siguientes:

5A) para cada emisor que interfiere:

estimación de la respuesta impulsional g_{int} del filtro de propagación del emisor interferente al receptor según una estimación S_{int}' de su señal emitida S_{int} mediante la minimización del criterio

$$\hat{\epsilon}_{int}(l_0, L) \triangleq \frac{1}{L} \sum_0^{L-1} |x((l_0+l)T_e) - g_{int} \dagger S_{int,m,l}|^2$$

considerando la réplica $S_{int}'' = (S_{int}''((l_0+l)T_e), S_{int}''((l_0+l+1)T_e), \dots, S_{int}''((l_0+l+L-1)T_e))^T$ que se obtiene o bien mediante el total conocimiento a priori de la señal interferente original (en ese caso $S_{int}'' = S_{int}$), o bien mediante el conocimiento parcial a priori de la señal interferente original (en ese caso $S_{int}'' = S_{int}$ en un número K de muestras en el periodo T_e), o bien mediante la demodulación/ecualización de la señal interferente original mediante cualquier medio habitual del experto en la materia (en ese caso $S_{int}'' = S_{int}$) o considerando la réplica transformada $S_{int,m,l}'' = (S_{int,m,l}''((l_0+l)T_e), S_{int,m,l}''((l_0+l+1)T_e), \dots, S_{int,m,l}''((l_0+l+L-1)T_e))^T$ teniendo en cuenta una hipótesis l, m en la posición y la cinemática del emisor que interfiere produciendo S_{int} .

5B) para uno o varios emisores interferentes fijos o de cinemática conocida, y seleccionados en función de su estabilidad en frecuencia y en tiempo;

se introducen en la réplica S_{int} diferentes hipótesis en frecuencia y se utilizan las recurrencias presentes en la réplica con el fin de estimar con precisión en grandes longitudes de integración K las desviaciones en frecuencia y en tiempo en relación con el emisor interferente, se estiman unas derivadas relativas al emisor interferente de los osciladores locales de los mezcladores y de los relojes del sistema de recepción y de muestreo de las señales utilizadas para llevar a cabo la invención.

Se utiliza, por ejemplo, un vector de observación $\mathbf{x}_m((k+l)T_e) \triangleq [x_m((k+l)T_e)^T, x_m((k+l)T_e)]^T$ compuesto por el vector de observación y por su compuesto conjugado y se ponen en marcha las etapas ya mencionadas a partir de $\bar{x}_m((k+l)T_e)$ en lugar de $x_m((k+l)T_e)$.

Se dispone, por ejemplo, además de una referencia de ruido total solo y se ejecutan las etapas ya mencionada utilizando una estimación de la matriz de ruido total sola extendida, $\hat{R}_{\tilde{x}m}(lT_e)$ que se obtiene a través de las muestras de referencia de ruido solo, en lugar de una estimación de la matriz de correlación de las observaciones extendida, $\hat{R}_{\tilde{x}m}(lT_e)$, donde $\tilde{x}_m((k+l)T_e) \triangleq [b_m((k+l)T_e)^T, b_m((k+l)T_e)^{\dagger}]^T$.

5 Conociéndose el vector director del reflector para unas señales emitidas rectilíneas y unas interferencias potencialmente no circulares, el procedimiento se caracteriza porque consta al menos de las etapas siguientes:

- calcular el estadístico suficiente

$$\hat{C}_{nc}(l, m, K) \triangleq (1 / \hat{\pi}_s) \hat{r}_{\tilde{x}ms}(lT_e)^{\dagger} \hat{R}_{\tilde{x}m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{\tilde{x}ms}(lT_e)$$

- construir una matriz

$$M \triangleq \begin{pmatrix} s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & s^* \end{pmatrix} \quad (21)$$

10

- construir un estadístico

$$\hat{F}_{nc}(l, m, s, K) = (1 / \hat{\pi}_s) \quad (20)$$

$$\frac{\hat{r}_{\tilde{x}ms}(lT_e)^{\dagger} \hat{R}_{\tilde{x}m}(lT_e)^{-1} M [M^{\dagger} \hat{R}_{\tilde{x}m}(lT_e)^{-1} M]^{-1} M^{\dagger} \hat{R}_{\tilde{x}m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{\tilde{x}ms}(lT_e)}{1 - \hat{C}_{nc}(l, m, K)}$$

ajustar el umbral de detección para una probabilidad de falsa alarma determinada;

- 15 comparar el valor del estadístico $\hat{F}_{nc}(l, m, s, K)$ con el umbral y detectar el emisor o el reflector en la celda distancia/doppler (l, m) y la celda espacial s si se supera;
- estimar el retardo y la distancia relativos del emisor o del reflector a partir de l ;
- estimar el Doppler y la velocidad/cinemática relativos del emisor o del reflector a partir de m ;
- 20 estimar la posición angular del emisor o del reflector a partir de s . La invención se refiere también a un dispositivo que comprende un dispositivo, como un procesador adaptado para ejecutar las etapas del procedimiento de acuerdo con la invención.

El acoplamiento espacio/retardo-distancia/doppler-cinemático objeto de la invención permite, en particular, acceder directamente a las posiciones de los emisores y de los reflectores sin tener que explorar todo el espacio y, por lo tanto, sin tener que escrutar las direcciones desprovistas de emisor y de reflectores. Permite reducir las exigencias sobre el control del diagrama de la red de sensores (por ejemplo, en caso de acoplamiento entre los elementos radiantes, ya no es necesaria la calibración) y se acomoda perfectamente a una propagación con trayectos múltiples. Por último, este acoplamiento acertado permite, no solo un ajuste del umbral independiente del nivel del ruido presente en la entrada, sino también una protección intrínseca frente a las interferencias sin correr el riesgo de rechazar las señales útiles para la medición y sin tener que insertar tratamientos de robustificación.

30 Se mostrarán otras ventajas y características de la invención con la lectura de la descripción que viene a continuación de un ejemplo de realización simplificado, que se da a título ilustrativo y en absoluto excluyente al que se anexan unas figuras que representan:

- o La figura 1 un esquema funcional de la función de ambigüedad espacio/retardo-distancia/Doppler-cinemático de acuerdo con la invención, los parámetros Doppler-cinemáticos estando reducidos en este caso simplificado no excluyente al parámetro Doppler directamente ligado a la velocidad relativa del emisor o del reflector;
- o La figura 2 un ejemplo de aplicación del procedimiento teniendo en cuenta las interferencias;
- o La figura 3 un esquema funcional de la extensión no circular de la función de ambigüedad

35

espacio/retardo-distancia/Doppler-cinemático, los parámetros Doppler-cinemáticos estando reducidos en este caso simplificado no excluyente al parámetro Doppler directamente ligado a la velocidad relativa del emisor o del reflector; y

- o La figura 4 un esquema funcional de la función de ambigüedad espacio/retardo-distancia/Doppler-cinemático, cuando se conoce s , los parámetros Doppler-cinemáticos estando reducidos en este caso simplificado no excluyente al parámetro Doppler directamente ligado a la velocidad relativa del emisor o del reflector.

Se considera una antena con N sensores digitales C_i de banda estrecha (BE) que recibe la contribución de un emisor o de un reflector de una señal continua, por impulso o por impulso repetida originaria de un sistema conocido de emisión electromagnético o acústico adecuado (ejemplos no excluyentes: un emisor de comunicaciones previamente modulado, o en el cual determinadas partes de la señal se conocen a priori - palabras o códigos de sincronizaciones -, la parte emisora de una sonda de canal, etc.), al cual se añade un ruido total compuesto por interferencias y ruido de fondo. Partiendo de estas hipótesis, el vector $x(kT_e)$ de las envolventes complejas de las señales muestreadas y observadas en la salida de los sensores C_i se supone que viene dado por

$$x(kT_e) \approx s((k - l_0)T_e) \exp[j2\pi m_0(k - l_0)/K] \mathbf{h}_s + \mathbf{b}_T(kT_e) \quad (1)$$

donde T_e es el periodo de muestreo del sensor digital, $s(t)$ es la envolvente compleja de la señal emitida, conocida por el receptor y con una duración KT_e , $\mathbf{b}_T(kT_e)$ es el vector ruido total muestreado, no correlacionado con la señal que procede del reflector, \mathbf{h}_s es el vector de las respuestas impulsionales de los canales asociados a la señal que procede del reflector, l_0T_e es el retardo de propagación de la señal que procede del reflector que contiene en particular los datos sobre la distancia entre el reflector, el sistema de emisión utilizado y el sensor, retardo que se supone igual a un múltiplo de T_e para simplificar, hipótesis dada a título no excluyente, $\Delta f_0 = m_0/KT_e$ es la desviación de frecuencia por efecto Doppler inducida por el reflector (potencialmente móvil), que se supone igual a un múltiplo de la inversa del tiempo de integración del tratamiento KT_e para simplificar, hipótesis que se da a título no excluyente, el cual contiene la información sobre la velocidad relativa del reflector con respecto a las posiciones del sistema de emisión y del sensor utilizados. En sentido estricto, el modelo (1) supone unos canales de propagación sin escalonamiento temporal, lo que se produce, por ejemplo, para una propagación en espacio libre (telecomunicaciones por satélite, radiocomunicaciones aeroportuarias...) o de unos canales con desvanecimiento de la señal para la cual la banda de coherencia del canal es mayor que la anchura de banda de la señal, más conocido con el término anglosajón « fading flat », que se refiere a determinadas situaciones de radiocomunicaciones o de detección en zona urbana. En particular, para una propagación en espacio libre, $\mathbf{h}_s \triangleq e^{j\phi_s} \mathbf{s}$, donde ϕ_s y \mathbf{s} corresponden respectivamente a la fase y al vector director de la señal que procede del emisor o del reflector. El modelo (1) supone también que los parámetros temporales y frecuenciales del emisor o del reflector se reducen a un retardo y a una desviación de frecuencia por efecto Doppler, esta descripción estando completa en sentido estricto solo para los emisores o reflectores con una cinemática particular (movimiento rectilíneo uniforme y de velocidad limitada en relación con el tiempo de integración coherente del proceso).

No obstante, el procedimiento se aplica también a unos canales escalonados temporalmente. En estas condiciones, la parte útil de (1) corresponde de hecho a la contribución de un trayecto o modo de propagación de la señal que procede del emisor o del reflector, los demás trayectos estando integrados en el vector ruido total.

