



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 355 988**

51 Int. Cl.:
G01S 13/90 (2006.01)
G01S 7/36 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07107812 .5**
96 Fecha de presentación : **09.05.2007**
97 Número de publicación de la solicitud: **1855125**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **14.11.2007**

54 Título: **Procedimiento de filtrado de las señales de interferencia para una antena móvil multicanal.**

30 Prioridad: **12.05.2006 FR 06 04238**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.04.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.04.2011

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

72 Inventor/es: **Broussolle, Joan;**
Savy, Laurent y
Montecot, Marc

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 355 988 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

La presente invención se refiere a un procedimiento de filtrado de las señales de interferencia para una antena móvil multicanal. Esta se aplica, por ejemplo, en el ámbito de las imágenes SAR.

5 Embarcado a bordo de una aeronave, un radar que funciona en modo SAR, de acuerdo con la expresión anglosajona «Synthetic Aperture Radar», suministra una imagen bidimensional de la superficie que muestra claramente la configuración de las instalaciones. La forma de onda SAR es una forma de onda coherente adaptada a la recepción de las señales retro dispersadas por la superficie. La imagen final refleja la potencia retro dispersada, la cual
10 depende del tipo del terreno. Es de hecho una cartografía del coeficiente de retro difusión electromagnética de la superficie. Para construir la imagen final, se asocia una escala de potencia a una paleta de color, generalmente del negro al blanco pasando por todos los matices de gris o de verde por ejemplo, correspondiendo un matiz de color a un nivel de potencia. Por ejemplo, una señal reflejada por el asfalto se devuelve con poca potencia y
15 puede asociarse al color negro. Una señal reflejada por un material metálico se devuelve con mucha potencia y puede asociarse al color blanco.

El tratamiento SAR se basa en un análisis Doppler de la señal que permite alcanzar una muy fina resolución siguiendo el eje transversal a la dirección que une el centro de fase de la antena al centro de la zona de la imagen. De hecho, para obtener la misma resolución usando
20 únicamente la selectividad angular de la antena, sería necesaria una anchura de antena inmensa haciéndola totalmente inadecuada para las aplicaciones aeroportuarias. Una antena que funciona en modo SAR es entonces equivalente a una inmensa antena virtual que funcionaría del modo convencional, de ahí la denominación anglosajona de «Synthetic Aperture Radar».

25 Los modos radar SAR son especialmente sensibles a las interferencias. En efecto, para garantizar unas resoluciones finas, el tiempo de iluminación del radar y la banda emitida son importantes, dejando un tiempo suficiente a un perturbador para generar una señal de ruido cuyo espectro esté comprendido en la banda de frecuencia utilizada. Un perturbador es un dispositivo de escucha y de emisión de ondas electromagnéticas. Cuando este recibe señales
30 que reconoce como emitidas por un radar, emite unas señales sensadas con la misma frecuencia portadora para parasitar la retro difusión de las señales recibidas. De este modo, el radar recibe las señales emitidas por el perturbador y las interpreta como sus propios impulsos retro dispersados. Pero su tratamiento numérico no lleva a unos datos que se puedan utilizar. Por ejemplo, en el caso de un radar que funcione en modo SAR y esté expuesto a un
35 perturbador, la imagen se vuelve carente todo contraste, totalmente monocroma en verde por

ejemplo, y no permite distinguir ninguna instalación en la superficie.

Ya existen procedimientos que permiten filtrar las señales recibidas por el radar al tiempo que minimizan el efecto de las señales parásitas de interferencia. Por ejemplo, en los modos radares aire/aire que poseen una antena de recepción con numerosos canales, se aplican algoritmos basados en la técnica de Oposición de los Lóbulos Secundarios (OLS). La técnica OLS consiste en calcular un único filtro, combinación lineal de los múltiples canales de recepción disponibles, al tiempo que se minimiza la potencia de ruido de interferencia.