Además, tal y como se ha subrayado con anterioridad, el procedimiento se aplica también a los emisores, reflectores o sensores que presentan una cinemática más compleja que un movimiento rectilíneo uniforme y con una velocidad limitada en relación con el tiempo de integración del proceso. En estas condiciones, la parte útil de (1) corresponde de hecho a la contribución de una señal que experimenta la deformación inducida por esta cinemática, y se debe considerar una observación de la señal útil completada por unos parámetros en el orden 1 como los que se han mencionado con anterioridad, por ejemplo una rampa temporal y una rampa Doppler, para explicar velocidades relativas importantes o de movimientos con aceleración limitada del emisor, del reflector o del sensor durante la fase de integración coherente del proceso objeto de la invención, e incluso de los parámetros en el orden 2 para explicar fases de aceleración/deceleración importantes del emisor, del reflector o del sensor durante la integración coherente del proceso objeto de la invención; y, por último, ofrecer un modelo para las deformaciones de la señal s inducidas por la hipótesis de tiempo simbolizada por 1 e inducida por la hipótesis de frecuencia simbolizada por m antes de aplicar el procedimiento a la señal $s_{l,m}$ obtenida de este modo mediante transformación de s . Hay que señalar que la lista de los parámetros ya mencionados no es excluyente, se puede introducir otros parámetros para ofrecer un modelo del impacto de la cinemática del sistema de emisión, del sensor o del reflector en la señal que procede de este último.

Estadísticos de segundo orden de las observaciones

Las estadísticos de segundo orden que se consideran en la siguiente descripción corresponden a la primera matriz de correlación del vector de las envolventes complejas de las señales muestreadas y observadas en la salida de los sensores, $x(kT_e)$, que se define, según las hipótesis anteriores, por

$$R_x(kT_e) \triangleq E[\mathbf{x}(kT_e) \mathbf{x}(kT_e)^\dagger] \approx \pi_s((k-l_0)T_e) \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^\dagger + R(kT_e) \quad (2)$$

la cual depende del tiempo, en general del hecho de la no estacionalidad potencial de la señal emitida (modulaciones digitales para las señales de comunicación, por ejemplo). En las expresiones anteriores, \dagger significa traspuesta conjugada, $R(kT_e) \triangleq E[b_T(kT_e) b_T(kT_e)^\dagger]$ es la primera matriz de correlación del vector $b_T(kT_e)$, $\pi_s(kT_e) \triangleq E[|s(kT_e)|^2]$ es la potencia instantánea de la señal procedente del emisor o del reflector que recibiría un sensor omnidireccional para una propagación en espacio libre.

Los diferentes modos de realización que se describen a continuación se aplican, por ejemplo, en un receptor que consta de varias antenas de recepción C_1, \dots, C_N así como un procesador P programado para ejecutar las diferentes etapas. Los diferentes ejemplos de realización se dan en relación a las figuras 1, 2, 3 y 4.

El procedimiento de acuerdo con la invención reside en particular en la determinación de una función de ambigüedad utilizando un acoplamiento del análisis espacial y del análisis retardo-distancia/Doppler-cinemático en un proceso conjunto.

Diferentes ejemplos de realización de la invención

Una primera variante de realización del procedimiento de acuerdo con la invención, que se ilustra en la figura 1, consiste en encontrar la hipótesis temporal/retardo-distancia $l = \hat{l}_0$ y la hipótesis de frecuencia/Doppler-cinemático $m = \hat{m}_0$ de tal modo que las muestras conocidas $s(kT_e)$, $0 \leq k \leq K-1$ se detecten de forma óptima a partir de vectores de observaciones $\mathbf{x}_m((k+l)T_e) = x((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+l)/K]$, $0 \leq k \leq K-1$, suponiendo que $R(k)$ y \mathbf{h}_s no se conocen y no haciendo ninguna hipótesis sobre los canales de propagación y el nivel de la señal que procede del emisor o del reflector.

Una forma de proceder consiste en encontrar $l = \hat{l}_0$ y $m = \hat{m}_0$ de tal modo que las muestras conocidas $s(kT_e)$, $0 \leq k \leq K-1$ se estimen de forma óptima, de acuerdo con los mínimos cuadrados, a partir de una operación de filtrado lineal de las observaciones $\mathbf{x}_m((k+l)T_e)$, $0 \leq k \leq K-1$. En otras palabras, el procedimiento pretende encontrar $l = \hat{l}_0$ y $m = \hat{m}_0$ minimizando el criterio de los mínimos cuadrados

$$\hat{\epsilon}(l, m, K) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |s(kT_e) - \hat{\mathbf{w}}(l, m)^\dagger \mathbf{x}_m((k+l)T_e)|^2 \quad (3)$$

donde $\hat{\mathbf{w}}(l, m)$, referencia 1 en la figura 1, es el filtro espacial que minimiza el criterio (3) y que se define por

$$\hat{\mathbf{w}}(l, m) \triangleq \hat{\mathbf{R}}_{x_m}(lT_e)^{-1} \hat{\mathbf{r}}_{x_m s}(lT_e) \quad (4)$$

donde el vector $\hat{\mathbf{r}}_{x_m s}(lT_e)$ y la matriz $\hat{\mathbf{R}}_{x_m}(lT_e)$ vienen dados por

$$\hat{\mathbf{r}}_{x_m s}(lT_e) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}_m((k+l)T_e) s(kT_e)^* \quad (5)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{x_m}(lT_e) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{x}_m((k+l)T_e) \mathbf{x}_m((k+l)T_e)^\dagger \quad (6)$$

Introduciendo (4), (5) y (6) en (3), una nueva expresión del criterio de los mínimos cuadrados $\hat{\epsilon}(l, m, K)$ viene dada por

$$\hat{\epsilon}(l, m, K) = \hat{\pi}_s [1 - \hat{C}(l, m, K)] \quad (7)$$

donde $\hat{C}(l, m, K)$, referencia 4 en la figura 1, de modo que $0 \leq \hat{C}(l, m, K) \leq 1$, viene dada por:

$$\hat{C}(l, m, K) \triangleq (1 / \hat{\pi}_s) \hat{r}_{xms}(lT_e)^\dagger \hat{R}_{xm}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{xms}(lT_e) \quad (8)$$

y $\hat{\pi}_s$ se define por:

5

$$\hat{\pi}_s = \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |s(kT_e)|^2 \right] \quad (9)$$

Se deduce de (7) que \hat{l}_o y \hat{m}_o son respectivamente los parámetros l y m que maximizan el estadístico suficiente $\hat{\epsilon}(l, m, K)$ dado por (8).

10

En la práctica se fija un valor β , referencia 5 en la figura 1, para el umbral de detección de tal modo que la probabilidad de que el estadístico (8) supere este umbral en ausencia de señal procedente del emisor o del reflector sea igual a un determinado valor denominado probabilidad de falsa alarma (PFA). A partir de aquí, se detecta un emisor o un reflector para la celda distancia l y la celda Doppler m si el estadístico (8) supera el umbral β para el par (l, m) .

15

Este receptor no requiere ninguna hipótesis sobre los canales de propagación, las interferencias o la señal emitida, desde el momento en que este último se conoce de forma parcial o por completo (a la salida de una demodulación previa, por ejemplo). Este receptor no requiere ningún barrido del espacio. Además, es independiente de la potencia del vector de observación, lo que significa que el umbral de detección es independiente del nivel de ruido presente en la entrada en la medida en que desde el momento en que K es superior a algunas unidades o decenas de unidades, la ley de probabilidad del estadístico $\hat{\epsilon}(l, m, K)$ sigue aproximadamente una ley de Gauss y ya no le afecta la ley de las interferencias sean cuales sean los niveles de estas.

20

Condiciones de optimización en términos de relación de verosimilitud

Situándose en el instante de detección óptimo $l_o T_e$ y en la desviación Doppler óptima $\Delta f_o = m_o / K T_e$ y considerando la situación con dos hipótesis H0: presencia de ruido total únicamente en $x_{mo}((k+l_o)T_e)$, y H1: presencia de ruido total y de la señal útil en $x_{mo}((k+l_o)T_e)$, lo que se puede formalizar de la siguiente manera:

25

$$H1 : x_{mo}((k+l_o)T_e) \approx s(kT_e) h_s + b_{Tmo}((k+l_o)T_e) \quad (10a)$$

$$H0 : x_{mo}((k+l_o)T_e) \approx b_{Tmo}((k+l_o)T_e) \quad (10b)$$

donde $b_{Tmo}((k+l_o)T_e) = b_{T((k+l_o)T_e)} \exp[-j2\pi m_o(k+l_o)/K]$,

30

en este contexto, según la teoría estadística de la detección (en el sentido de Neyman Pearson) [1], la estrategia óptima de detección de la señal que procede del emisor o del reflector $s(kT_e)$ a partir de las observaciones $x_{mo}((k+l_o)T_e)$ en el duración de la señal emitida, consiste en comparar con un umbral la relación de verosimilitud (RV), $L(x)(l_o, m_o)$, definido por

$$L(x)(l_o, m_o) \triangleq \frac{p[x_{mo}((k+l_o)T_e), 0 \leq k \leq K-1, / H1]}{p[x_{mo}((k+l_o)T_e), 0 \leq k \leq K-1, / H0]} \quad (11)$$

35

donde $p[x_{mo}((k+l_o)T_e), 0 \leq k \leq K-1 / Hi]$ ($i = 0, 1$) es la densidad de probabilidad condicional del vector $[x_{mo}(l_o T_e)^T, x_{mo}((1+l_o)T_e)^T, \dots, x_{mo}((K+l_o-1)T_e)^T]^T$ según la hipótesis H_i . Es entonces posible mostrar que el receptor caracterizado por (8) es un estadístico suficiente para el problema de detección óptima de la señal procedente del emisor o del

reflector en el sentido de la relación de verosimilitud generalizada si se verifican las siguientes condiciones:

- A1: las muestras $\mathbf{b}_{Tm_0((k+l)T_e)}$, $0 \leq k \leq K - 1$, no están correlacionadas entre sí;
- A2: la matriz $R((k+l)T_e)$ no depende de k ;
- A3: la matriz $R((k+l)T_e)$ no se conoce;
- 5 A4: el vector \mathbf{h}_s no se conoce;
- A5: los vectores $\mathbf{b}_{Tm_0((k+l)T_e)}$, $0 \leq k \leq K - 1$, son gaussianos,
- A6: los vectores $\mathbf{b}_{Tm_0((k+l)T_e)}$, $0 \leq k \leq K - 1$, son circulares en el segundo orden.

El estadístico (8) también se puede expresar de esta la forma, con la referencia 4:

$$\hat{C}(l, m, K) = (1/K\hat{\pi}_s) \sum_{k=0}^{K-1} y_m((k+l)T_e) s(kT_e)^* \quad (12)$$

- 10 donde $y_m((k+l)T_e) \triangleq \hat{W}(l, m)^\dagger x_m((k+l)T_e)$ es la salida del filtro $\hat{W}(l, m)$ para el vector observación $x_m((k+l)T_e)$. De este modo, se deduce de (12) que el estadístico suficiente $\hat{C}(l, m, K)$, 4, corresponde, con la excepción de un factor de normalización, al resultado de la correlación 3 entre la señal conocida $s(kT_e)$ y la salida, $y_m((k+l)T_e)$, del filtro $\hat{W}(l, m)$ tal y como esto se ilustra en la figura 3.

- 15 El filtro $\hat{W}(l, m)$ es la estimación de acuerdo con los mínimos cuadrados, sobre K vectores de observaciones , del filtro $w(l, m) \triangleq R_x^{-1} r_{xms}(lT_e)$, que se obtiene cuando $K \rightarrow \infty$, el cual minimiza la media temporal, en un horizonte de observación infinito, del error cuadrático medio entre $s(kT_e)$ y la salida $w^\dagger x_m((k+l)T_e)$, donde $R_x \triangleq \langle E[x_m((k+l)T_e) x_m((k+l)T_e)^\dagger] \rangle$, $r_{xms}(lT_e) \triangleq \langle E[x_m((k+l)T_e) s(kT_e)^*] \rangle$ y donde $\langle \cdot \rangle$ es la operación de promedio temporal, en k , en un horizonte de observación infinito. Mientras l y m se mantienen alejados respectivamente de l_0 y m_0 , el filtro $w(l, m)$ se mantiene próximo a cero, lo que genera unos valores de estadístico $\hat{C}(l, m, K)$ también próximos a cero, excepto por el ruido de estimación causado por la duración finita de la señal emitida. Cuando l y m se aproximan respectivamente a l_0 y m_0 , $C(l, m, K) \xrightarrow{K \rightarrow \infty} \hat{C}(l, m, K)$ aumenta y alcanza su máximo para $l = l_0$ y $m = m_0$. En ese caso, la parte útil del vector de observación $x_{m_0}((k+l_0)T_e)$ y la señal emitida $s(kT_e)$ están en fase, el filtro $w(l_0, m_0)$ corresponde, bajo la hipótesis de una independencia estadística entre el ruido total y la señal emitida, al filtro adaptado espacial (FAS) siguiente:

$$w(l_0, m_0) \triangleq R_x^{-1} r_{xmos}(l_0T_e) = [\pi_s / (1 + \pi_s \mathbf{h}_s^\dagger R^{-1} \mathbf{h}_s)] R^{-1} \mathbf{h}_s \quad (13)$$

- 25 p. ej. al filtro espacial que maximiza la relación entre señal y ruido más interferencias en la salida (SINR o Signal to Interference más Noise Ratio (SINR)), donde $\pi_s = \langle E[|s(kT_e)|^2] \rangle$ y $R = \langle E[b_T(kT_e) b_T(kT_e)^\dagger] \rangle$. Desde ese momento, $C(l_0, m_0, K)$ se expresa :

$$C(l_0, m_0, K) = \frac{r_{xmos}(l_0T_e)^\dagger R_x^{-1} r_{xmos}(l_0T_e)}{\pi_s} = \frac{\text{SINR}_y}{1 + \text{SINR}_y} = w(l_0, m_0)^\dagger \mathbf{h}_s \quad (14)$$

- 30 donde SINR_y es el SINR en la salida del FAS, $w(l_0, m_0)$, que se define por :

$$\text{SINR}_y = \pi_s \mathbf{h}_s^\dagger R^{-1} \mathbf{h}_s \quad (15)$$

- 35 La función $C(l_0, m_0, K)$ es una función creciente de SINR_y que se aproxima a la unidad para altos valores de relación entre señal y ruido más interferencias en la salida SINR_y . Mientras el número de interferencias se mantenga inferior al número de sensores, el FAS (13) rechaza las interferencias maximizando al mismo tiempo la Relación entre Señal y Ruido (Signal to Noise ratio o SNR en la salida). En estas condiciones, la operación de correlación entre la señal emitida y la salida de una estimación del FAS genera un máximo de correlación a partir de un número ilimitado de muestras K cuyo valor mínimo debe, por esta razón, aumentar cuando decrece la SINR en la salida.

- 40 De este modo, para cada celda distancia/Doppler escrutada, el cálculo del FAS asociado permite maximizar la SINR en la salida del trayecto interceptado mientras que para un receptor convencional el filtro espacial es constante para todas las celdas distancia/Doppler de una misma celda espacial.

Observaciones

La hipótesis temporal o la celda distancia que presenta una detección da información sobre el retardo/distancia relativo desde de emisor al receptor (y sobre el retardo/distancia absoluto si una información de sincronización está disponible en el emisor) o sobre la distancia del reflector con respecto al emisor y al receptor.

- 5 La hipótesis frecuencial o la celda Doppler que presenta una detección da información sobre la velocidad relativa del emisor con respecto al receptor o sobre la velocidad del reflector con respecto a las posiciones y cinemáticas del emisor y del receptor.

10 La celda espacial asociada a una detección se define por $\hat{\mathbf{h}}_s = \hat{\mathbf{R}}_{xmo}((l_0 T_e)) \mathbf{W} = \hat{\mathbf{r}}_{xms}(l T_e)$, se puede considerar la detección y la caracterización simultánea de todos los emisores y reflectores presentes sin a priori en su posición y sin barrido espacial.

El tratamiento propuesto no es exclusivo de la utilización de antenas directivas fijas o giratorias ya sea al nivel del sistema de emisión utilizado o al nivel del sensor y del procedimiento objeto de la invención, que permiten una búsqueda sector por sector y ofrecen una ganancia de antena adicional contra el ruido (mejora de la sensibilidad) y un filtrado espacial adicional de las interferencias.

- 15 El tratamiento propuesto se puede considerar incluso si el sistema de emisión emite diferentes señales de forma simultánea, incluso en la misma banda de frecuencia (emisiones « coloreadas » por ejemplo).

Extensiones espacio-temporales del procedimiento para mejorar los resultados frente a las interferencias y a los trayectos de propagación múltiples, y frente a los errores de los sistemas de recepción.

20 Cuando las interferencias se presentan en gran cantidad, por ejemplo cuando la señal que hay que tratar procede de un reflector en presencia de señales que proceden de emisores múltiples o de emisores asociados a unos trayectos de propagación múltiples o cuando los sistemas de recepción que se utilizan presentan determinados fallos de inestabilidad o de desensibilización, se puede aumentar el número de grados de libertad en el procedimiento y mejorar, de este modo, su capacidad de separación, su capacidad de discriminación de los emisores y reflectores de baja velocidad, y su sensibilidad. Las etapas que se han descrito con anterioridad utilizan un prefiltrado temporal de la señal total recibida que consiste, para cada emisor que interfiere, en evaluar la contribución global del emisor interferente - resultante de la convolución de la señal emitida por la fuente interferente mediante el filtro de propagación que está asociado a esta, esta señal y este filtro estimándose de forma previa - a continuación en sustraer a la señal incidente la contribución global resultante del emisor interferente. Un ejemplo de realización simplificado se da a continuación, a título ilustrativo y en absoluto excluyente, al que se anexa la figura 2 que representa una aplicación del procedimiento general que se ha descrito con anterioridad, asociada al prefiltrado espacio-temporal objeto de la presente extensión.

Las fuertes interferencias corresponden, por ejemplo, a unas interferencias con un valor superior de entre 10 y 40 dB por encima del receptor que hay que detectar.

- 35 Para prefiltrar la señal, hay que estimar la señal $s_{int}(kT_e)$ emitida por la fuente interferente y el canal de propagación de la señal $g_{int}(lT_e)$ que está asociado a esta. La figura 2 describe diferentes posibilidades de construcción de s_{int} .

Para ello, se pueden aplicar diferentes procedimientos según el caso:

- cuando la señal interferente originalmente emitida s_{int} se conoce totalmente, cuando la fuente interferente es, por ejemplo (no excluyente) un sonda de canal, un emisor de radiocomunicación o de radiodifusión previamente demodulado, un radar o un sonar activo;
- 40 • el procedimiento evalúa el filtro, inducido por la propagación de la señal desde el emisor interferente al receptor mediante cualquier método de estimación habitual para el experto en la materia, por ejemplo (no excluyente) buscando los coeficientes $g_{int0} = g_{int}(l_0 T_e)$, $g_{int1} = g_{int}((l_0+1) \cdot T_e)$, ..., $g_{intL} = g_{int}((l_0+L) \cdot T_e)$ del filtro de propagación $g_{int} = (g_{int1}, g_{int2}, \dots, g_{intL})$ minimizando en el instante l_0 el criterio temporal de los mínimos cuadrados $\hat{\epsilon}_{int}'(l_0, L)$ siguiente, evaluado según la señal x tomada en una antena seleccionada de forma adecuada, y según la réplica $S_{int} = (s_{int}((l_0+1)T_e), s_{int}((l_0+1+1)T_e), \dots, s_{int}((l_0+1+L-1)T_e))^T$ tomada en L muestras temporales.

$$\hat{\epsilon}_{int}'(l_0, L) \triangleq \frac{1}{L} \cdot \sum_0^{L-1} |x((l_0+l)T_e) - g_{int} \dagger S_{int}|^2 \quad (16)$$

La respuesta impulsional g_{int} del filtro restituído de este modo contiene el conjunto de los trayectos de propagación desde el emisor al receptor.

- 50 Cuando se conoce de forma parcial la señal que interfiere originalmente emitida s_{int} , cuando la fuente interferente es, por ejemplo, un emisor de comunicación estandarizado u objeto de especificaciones técnicas conocidas: se estima

5 el filtro ecualizador de la señal interferente recibida mediante unos métodos habituales para el experto en la materia; ya sea mediante sincronización en tiempo y en frecuencia en unas secuencias conocidas a priori en la señal si existen, y la aplicación de cualquier método de estimación de g_{int} habitual para el experto en la materia, por ejemplo (no excluyente) la minimización del criterio anterior $\hat{\epsilon}_{int}'(l_0, L)$, limitándose a la parte conocida de la señal s_{int} originaria del emisor: ya sea mediante sincronización en tiempo o en frecuencia en unas secuencias conocidas a priori en la
 10 señal si existen, a continuación la demodulación/ecualización del conjunto de la señal interferente s_{int} y la aplicación de cualquier método de estimación de g_{int} habitual para el experto en la materia, por ejemplo (no excluyente) la minimización del criterio anterior $\hat{\epsilon}_{int}'(l_0, L)$, utilizando toda o parte de la señal interferente restituida s_{int} ; ya sea, por último, mediante unas técnicas ciegas de sincronización de símbolo, la recuperación de
 15 portadora/demodulación/ecualización concerniendo a la señal recibida x y utilizando la a priori disponible en la señal originaria de la fuente interferente s_{int} , para restituirla, y a continuación aplicar cualquier método de estimación de g_{int} habitual para el experto en la materia, por ejemplo (no excluyente) la minimización del criterio anterior $\hat{\epsilon}_{int}'(l_0, L)$, utilizando toda o parte de la señal interferente restituida s_{int} .