La figura 1 ilustra mediante una vista en perspectiva un ejemplo de antena bidimensional multicanal que puede utilizarse en modo SAR. Varios sensores 2 están ubicados en una antena 1. Estos están espaciados de manera regular con una distancia d_x sobre un eje (O, x) y con una distancia d_y sobre un eje (O, y), estando los ejes (O, x) y (O, y) en el plano de la antena 1. Un canal de recepción espacial de la antena 1 se corresponde con uno de los sensores 2 y al conjunto de los elementos del sistema de conexión que lo unen a un receptor final. Por extensión, un canal de recepción se compara con las señales percibidas por el sensor y que circulan por los elementos del sistema de conexión asociados hasta el receptor final. Nunca dos canales son exactamente iguales, en particular a cada uno de los canales le corresponde un parámetro de ganancia específico. La ganancia de un canal también está en conformidad con la dirección de llegada de la señal.

En efecto, si se considera una antena con N canales espaciales, para un perturbador procedente de la dirección u_b y una señal útil procedente de la dirección u_u , la señal Z_n en un canal n en un instante determinado se escribe de acuerdo con la ecuación (1):

$$Z_n = \alpha S_n(\vec{u}_u) + \beta S_n(\vec{u}_b) + n_{0n} \quad (1)$$

Siendo:

- α : amplitud compleja de la señal útil;
- β : amplitud compleja de la señal de interferencia;
- U_u : dirección de llegada de la señal útil;
- U_b : dirección de llegada del perturbador;
- n_{0n} : ruido térmico en el canal n;
- $S_n(\vec{u}_u)$: ganancia del canal n en la dirección u_u ;
- $S_n(\vec{u}_b)$: ganancia del canal n en la dirección u_b .

A la ecuación (1) válida para un único canal le corresponde la ecuación vectorial (2) que describe la señal Z en el conjunto de los canales, gracias a un vector Z de dimensión N:

$$Z = \alpha S(\vec{u}_u) + X \quad (2)$$

En la ecuación (2), X es un vector que representa la suma del ruido térmico y del ruido de interferencia. El vector de tensión $S_n(\vec{u}_u)$ caracteriza la ganancia de los diferentes canales en la dirección U_u de la señal útil y α es la amplitud compleja de la señal útil.

5 El principio de varios métodos conocidos anti-interferencias, en especial la técnica OLS, es aplicar un único filtro a la señal Z de tal modo que se minimice la potencia media del ruido X por combinación lineal. El tratamiento OLS plantea la hipótesis de que la señal útil procede de una dirección única en el centro del lóbulo de antena. Un filtro es la información de una matriz w de dimensión $1 \times N$. Aplicar el filtro w al vector Z consiste en calcular el producto $w^H Z$, donde w^H designa la matriz transpuesta y conjugada de w , habiéndose seleccionado a w de tal modo
10 que minimice la potencia media del ruido en la salida $E w^H X^2$ por combinación lineal en el producto $w^H Z$, E designando la esperanza matemática. El diagrama de radiación correspondiente al canal espacial virtual realizado por la combinación lineal asociada a w es máximo en la dirección u_u y mínimo en la dirección u_b del perturbador. En este diagrama de radiación la posición del centro negativo que anula el ruido de interferencia depende de la
15 dirección desconocida de llegada de este. Esa es la razón por la que comúnmente se dice que « w realiza una formación de haz adaptativa». Si la dirección de la señal útil u_u está cerca de la dirección u_b del perturbador, el diagrama de radiación correspondiente a la formación de haz presentará un máximo en la dirección u_b del perturbador, haciendo que la mitigación de interferencia sea totalmente ineficaz con el filtro w .

20 De este modo, un algoritmo de mitigación de interferencias del tipo de la técnica OLS, basado en un único filtro aplicado al conjunto de la escena observada, no se muestra satisfactorio más que para perturbadores desapuntados, es decir, que se recibe fuera del lóbulo principal, en los lóbulos secundarios de la antena. Ahora bien, un perturbador situado en el lóbulo principal de la antena es altamente factible desde un punto de vista operacional,
25 especialmente en el ámbito de las imágenes SAR. En efecto, los perturbadores intencionales se colocan cerca de las zonas de terreno a ocultar para optimizar su balance de potencia y se sitúan por consiguiente muy probablemente en el lóbulo principal de la antena. El procedimiento de filtrado de acuerdo con la invención se propone reducir los inconvenientes de estas técnicas de filtrado por combinación lineal de los canales, de las que toma sin embargo el
30 principio de base.