15 Hay que señalar que una u otra de las anteriores etapas se aplica en su principio ya sea a la señal x recibida en una antena particular convenientemente seleccionada, dedicada por ejemplo a la demodulación de la señal directa (es el ejemplo no excluyente de la figura 2), o bien a la señal recibida en una red de antenas, eventualmente la misma que se utiliza para la aplicación del procedimiento en la señal útil: en ese caso, la expresión anterior del criterio $\hat{\epsilon}_{int}'(l_0, L)$, que hay que minimizar se mantiene formalmente idéntica teniendo en cuenta para $x((l_0+1)T_e)$, g_{int1} y $s_{int}((l_0+1)T_e)$ unos vectores señales con una dimensión de $N \times 1$, N siendo el número de antenas y considerando una norma
 20 vectorial en el espacio de los vectores complejos en N dimensiones. Se obtiene en ese caso una estimación espacio-temporal (y ya no solo temporal) de la respuesta por impulso del canal de propagación entre la fuente interferente y el sensor.

De una a otra de las etapas anteriores, se deduce, además, la señal originaria de la fuente interferente $s_{int}(kT_e)$, el filtro de propagación g_{int} entre el emisor interferente y el receptor.

25 Además, introduciendo en la réplica s_{int} unas hipótesis Doppler y basándose en las repeticiones y recurrencias de la señal s_{int} , se pueden estimar con precisión las desviaciones relativas de los osciladores, de los mezcladores de frecuencia y de los relojes del sensor.

30 Etapa 6B) Cuando el emisor interferente seleccionado está o bien fijo o bien en una posición y cinemática conocidas, y más estable que el sensor, las desviaciones se utilizan en la aplicación del procedimiento objeto de la invención para aumentar los tiempos de integración (p. ej. aumentar el parámetro K) y mejorar de este modo la sensibilidad del procedimiento, su resolución en Doppler y su capacidad para discriminar los reflectores o los emisores de baja velocidad. Por último, la repetición de esta extensión del procedimiento en varios emisores interferentes permite afinar aun más las estimaciones antes de la corrección de las señales que se describe a continuación.

35 Etapa 6C) Se prefiltra a continuación la señal útil, componente de la señal total en la red de antena, convolucionando la señal del emisor interferente s_{int} mediante la estimación anterior del filtro g_{int} de propagación emisor-receptor, a continuación sustrayendo la contribución que resulta de esta operación a la señal total recibida en la antena. Por ello, se elimina mediante tratamiento (temporal) lo esencial de las contribuciones energéticas que resultan del emisor interferente (trayecto directo + trayectos múltiples), se aumenta ampliamente en la señal resultante de este prefiltrado la contribución relativa y la relación entre señal e interferencia de la señal útil procedente del emisor o del
 40 reflector. Se aplica seguidamente el procedimiento de acuerdo con la invención a la señal x' resultante de la señal de entrada x a la salida de este prefiltrado, lo que favorece, por lo tanto, la sensibilidad global y los resultados de conjunto.

45 Etapa 6C) Mediante la estimación y la compensación de las desviaciones de reloj y de las desviaciones de los osciladores locales en el receptor, también se aumenta ampliamente mediante esta extensión el valor K del número de muestras que se pueden utilizar en la aplicación del procedimiento, por lo tanto la resolución Doppler, la capacidad de discriminar los reflectores de baja velocidad, así como la ganancia de tratamiento y a sensibilidad del procedimiento.

Extensión del procedimiento cuando el ruido total es no circular

50 La figura 3 representa otro ejemplo de realización, cuando las interferencias presentan una propiedad de no circularidad, las etapas de puesta en marcha en la extensión del procedimiento anterior utilizan esta propiedad. Este receptor se puede considerar sea cual sea la propiedad de no circularidad de la señal emitida. El caso más favorable corresponde al caso en el que la señal emitida es rectilínea, es decir para el cual su envolvente compleja $s(kT_e)$ está en valores reales. Este es el caso en particular para unas señales emitidas moduladas en amplitud (AM, ASK) o en fase con 2 estados (BPSK). En esas condiciones, resulta interesante sustituir en el estadístico suficiente (8), el
 55 estadístico $\hat{\epsilon}_{nc}(l, m, K)$, con la referencia 10 en la figura 3, que viene definida por

$$\hat{C}_{nc}(l, m, K) \triangleq (1 / \hat{\pi}_s) \hat{r}_{x_{ms}}(lT_e)^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{x_{ms}}(lT_e) \quad (17)$$

donde $\hat{x}_m((k+l)T_e) \triangleq [x_m((k+l)T_e), x_m((k+l)T_e)^\dagger]^\top$ y donde $\hat{r}_{x_{ms}}(lT_e)$ y $\hat{R}_{x_m}(lT_e)$ vienen definidos por (5) y (6) donde $x_m((k+l)T_e)$ se sustituye por $\hat{x}_m((k+l)T_e)$, con la referencia 6 en la figura 3. El esquema funcional del estadístico suficiente (16).

- 5 El estadístico (17) se desarrolla para unas señales emitidas que se vuelven casi rectilíneas tras un pretratamiento de desrotación. Es, en concreto el caso para unas señales emitidas de tipo $\pi/2$ -BPSK o OQPSK o incluso determinadas modulaciones de fase continua o CPM (Continuous Phase Modulation), es decir moduladas en frecuencia y en fase continua, como por ejemplo las señales MSK, GMSK. En esas condiciones, el estadístico suficiente (17) se debe aplicar, pero sustituyendo a los vectores espaciales $\hat{x}_m((k+l)T_e)$, los vectores espacio-temporales desrotados en L tomas temporales: $\hat{x}_{dm,sl}((k+l)T_e) \triangleq [\hat{x}_{dm}((k+(L-1)/2)T_e)^\top, \dots, \hat{x}_{dm}((k-(L-1)/2)T_e)^\top]^\top$ si L es impar y $\hat{x}_{dm,sl}((k+l)T_e) \triangleq [\hat{x}_{dm}((k+L/2)T_e)^\top, \dots, \hat{x}_{dm}((k-L/2)T_e)^\top]^\top$ si L es par, donde $\hat{x}_{dm}((k+l)T_e) \triangleq [\hat{x}_{dm}((k+l)T_e), x_{dm}((k+l)T_e)^\dagger]^\top$, $x_{dm}((k+l)T_e) \triangleq x_d((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+d)/K]$, $x_d(t) \triangleq \int_{-T}^T x(t)$ y T es la duración de símbolo de la señal emitida.

Extensión del procedimiento cuando el vector director del reflector se conoce o se supone

15 Extensión nominal

Quando la propagación se realiza en espacio libre, el vector de canal útil h_s se expresa $h_s \triangleq e^{j\Phi_s} \mathbf{s}$ donde Φ_s y \mathbf{s} corresponden respectivamente a la fase y al vector director de la señal que procede del emisor o del reflector. Cuando se considera un barrido espacial del espacio, tal y como es el caso para las estructuras convencionales de detección, se puede considerar que el vector \mathbf{s} se conoce cuando se escruta la celda espacial del emisor o del reflector. En esas condiciones, con las hipótesis A1 a A6, pero donde se ha sustituido la hipótesis A4 por la hipótesis A4' de una única fase Φ_s desconocida, las estructuras convencionales de detección solo se muestran óptimas para unas señales que proceden de emisores o de reflectores de baja potencia, y se vuelven óptimos para unas señales que proceden de emisores o de reflectores de gran potencia. En esas condiciones, la optimización de los resultados de detección para todos los niveles de señales puede resultar útil desde el momento en que se consideran unas PFA muy débiles.

En determinadas condiciones, un estadístico suficiente para la detección de la señal conocida $s(kT_e)$ en la duración $0 \leq k \leq K-1$ en la celda espacial s , la celda distancia 1 y la celda Doppler m vienen dada por, con las referencias 13, 12, 14 en la figura 4,

$$\hat{F}(l, m, s, K) = (1 / \hat{\pi}_s) \frac{|s^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{x_{ms}}(lT_e)|^2}{(s^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} s) (1 - \hat{C}(l, m, K))} \quad (18)$$

- 30 donde $\hat{C}(l, m, K)$, 12, viene definido por (8). La expresión (17) es una extensión de (8) cuando se conoce el vector \mathbf{s} . Para unas SINR_y bajas (SINR_y \ll 1), se deduce de (16) que $\hat{C}(l, m, K) \ll 1$ y el estadístico (17) se puede aproximar mediante

$$\hat{F}(l, m, s, K) \approx (1 / \hat{\pi}_s) \frac{|s^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{x_{ms}}(lT_e)|^2}{s^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} s}, \quad \text{SINR}_y \ll 1 \quad (19)$$

- lo que corresponde a la estructura que se utiliza de manera convencional en la formación de vía adaptativa, $|s^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{x_{ms}}(lT_e)|^2$, 14, pero normalizada por el término $s^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} s$, el cual permite un ajuste del umbral de detección β , 15 para una PFA dada con independencia de la potencia de ruido o de interferencias en la entrada. Por el contrario, para unos SINR_y que ya no son débiles, el detector óptimo en \mathbf{s} conocido utiliza el estadístico $\hat{C}(l, m, K)$ expuesto antes en la medida en que el filtro espacial $\hat{W}(l, m) \triangleq \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{x_{ms}}(lT_e)$ converge en este caso más rápido que el filtro $\hat{W}_s(l, m) = \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} \mathbf{s}$ tal y como se muestra en [3]. El esquema funcional del estadístico suficiente (17) se presenta en la figura 4.

Se dispone de una referencia de ruido total solo y las etapas anteriores se aplican a partir de una estimación de la matriz de ruido total única $\hat{R}_{bTm}(IT_e)$, que se obtiene a través de las muestras de referencia de ruido solo, en lugar de una estimación de la matriz de correlación de las observaciones, $\hat{R}_{xm}(IT_e)$.

Extensión no circular

5 Cuando las interferencias presentan una propiedad de no circularidad, se puede utilizar un receptor capaz de explotar esta propiedad incluso cuando se supone conocida. Aunque se pueda considerar la puesta en marcha de este receptor sea cual sea la propiedad no circular de la señal emitida, el caso más favorable sigue correspondiendo al caso en el que la señal emitida es rectilínea. En esas condiciones, resulta interesante sustituir en el estadístico suficiente (17), el estadístico $\hat{F}_{nc}(l, m, s, K)$ definido por

$$\hat{F}_{nc}(l, m, s, K) = (1 / \hat{\pi}_s) \frac{\hat{r}_{xms}(IT_e)^\dagger \hat{R}_{xm}(IT_e)^{-1} M [M^\dagger \hat{R}_{xm}(IT_e)^{-1} M]^{-1} M^\dagger \hat{R}_{xm}(IT_e)^{-1} \hat{r}_{xms}(IT_e)}{1 - \hat{C}_{nc}(l, m, K)} \quad (20)$$

10

donde M es la matriz (N x 2) que viene definida por

$$M \triangleq \begin{pmatrix} s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & s^* \end{pmatrix} \quad (21)$$

15

El estadístico (20) se desarrolla para unas señales emitidas que se convierten en casi rectilíneas tras un pretratamiento de desrotación. En esas condiciones, el estadístico suficiente (20) se debe aplicar, pero sustituyendo en los vectores espaciales $\hat{x}_{m((K+1)T_e)}$ los vectores espacio-temporales desrotados en L tomas temporales, $\hat{x}_{dm,sl((K+1)T_e)}$, que se han definido en el párrafo anterior.

Extensión no circular con referencia de ruido única

20

Para un determinado número de aplicaciones, una referencia de ruido más interferencias solas está disponible a través de la recepción de datos secundarios desprovistos de señal útil. Es, por ejemplo, el caso cuando estos datos secundarios pueden proceder de celdas de Distancia-Doppler vecinas de las asociadas a la presencia de señal útil que hay que detectar. En estas condiciones, la matriz de correlación $\hat{R}_{bTm}(IT_e)$, del ruido global extendido, $\hat{R}_{Tm}(IT_e)$, se puede estimar a partir de estos datos secundarios mediante un estimador cualquiera de matriz de correlación. Desde ese momento un detector no circular con referencia de ruido total solo se puede aplicar. Este detector puede corresponder o bien al receptor (17), si se no se conoce, o bien al receptor (20), si se conoce, pero sustituyendo $\hat{R}_{xm}(IT_e)$ por $\hat{R}_{Tm}(IT_e)$ que se obtiene a través de las muestras de referencia de ruido solo, en lugar de una estimación de la matriz extendida de correlación de las observaciones, $\hat{R}_{xm}(IT_e)$, donde $\hat{x}_{m((k+1)T_e)} \triangleq [b_m((k+1)T_e)^T, b_m((k+1)T_e)]^T$.

25

De la misma manera, también se pueden construir, siguiendo la misma metodología, unos receptores con referencia de ruido total que utilizan a la vez los datos primarios (señal más ruido total) y los datos secundarios.

30

Extensión para fuentes de banda ancha

35

Cuando las fuentes recibidas (señales que proceden del emisor o del reflector, interferencias) son de banda ancha para la red de antenas que se utiliza, lo que se produce desde el momento en que las relaciones B_e/f_0 , o $\pi DB_e/c$ superan un %, donde D es la apertura de la red, B_e la banda equivalente de la señal (considerada como incluida en la banda de recepción), f_0 la portadora de la señal y c la velocidad de propagación, los resultados de los tratamientos a anteriores se degradan, se pueden aplicar las dos variantes de realización siguientes:

La primera consiste en estructurar la banda de recepción en varias sub-bandas, estrechas para la red, y en aplicar los tratamientos anteriores sub-banda por sub-banda. La ventaja de esta estrategia es la puesta en paralelo de tratamientos relativamente simples.

40

La segunda consiste en aplicar una estructura espacio-temporal de recepción. En el caso en el que la señal ya no es de banda estrecha para la red de sensores ($\pi DB_e/c$ supera un %): sustituir en los vectores espaciales $x_{m((k+1)T_e)}$ anteriores los vectores espacio-temporales con L tomas temporales: $x_{m,sl((k+1)T_e)} \triangleq [x_m((k+(L-1)/2)T_e), \dots, x_m((k-(L-1)/2)T_e)]^T$.

1/2) T_e]^T si L es impar y $x_{m,st}((k+l)T_e)$ Δ $[x_m((k+L/2)T_e)^T, \dots, x_{dm}((k-L/2)T_e)^T]$ si L es par.

En el caso en el que la señal es, además, de banda ancha delante de la portadora (B_e/f_0 superando un %) y en el caso en el que la cinemática del emisor o del reflector necesita tener en cuenta unas deformaciones inducidas sobre la señal de réplica s: introducir en los tratamientos anteriores no solo las variables retardo lT_e y Doppler $m/(KT_e)$, sino unas variables adicionales en el orden 1 como la compresión retardo y la compresión Doppler en el tiempo de integración K, en el orden 2 como las derivadas temporales de las variables anteriores, etc., escribir la señal $s_{l,m}$ correspondiente a la transformación de la señal original s por las variables temporales (retardo-posición, etc.) simbolizadas por l y las variables de frecuencia (Doppler-cinemático, etc.) simbolizadas por m, y utilizar la señal $s_{l,m}$ para poner en marcha las etapas del procedimiento de acuerdo con las reivindicaciones anteriores y aplicar a esta señal $s_{l,m}$ el procedimiento de acuerdo con la invención.

Esta acción presenta como ventaja no introducir ninguna pérdida de resolución de distancia.

Complementos de tratamientos

Se pueden considerar unos tratamientos complementarios a partir de una de las estructuras que se han descrito con anterioridad. En particular, se pueden considerar unas técnicas de goniometría de alta resolución que pretenden localizar angularmente todos los emisores de una celda distancia/doppler dada ya sea a partir de estas observaciones $x_m((k+l)T_e)$, $\tilde{x}_m((k+l)T_e)$ o $\tilde{x}_{dm,st}((k+l)T_e)$ asociadas a esta celda distancia/doppler, ya sea a partir de los resultados de correlación de las observaciones con la señal emitida $s(kT_e)$ en unos intervalos sobremúltiplos o submúltiplos de K, es decir a partir de los vectores $\tilde{f}_{xm}S(l.K'T_e)$, K' dividiendo K o K dividiendo K', es el caso de la goniometría con referencia.

En el caso en el que s se conoce, estas técnicas se pueden aplicar tras un filtrado espacial de las observaciones limitado a la celda espacial s.

El procedimiento de acuerdo con la invención se utiliza, por ejemplo, con un sistema de recepción de posición conocida, y frente a unos emisores o unos reflectores en los que están disponibles unas informaciones de sincronización, de posición o de cinemática sobre la emisión o la reflexión de las señales que utiliza la invención, lo que permite deducir de la invención unos datos de tiempo (retardo/distancia) absolutos y unos datos de frecuencia (Doppler velocidad/absoluta) absolutos a partir de los datos relativos que produce el procedimiento de acuerdo con la invención.

De acuerdo con un ejemplo de puesta en marcha, la utilización del procedimiento se duplica en varios sistemas de recepción sincronizados y que se comunican entre sí o con un centro de explotación, para producir unos datos de sincronización, de posición o de cinemática sobre los emisores y reflectores con el fin de obtener unos datos de tiempo y de frecuencia absolutos sobre los emisores y los reflectores.

El procedimiento de acuerdo con la invención se puede utilizar en una de las aplicaciones siguientes: medición de canal de propagación (sondeo), metrología de las redes de radiocomunicación y radiodifusión, demodulación y goniometría de emisores de comunicaciones, radar activo y pasivo, sonar activo, interrogación amigo-enemigo más conocida con el término anglosajón « Identification Friend anf Foe (IFF) ».

De acuerdo con una variante de realización, en el procedimiento se sustituyen, por ejemplo, los vectores de observaciones doplerizados y desplazados temporalmente $x_m((k+l)T_e)$, $\tilde{x}_m((k+l)T_e)$, $x_{m,st}((k+l)T_e)$ o $\tilde{x}_{dm,st}((k+l)T_e)$ respectivamente por unos vectores de observaciones no doplerizados ($m = 0$) y no desplazados temporalmente ($l = 0$) $x(kT_e)$, $\tilde{x}(kT_e)$, $x_{st}(kT_e)$ o $\tilde{x}_{d,st}(kT_e)$, y la señal de referencia $s(kT_e)$ se dopleriza y se escalona temporalmente, es decir se sustituye por $s_m((k+l)T_e) = s(kT_e) \exp[j2\pi m(k+l)/K]$.

El procedimiento de acuerdo con la invención puede constar de las habituales etapas de goniometría (alta resolución u otras) o de goniometría con referencia a partir de las hipótesis retardo-distancia/doppler-cinemático o espacio/retardo-distancia/doppler-cinemático, que comprende la aplicación de una técnica de goniometría clásica o de alta resolución:

- ya sea a partir de las observaciones $x_m((k+l)T_e)$, $\tilde{x}_m((k+l)T_e)$, $x_{m,st}((k+l)T_e)$ o $\tilde{x}_{dm,st}((k+l)T_e)$, asociadas a la distancia/doppler (l, m) energética;
- ya sea a partir de los resultados de correlación con la señal emitida $s(kT_e)$ de las observaciones $x_m((k+l)T_e)$, $\tilde{x}_{m,st}((k+l)T_e)$ o $\tilde{x}_{dm,st}((k+l)T_e)$ en unos intervalos submúltiplos de K;
- en el caso en el que el vector director s se conoce, tras un eventual filtrado espacial de las observaciones limitadas a la celda espacial s.

El dispositivo y el procedimiento de acuerdo con la invención permiten, en particular, medir la propagación, detectar y/o localizar un emisor o reflector fijo o móvil en un sistema que consta de N sensores que reciben unas señales procedentes del emisor o del reflector que constan al menos de un dispositivo que permite la realización de las

etapas del procedimiento.

De acuerdo con una variante de realización, se conoce el vector director del emisor o del reflector y el procedimiento consta de las siguientes etapas:

- 5 • Estimar el vector $\hat{\mathbf{r}}_{xms}(lT_e)$ a partir de las K muestras conocidas, $s(kT_e)$, de la señal emitida y de las K observaciones desplazadas en frecuencias, $x_m((k+l)T_e) = x((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+l)/K]$, $0 \leq k \leq K-1$;
- Estimar la matriz $\hat{\mathbf{R}}_{xm}(lT_e)$ a partir de las K observaciones separadas en frecuencias, $x_m((k+l)T_e) = x((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+l)/K]$, $0 \leq k \leq K-1$:

- Calcular el estadístico suficiente:

10 $\hat{\mathbf{C}}(l, m, K) \triangleq (1 / \hat{\pi}_s) \hat{\mathbf{r}}_{xms}(lT_e)^\dagger \hat{\mathbf{R}}_{xm}(lT_e)^{-1} \hat{\mathbf{r}}_{xms}(lT_e)$ donde $\hat{\pi}_s$ viene definido por (9);

- Calcular el estadístico suficiente

$$\hat{\mathbf{F}}(l, m, s, K) = (1 / \hat{\pi}_s) \frac{|s^\dagger \hat{\mathbf{R}}_{xm}(lT_e)^{-1} \hat{\mathbf{r}}_{xms}(lT_e)|^2}{(s^\dagger \hat{\mathbf{R}}_{xm}(lT_e)^{-1} s) (1 - \hat{\mathbf{C}}(l, m, K))}$$

- Ajustar el umbral de detección para una probabilidad de falsa alarma determinada;
- 15 • Comparar el valor del estadístico $\hat{\mathbf{F}}(l, m, s, K)$ con el umbral de detección fijado y en el caso de que se supere este valor umbral, decretar la detección del reflector en la celda distancia/Doppler (l, m) y la celda espacial \mathbf{s} ;
- Estimar el retardo y la distancia relativos del emisor o del reflector a partir de l ;
- Estimar el Doppler y la velocidad/cinemática con respecto al emisor o reflector a partir de m ;
- Estimar la posición angular del reflector a partir de \mathbf{s} .