En un artículo titulado «Interrelated problems in space-time processing for SAR and ISAR» (IEE Proceedings: Radar, Sonar & Navigation – Vol. 145, Nº 5 – Octubre 1998), R. Klemm divulga un método de anulación de las señales de interferencia para un radar que funciona en modo SAR.

35 El procedimiento de acuerdo con la invención se propone aplicar varios filtros a la

escena observada, cada filtro realizando una combinación lineal de las señales recibidas en los diferentes canales. Cada filtro se adapta a una zona específica de la escena observada mediante la utilización de las ganancias de los canales en la dirección correspondiente a la zona en cuestión para calcular los coeficientes de la combinación lineal. Pero en el caso de una antena multicanal en un portador móvil, la aplicación de un procedimiento de este tipo plantea algunas dificultades. En efecto, con el movimiento del portador las ganancias de los canales cambian incluso en una zona precisa de la escena observada y las diferencias de conectividad entre los canales parasitan las señales a combinar en la entrada del receptor final. En consecuencia, la señal de ruido no es estacionaria y no está correlacionada en el espacio con el conjunto de la banda y el tiempo de iluminación. De este modo, la señal que combina los canales no está correctamente dissociada del ruido de interferencia. Tras tratamiento numérico, no se pueden sacar utilizar de los datos.

La invención tiene en particular como objetivo reducir las dificultades ya comentadas y ofrece un método que permite eliminar de forma eficaz el componente de ruido de interferencia en cada una de las zonas de la escena observada. A este efecto, la invención tiene como objeto un procedimiento de filtrado de las señales de interferencia para una antena móvil multicanal. Consta de una fase de división en bloques temporales de las señales recibidas en cada uno de los canales. La duración de los bloques es tal que la dirección según la cual se recibe una señal por los diferentes canales pueda considerarse como constante dentro de un bloque temporal. El procedimiento consta también de una fase de división de los bloques temporales en sub-bandas de frecuencia. Las sub-bandas frecuenciales son lo suficientemente estrechas como para que las distorsiones diferenciales entre los canales sean irrelevantes dentro de una sub-banda. También consta de una fase de cálculo de la matriz de autocorrelación del ruido en cada una de las sub-bandas de frecuencia. Consta de una fase de estimación de la ganancia de cada canal en unas direcciones (u) que corresponden a una división en zonas de la escena observada con un paso angular. Cada zona se asocia a una dirección constante en cada uno de los bloques temporales y de las sub-bandas frecuenciales. El procedimiento consta finalmente de una fase de filtrado por combinación lineal de las señales recibidas en los diferentes canales en cada una de las zonas, para cada uno de los bloques temporales y cada una de las sub-bandas de frecuencia. Cada combinación lineal depende de la matriz de autocorrelación del ruido propio en la sub-banda de frecuencia considerada y depende de los valores de ganancias de los canales en la dirección correspondiente a la zona considerada. Cada combinación lineal permite anular el componente de interferencia en la dirección correspondiente a la zona considerada.

De una forma ventajosa, la duración de los bloques temporales en cada uno de los

canales puede determinarse de manera que, en un bloque temporal, la variación del ángulo de incidencia del ruido de interferencia no sobrepase un umbral predeterminado alrededor del ángulo de ganancia máximo de la antena.

5 También de forma ventajosa, las direcciones que corresponden a una división en zonas de la escena observada pueden obtenerse mediante división en zonas de una imagen distancia radial – frecuencia Doppler de la escena observada.

En un modo de realización, las combinaciones lineales que permiten anular el componente de interferencia pueden obtenerse por el método de máxima verosimilitud o incluso por el método de minimización con restricciones.

10 Las matrices de autocorrelación del ruido pueden calcularse en zona clara y en zona de interferencia estacional.

La separación angular entre las direcciones que corresponden a una división en zonas de la escena observada puede garantizar que el ruido de interferencia se recibe con una potencia inferior a 10 veces la potencia del ruido térmico en al menos una de las direcciones.