Referencias

20 [1] H.L. VAN TREES, "Detection, Estimation and Modulation Theory", Part I, II, III, Wiley and Sons, 1971.
 [2] J. DARRICAUT, "Physique et Théorie du radar", Tomos 1, 2, 3, Editions Sodipe, 1993.
 [3] R. A. MONZINGO, T.W MILLER, "Introduction to adaptive arrays", John Wiley and sons, 1981.
 [4] W. S. BURDIC, "Underwater Acoustic System Analysis", Prentice Hall Sig. Proc. Series, 2ª edición, 1991.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para determinar uno o varios parámetros de la respuesta impulsional de un canal de propagación que implica unos emisores, unos reflectores o unos sensores fijos o móviles, para detectar y para determinar los parámetros de posición y de cinemática de estos emisores y reflectores, en un sistema que consta de N sensores que reciben unas señales procedentes de dichos emisores o de la reflexión en dichos reflectores, con N superior o igual a 2 y que consta al menos de las siguientes etapas:

- Utilizar el acoplamiento del análisis espacial y del análisis retardo-distancia/Doppler-cinemático con el fin de determinar una función de ambigüedad;
- Determinar al menos un estadístico suficiente $\hat{C}(l, m, K)$ correspondiente a la correlación entre la señal conocida $s(kT_e)$ que corresponde a la envolvente compleja de la señal emitida, muestreada en el periodo T_e , considerada en un intervalo de integración de K muestras (índice $k = 0, \dots, K-1$), al cual se le hace experimentar una eventual transformación ligada a las hipótesis sobre las posiciones y cinemáticas de los emisores receptores y reflectores y sobre las fluctuaciones de la propagación, y la salida de un filtro espacial $w(l, m)$, donde l simboliza un conjunto de hipótesis temporales y donde m simboliza un conjunto de hipótesis frecuenciales, que toma en la entrada las observaciones $x_m((k+l)T_e)$, $0 \leq k \leq K-1$, a su vez muestreadas en el periodo T_e , determinar los valores del par (l, m) comparando el valor del estadístico $\hat{C}(l, m, K)$ para el par (l, m) con un valor umbral de detección, **y que se caracteriza porque**, para los casos en los que los parámetros temporales que simboliza l se reducen a un retardo o a una distancia, y donde los parámetros cinemáticos que simboliza m se reducen a un Doppler o a una velocidad relativa, el procedimiento consta al menos de las etapas siguientes:

para cada hipótesis retardo l y cada hipótesis Doppler m , m como índice de las variables x_m y r_{xms} (el tiempo de integración siendo como máximo KT_e , la resolución y el paso de muestreo a Doppler se pueden tomar en $1/KT_e$, y la desviación Doppler estimada es entonces un múltiplo de $1/KT_e$ que se **caracteriza por** el índice $m = 0, \dots, K-1$);

- Estimar el vector $\hat{r}_{xms}(lT_e)$ a partir de las K muestras conocidas, $s(kT_e)$, de la señal emitida y de las K observaciones separadas en frecuencias, $x_m((k+l)T_e) = x((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+l)/K]$, $0 \leq k \leq K-1$, mediante el estadístico:

$$\hat{r}_{xms}(lT_e) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_m((k+l)T_e) s(kT_e)^*$$

- Estimar la matriz $\hat{R}_{x_m}(lT_e)$ a partir de las K observaciones separadas en frecuencias, $x_m((k+l)T_e) = x((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+l)/K]$, $0 \leq k \leq K-1$, mediante el estadístico:

$$\hat{R}_{x_m}(lT_e) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} x_m((k+l)T_e) x_m((k+l)T_e)^\dagger$$

- Calcular el estadístico suficiente:

$\hat{C}(l, m, K) \triangleq (1 / \hat{\pi}_s) \hat{r}_{xms}(lT_e)^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{xms}(lT_e)$ donde $\hat{\pi}_s$ se define por la estimación en el sentido de los menores cuadrados de la potencia media de la señal conocida,

$$\hat{\pi}_s = \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |s(kT_e)|^2 \right]$$

mediante

dicho procedimiento **caracterizándose porque** consta al menos de las etapas siguientes:

- Calcular el estadístico suficiente donde s es el vector director de la señal que procede del emisor o del reflector

$$\hat{F}(l, m, s, K) = (1 / \hat{\pi}_s) \frac{|s^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{x_m s}(lT_e)|^2}{(s^\dagger \hat{R}_{x_m}(lT_e)^{-1} s) (1 - \hat{C}(l, m, K))}$$

- Ajustar el umbral de detección para una probabilidad de falsa alarma dada;
- Comparar el valor del estadístico $\hat{F}(l, m, s, K)$ en el umbral de detección fijado y en el caso de que se supere este valor umbral, decretar la detección del reflector en la celda distancia/Doppler (l, m) y la celda espacial s ;
- Estimar el retardo y la distancia relativos del emisor o del reflector a partir de l ;
- Estimar el Doppler y a velocidad relativas al emisor o del reflector a partir de m ;
- Estimar la posición angular del emisor o del reflector a partir de s .

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** en los casos más complejos,

- 2A) se introduce en la definición de los parámetros temporales, como retardos-posiciones simbolizados por l , en la definición de los parámetros frecuenciales, como Doppler-cinemático, simbolizados por m , y en la de la señal conocida s en cada hipótesis l y m , las variables y las transformaciones de la señal inducidas por los movimientos del emisor, del receptor o del reflector, así como por las fluctuaciones del canal de propagación, que depende de la hipótesis retardo-posición, de la hipótesis Doppler-velocidad relativa, del tiempo de integración del tratamiento, de la banda equivalente de la señal, de la duración equivalente de la señal y de su periodicidad cuando esta es impulsiva durante el tiempo de integración del tratamiento, de la fluctuación del retardo en este tiempo, de la fluctuación del Doppler en este tiempo;
- 2B) se utiliza la señal $s_{l,m}$ que se obtiene a partir de la transformación de s en función de las hipótesis temporales simbolizadas por l y unas hipótesis frecuenciales simbolizadas por m .

3. Procedimiento según la reivindicación 2, **que se caracteriza porque** la fluctuación del retardo es una fluctuación modelizada en el primer orden mediante un tramo temporal.

4. Procedimiento según la reivindicación 2, **que se caracteriza porque** la fluctuación del Doppler se modeliza en el primer orden mediante un tramo Doppler.

5. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 y 2, **que se caracteriza porque** la detección de un emisor o de reflector cuya señal experimenta unas altas interferencias, se utiliza una señal $x'_m((k+l)T_e)$ y una réplica s' en lugar de la señal de entrada $x_m((k+l)T_e)$ y de la réplica original s , la señal $x'_m((k+l)T_e)$ obteniéndose a partir de la señal $x_m((k+l)T_e)$ y la réplica habiéndose obtenido a partir de la réplica original s o de la réplica transformada $s_{l,m}$ por medio de operaciones que hacen que intervengan unos filtros espacio-temporales mejoradores como los siguientes:

5A) para cada emisor que interfiere:

estimación de la respuesta impulsional g_{int} del filtro de propagación del emisor interferente del receptor según una estimación S_{int}^{**} de su señal emitida s_{int} mediante la minimización del criterio

$$\hat{\epsilon}_{int}(l_0, L) \triangleq \frac{1}{L} \cdot \sum_0^{L-1} |x((l_0+l)T_e) - g_{int}^\dagger S_{int,.,l}^{**}|^2$$

considerando la réplica $S_{int}^{**} = (S_{int}^{**}((l_0+l)T_e), S_{int}^{**}((l_0+l+1)T_e), \dots, S_{int}^{**}((l_0+l+L-1)T_e))^T$ que se obtiene o bien mediante el total conocimiento a priori de la señal interferente original, con $S_{int}^{**} = S_{int}$, o bien mediante el conocimiento parcial a priori de la señal interferente original, con $S_{int}^{**} = S_{int}$ en un número K^{**} de muestras en el periodo T_e , o bien mediante la demodulación/ecualización de la señal interferente original mediante cualquier medio habitual para el experto en la materia con $S_{int}^{**} \approx S_{int}$, o considerando la réplica transformada $S_{int,m,l}^{**} = (S_{int,m,l}^{**}((l_0+l)T_e), S_{int,m,l}^{**}((l_0+l+1)T_e), \dots, S_{int,m,l}^{**}((l_0+l+L-1)T_e))^T$ teniendo en cuenta una hipótesis l, m en la posición y la cinemática del emisor que interfiere produciendo S_{int} .

5B) para uno o varios emisores interferentes fijos o de cinemática conocida, y seleccionados en función de su estabilidad en frecuencia y en tiempo;

se introducen en la réplica S_{int} diferentes hipótesis en frecuencia y se utilizan las recurrencias presentes en la réplica con el fin de estimar con precisión en grandes longitudes de integración K las desviaciones en frecuencia y en tiempo en relación con el emisor interferente, se estiman unas derivadas relativas al emisor interferente de los osciladores locales de los mezcladores y de los relojes del sistema de recepción y de muestreo de las señales utilizadas para llevar a cabo la invención.

6. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 5, **que se caracteriza porque** durante la etapa 5B: se actualiza el filtro de propagación g_{int} (etapa 5A) asociado al emisor interferente, y

5 6A) para cada emisor interferente, se ejecuta una convolución de la señal interferente original S_{int} o transformada $s_{intm,l}$ mediante el filtro de propagación g_{int} que está asociado a esta, se sustrae la señal resultante de esta operación en la señal total recibida;
6B) se compensan unas derivadas en frecuencia y en tiempo

10 - ya sea en la señal resultante de $x_m((k+l)T_e)$ tras las operaciones anteriores, con el fin de producir la señal $x'_m((k+l)T_e)$, s manteniéndose sin cambios ($s' = s$);
- ya sea en la señal de réplica que se utiliza en el procedimiento, s de acuerdo con la reivindicación (1) que se convierte de este modo en s' , $s_{m,l}$ de acuerdo con la reivindicación (2) que se convierte de este modo en $s_{m,l}'$;

6C) se ponen en marcha las etapas de acuerdo con la reivindicación 1 con x'_m y s' ;

6D) se ponen en marcha las etapas de acuerdo con la reivindicación 2 con x'_m y $s_{m,l}'$.

15 7. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1, 2 y 5, **que se caracteriza porque** se utiliza un vector de observación $\tilde{x}_m((k+l)T_e) \triangleq [x_m((k+l)T_e)^T, x_m((k+l)T_e)^{\dagger}]^T$ compuesto por el vector de observación y por su compuesto conjugado y **porque** se ponen en marcha las etapas de las reivindicaciones 1 y 2 a partir de $\tilde{x}_m((k+l)T_e)$ en lugar de $x_m((k+l)T_e)$.

20 8. Procedimiento según la reivindicación 7, **que se caracteriza porque** se dispone, además, de una referencia de ruido total y **porque** se ponen en marcha las etapas de la reivindicación 1 y 2 utilizando una estimación de la matriz extendida sola de ruido total, $\hat{R}_{bTm}(lT_e)$, que se obtiene por medio de las muestras de referencia de ruido solo, en lugar de una estimación de la matriz de correlación extendida de las observaciones, $\hat{R}_{x_m}(lT_e)$, donde $\hat{b}_m((k+l)T_e) \triangleq [b_m((k+l)T_e)^T, b_m((k+l)T_e)^{\dagger}]^T$.

25 9. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1, 2, 3, 4 u 8, en el que las señales emitidas son casi rectilíneas tras la desrotación y las interferencias no circulares, o en el que los canales de propagación se escalonan en el tiempo, **que se caracteriza porque** se utilizan unos vectores espacio-temporales desrotados para las modulaciones casi-rectilíneas o no desrotadas para las modulaciones rectilíneas con L tomas temporales $\tilde{x}_{dm,st}((k+l)T_e) \triangleq [\tilde{x}_{dm}((k+(L-1)/2)T_e)T, \dots, \tilde{x}_{dm}((k-(L-1)/2)T_e)T]^T$ si L es impar y $\tilde{x}_{dm,st}((k+l)T_e) \triangleq [\tilde{x}_{dm}((k+L/2)T_e)^T, \dots, \tilde{x}_{dm}((k-L/2)T_e)^T]^T$ si L es par, donde $x_{\sim dm}((k+l)T_e) \triangleq [x_{\sim dm}((k+l)T_e)T, x_{dm}((k+l)T_e)^{\dagger}]^T$,

$$x_{dm}((k+l)T_e) \triangleq x_d((k+l)T_e) \exp[-j2\pi m(k+l)/K],$$

30 $x_d(t)\Delta_j - t/T x(t)$ y T es la duración de símbolo.

10. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1, 2, 3, 6, 7 u 8, **que se caracteriza porque** se dispone de una referencia única de ruido total y porque se ponen en marcha las etapas de la reivindicación 1, 2 o 6 a partir de una estimación de la matriz única de ruido total, $\hat{R}_{bTm}(lT_e)$, que obtiene a través de las muestras de referencia de ruido solo, en lugar de una estimación de la matriz de correlación de las observaciones, $\hat{R}_{x_m}(lT_e)$.

35 11. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1, 2, 3, 6, 7 u 8, en el que el vector director del reflector se conoce para unas señales emitidas rectilíneas y unas interferencias potencialmente no circulares que se **caracteriza** porque consta al menos de las siguientes etapas:

calcular el estadístico suficiente

$$\hat{C}_{nc}(l, m, K) \triangleq (1 / \hat{\pi}_s) \hat{r}_{\tilde{x}_{ms}}(lT_e)^{\dagger} \hat{R}_{\tilde{x}_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{\tilde{x}_{ms}}(lT_e)$$

40 construir una matriz

$$M \triangleq \begin{pmatrix} s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & s^* \end{pmatrix}$$

construir un estadístico $\hat{F}_{nc}(l, m, s, K) = (l/\hat{\sigma}_s)$.

$$\frac{\hat{r}_{\tilde{x}_m s}(lT_e)^{\dagger} \hat{R}_{\tilde{x}_m}(lT_e)^{-1} M [M^{\dagger} \hat{R}_{\tilde{x}_m}(lT_e)^{-1} M]^{-1} M^{\dagger} \hat{R}_{\tilde{x}_m}(lT_e)^{-1} \hat{r}_{\tilde{x}_m s}(lT_e)}{1 - \hat{C}_{nc}(l, m, K)}$$

ajustar el umbral de detección para una probabilidad de falsa alarma dada:

- 5 Comparar el Valor del estadístico $\hat{F}_{nc}(l, m, s, K)$ con el umbral y detectar el emisor o el reflector en la celda distancia/doppler (l, m) y la celda espacial s si se supera el umbral;
 Estimar el retardo y la distancia relativos del emisor o del reflector a partir de l ;
 Estimar el Doppler y la velocidad/cinemática relativas del emisor o del reflector a partir de m ;
 Estimar la posición angular del emisor o del reflector a partir de s .

10 12. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1, 2, 3, 7, 8 o 9 **que se caracteriza porque** se dispone, además, de una referencia de ruido total solo y **porque** se ponen en marcha las etapas de la reivindicación 12 utilizando una estimación de la matriz extendida sola de ruido total, $\hat{A}_{\tilde{b}_m}(lT_e)$, que se obtiene a través de las muestras de referencia de ruido solo, en lugar de una estimación de la matriz de correlación extendida de las observaciones, $\hat{R}_{\tilde{x}_m}(lT_e)$, donde $\hat{b}_m((k+1)T_e) \triangleq [b_m((k+1)T_e)^T, \mathbf{b}_m((k+1)T_e)^{\dagger}]^T$.

15 13. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **que se caracteriza porque** se sustituyen los vectores de observaciones doplerizados y escalonados temporalmente $x_m((k+1)T_e)$, $\tilde{x}_m((k+1)T_e)$, $x_{m,st}((k+1)T_e)$ o $\tilde{x}_{dm,st}((k+1)T_e)$ respectivamente por unos vectores de observaciones no doplerizados $(m = 0)$ y no escalonados temporalmente $(l = 0)$ $x_l(kT_e)$, $\tilde{x}_l(kT_e)$, $x_{st}(kT_e)$ o $\tilde{x}_{d,st}(kT_e)$, y **porque** la señal de referencia $s(kT_e)$ se dopleriza y se escalona temporalmente, es decir se sustituye por $s_m((k+1)T_e) = s(kT_e)\exp[j2\pi m(k+1)/K]$.

20 14. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **que se caracteriza porque** cuando las señales que proceden del emisor, del reflector o de las interferencias son de banda ancha para la red de antenas utilizada, lo que se produce desde el momento en que relaciones B_e/f_0 , o $\pi DB_e/c$ superan un %, donde D es la apertura de la red, B_e la banda equivalente de la señal (considerada como incluida en la banda de recepción), f_0 la portadora de la señal y c la velocidad de propagación, los resultados de los tratamientos a anteriores se degradan, se pueden aplicar las dos variantes de realización siguientes:

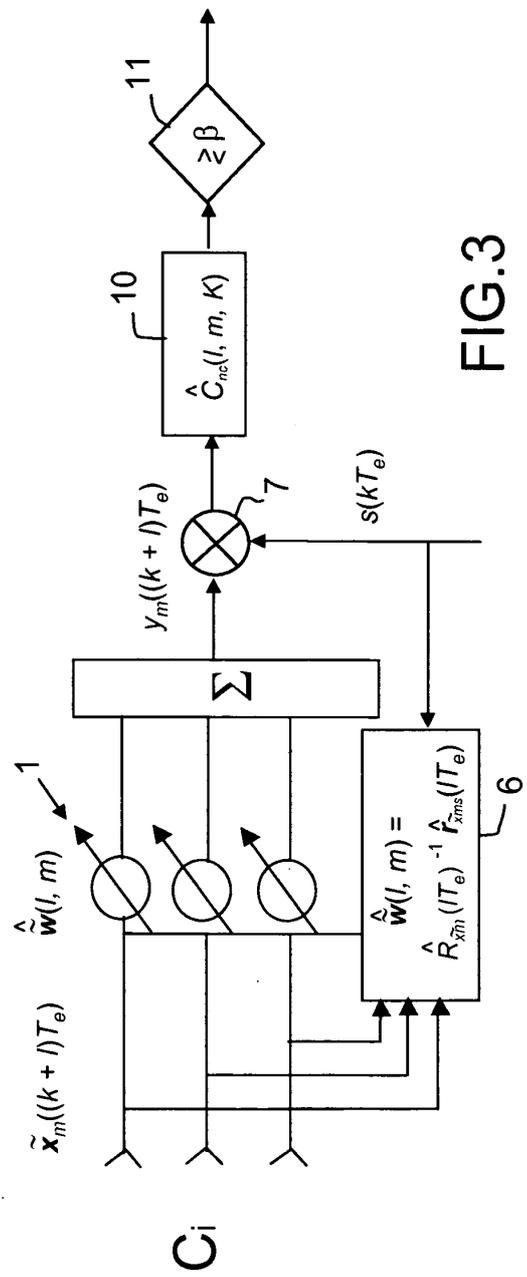
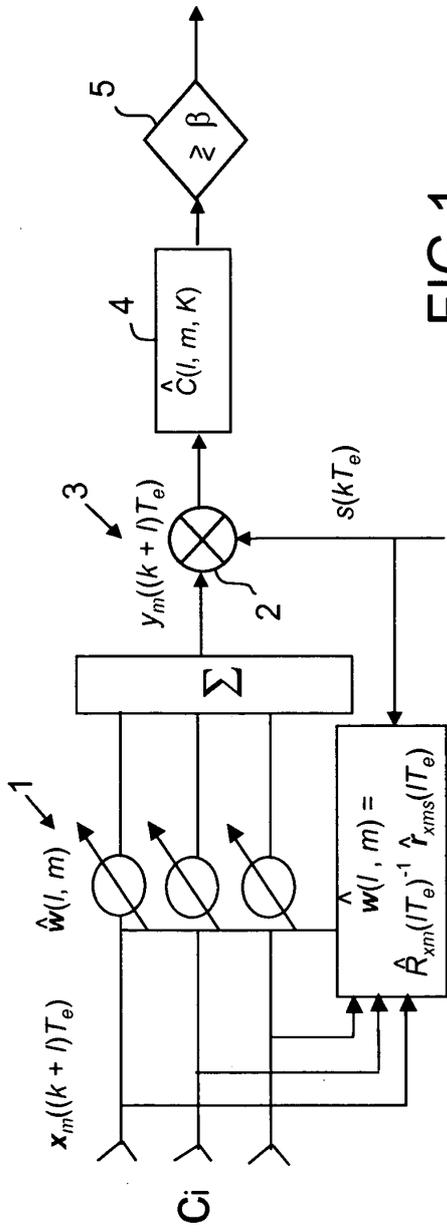
- 25 - Estructuración de la banda de recepción en varias sub-bandas, estrechas para la red; aplicación de los tratamientos objeto de las reivindicaciones anteriores sub-banda por sub-banda.
 - Realización de una estructura de recepción espacio-temporal
- 30 • En el caso en el que la señal ya no es de banda estrecha para la red de sensores ($\pi DB_e/c$ supera un %): sustituir en los vectores espaciales $x_m((k+1)T_e)$ anteriores los vectores espacio-temporales con L tomas temporales: $x_{m,st}((k+1)T_e) \triangleq [x_m((k+(L-1)/2)T_e), \dots, x_m((k-(L-1)/2)T_e)]^T$ si L es impar y $x_{m,st}((k+1)T_e) \triangleq [x_m((k+L/2)T_e), \dots, x_{dm}((k-L/2)T_e)]^T$ si L es par.
- 35 • En el caso en el que la señal sea, además, de banda ancha delante de la portadora (B_e/f_0 superando un %) y en el caso en el que la cinemática del emisor o del reflector necesita tener en cuenta unas deformaciones inducidas sobre la señal de réplica s : introducir en los tratamiento anteriores no solo las variables retardo y Doppler), sino unas variables adicionales en el orden 1 como la compresión retardo y la compresión Doppler en el tiempo de integración K , en el orden 2 como las derivadas temporales de las variables anteriores, etc., escribir la señal $s_{l,m}$ correspondiente a la transformación de la señal original s por las variables temporales (retardo-posición, etc.) simbolizadas por 1 y las variables de frecuencia (Doppler-cinemático, etc.) simbolizadas por m , y utilizar la señal $s_{l,m}$ para poner en marcha las etapas del procedimiento según las reivindicaciones anteriores y aplicar a esta
- 40 señal $s_{l,m}$ el procedimiento según las reivindicaciones precedentes.