15 La invención tiene además como principales ventajas que permite tener una imagen con mitigación de interferencias del conjunto de la escena observada con una calidad de imagen uniforme sea cual sea la dirección de llegada de las señales de interferencia. Incluso en las zonas en que ya se habían mitigado correctamente las interferencias mediante los antiguos métodos, la calidad de la imagen es mejor. Por otra parte, el procedimiento de acuerdo con la
20 invención puede aplicarse mediante la simple actualización de software de los sistemas de imágenes SAR actuales, sin ninguna puesta a punto material. En efecto, los procesadores utilizados de ahora en adelante están completamente adaptados a la carga adicional de cálculo provocada por el procedimiento de acuerdo con la invención.

Otras características y ventajas de la invención se irán mostrando a lo largo de la descripción que viene a continuación realizada en referencia a los dibujos anexos que
25 representan:

- la figura 1, mediante una vista en perspectiva, ilustra un ejemplo de antena bidimensional multicanal que se puede utilizar en modo SAR;
- la figura 2, mediante un cuadro sinóptico, ilustra algunas fases posibles del procedimiento
30 de acuerdo con la invención;
- la figura 3, mediante una vista de perfil, ilustra un ejemplo de antena bidimensional multicanal que se puede utilizar en modo SAR.

La figura 2 ilustra mediante un cuadro sinóptico las fases posibles del procedimiento de acuerdo con la invención.

35 El procedimiento de acuerdo con la invención consta en particular de una fase 10 de

división en bloques temporales de las señales recibidas en cada uno de los canales. La duración de los bloques es tal que la dirección según la que se recibe una señal en los diferentes canales pueda considerarse como constante dentro de un bloque temporal.

5 Para una antena aeroportuaria y para un perturbador fijado al suelo, las ganancias con las que se capta el ruido de interferencia por los diferentes canales de recepción de la antena varían a lo largo del tiempo con el ángulo de incidencia del perturbador. Como se muestra a continuación, el procedimiento de acuerdo con la invención se propone calcular el ruido, mediante su matriz de autocorrelación, en unos sub-bloques temporales limitados en términos de frecuencias, es decir, con una duración que no engloba más que una parte de los impulsos emitidos por el radar. Los bloques temporales deben ser lo suficientemente cortos como para conservar la estacionalidad del perturbador durante el cálculo de la matriz de autocorrelación del ruido, pero lo suficientemente largos como para conservar la agudeza angular en dirección del centro negativo de anulación del perturbador en la formación adaptativa de haz. En este caso, puede demostrarse mediante un simple razonamiento que el número de impulsos radar T_t^F en un bloque temporal debe respetar la siguiente doble inecuación (3):

$$\frac{\pi \lambda F_c}{v_{sen} (G_0) \cos(S_0) \theta_{3dB} C_{pond}} \leq T_t^F \leq \frac{\theta_{3dB}}{N_2 \Omega} F_c \quad (3)$$

Siendo:

- λ : longitud de onda de los impulsos radar emitidos;
- F_c : frecuencia de recurrencia del radar;
- 20 v : velocidad horizontal del centro de fase de la antena;
- G_0 : ángulo de puntería en dirección del centro de la zona en imagen;
- S_0 : ángulo de puntería en elevación del centro de la zona en imagen;
- θ_{3dB} : apertura angular de la antena en 3dB;
- C_{pond} : un coeficiente dependiente de la ponderación utilizada por la FFT que permite medir el
- 25 Doppler;
- N_2 es un coeficiente determinado empíricamente: $N_2 = 15$;
- Ω es la velocidad de desplazamiento angular de la antena para un punto de la superficie.

En modo SAR, todos los términos de la doble inecuación (3) se conocen a priori. Además, conociendo la frecuencia de recurrencia F_c del radar SAR y, por consiguiente, el tiempo entre los impulsos, la duración de los bloques temporales se deduce inmediatamente gracias a T_t^F . En la duración de los bloques temporales, a pesar del movimiento del portador, las ganancias con las que se capta el ruido de interferencia por los diferentes canales de recepción de la antena pueden considerarse constantes.