45 15. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **que se caracteriza porque** consta de las etapas de goniometría clásicas (alta resolución o de otro tipo) o de goniometría con referencia a partir de las hipótesis retardo-distancia/Doppler-cinemático o espacio/retardo-distancia /Doppler-cinemático, que comprende la aplicación de una técnica de goniometría clásica o de alta resolución:

- 50 • ya sea a partir de las observaciones $x_m((k+1)T_e)$, $\tilde{x}_m((k+1)T_e)$, $x_{m,st}((k+1)T_e)$ o $\tilde{x}_{dm,st}((k+1)T_e)$ asociadas a la distancia/Doppler (l, m) energética;
 • ya sea a partir de los resultados de correlación con la señal emitida $s(kT_e)$ de las observaciones $x_m((k+1)T_e)$, $\tilde{x}_m((k+1)T_e)$, $x_{m,st}((k+1)T_e)$ o $\tilde{x}_{dm,st}((k+1)T_e)$ en unos intervalos submúltiplos de K ;
 • en el caso en el que se conoce el vector director s , tras un eventual filtrado espacial de las observaciones

limitadas a la celda espacial s.

- 5 16. Dispositivo que permite medir la propagación, detectar y/o localizar un emisor o reflector fijo o móvil en un sistema que consta de N sensores que reciben unas señales procedentes del emisor o del reflector **que se caracteriza porque** consta al menos de un dispositivo adaptado para ejecutar una etapa del procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 15.



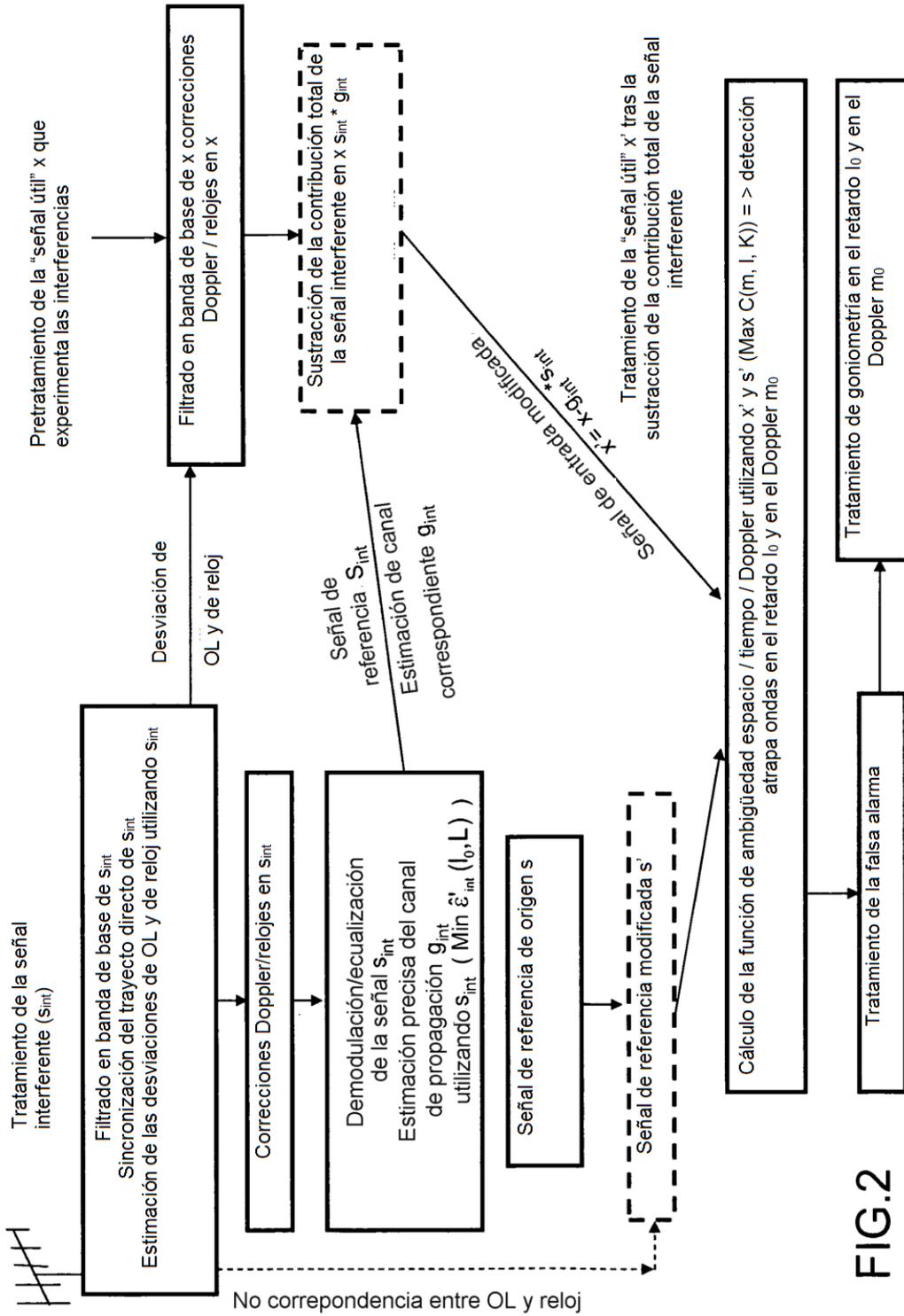


FIG.2

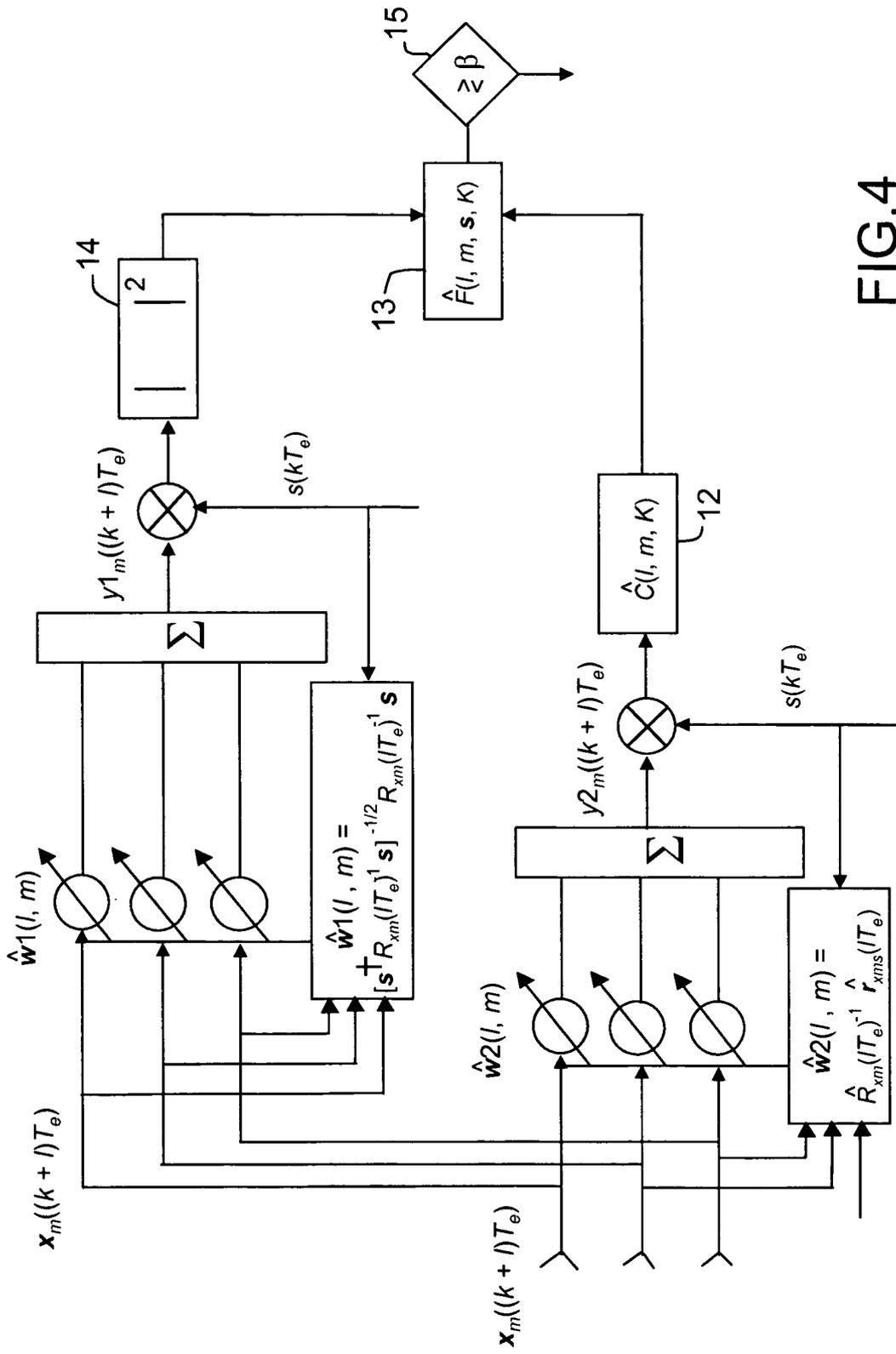


FIG.4