El procedimiento de acuerdo con la invención consta también de una fase 11 de división

de los bloques temporales en sub-bandas de frecuencia. Las sub-bandas frecuenciales son lo suficientemente estrechas como para que las distorsiones diferenciales entre los canales sean irrelevantes dentro de una sub-banda.

5 Las distorsiones diferenciales corresponden a las diferencias de respuesta impulsional entre los canales para una misma señal percibida. Estas se derivan de diferentes causas físicas: diferencias en el nivel de filtros analógicos, diferencias de distancia entre los centros de fase de los canales espaciales, dispersiones angulares variables o incluso diferencias de trayectos en los circuitos de hiperfrecuencia. El efecto de las perturbaciones generadas por estas distorsiones aumenta con la banda frecuencial de la señal. En particular, estas perturban
10 el cálculo de las matrices de autocorrelación del ruido y en consecuencia alteran la eficacia del algoritmo de mitigación de interferencia.

El procedimiento de acuerdo con la invención propone dividir la banda total de la señal en sub-bandas de frecuencia más estrechas y calcular una matriz de autocorrelación del ruido en cada una de las sub-bandas de frecuencia. En adelante, el número de sub-bandas se
15 denomina $N_{S/banda}$. El número $N_{S/banda}$ se encuentra limitado a la vez por el número de muestras N_{mue} necesarias para el cálculo de la matriz de autocorrelación del ruido en zona clara y por la agudeza angular del algoritmo de mitigación de interferencias. En efecto, si el número de sub-bandas $N_{S/banda}$ es muy alto, la resolución a distancia de cada sub-banda corre el riesgo de volverse menos fina que la resolución δD_{ini} necesaria para la conservación de la agudeza
20 angular del centro negativo del diagrama de radiación en elevación del algoritmo de mitigación de interferencias. El beneficio buscado al limitar la banda de frecuencia instantánea sería entonces anulado por la pérdida provocada por el muestreo excesivamente amplio en vectores de fuerza. Esta doble condición se expresa por dos inecuaciones que se combinan fácilmente en la siguiente formulación (4):

$$25 \quad N_{S/banda} < \min \left(\frac{D_0}{\tan(S_0)}, \frac{\theta_{3dB}}{2\pi \delta D_{ini}}, \frac{N_{clara}}{N_{mue}} \right) \quad (4)$$

Siendo:

$N_{S/banda}$: número de sub-bandas;

S_0 : ángulo de puntería en elevación del centro de la zona en imagen;

D_0 : distancia al centro de la zona en imagen;

30 θ_{3dB} : apertura angular de la antena a 3dB alrededor de su ganancia máxima;

δD_{ini} : resolución distancia antes de la división en sub-bandas;

N_{clara} : número de muestras contenidas en la zona clara;

N_{mue} : número de muestras de ruido necesarias para calcular correctamente la matriz de autocorrelación.

El procedimiento de acuerdo con la invención consta también de una fase 12 de cálculo de la matriz de autocorrelación del ruido. Se calcula una matriz en cada sub-banda de cada bloque temporal.

5 Esta matriz se calcula a partir de N_{mue} muestras de vector ruido (X_i). Para ello, en primer lugar es imprescindible aislar una zona clara en cada canal dentro de la propia señal radar de cada sub-banda de cada bloque temporal. Una zona clara es una zona de señal carente de señal útil y en la que únicamente están presentes ruido térmico y ruido de interferencia si un perturbador emite y únicamente se compone de ruido térmico si no hay un perturbador. La señal de interferencia contenida en la zona clara debe además ser estacionaria, condición
10 garantizada por la división en sub-bloques temporales. A continuación, la matriz de autocorrelación del ruido se deduce de forma simple de la siguiente relación (5):

$$\hat{\Gamma} = \frac{1}{N_{mue}} \sum_{i=1}^{N_{ech}} X_i X_i^H \quad (5)$$

El procedimiento de acuerdo con la invención consta también de una fase 13 de cálculo de la ganancia de cada canal en las direcciones que corresponden a una división en zonas de
15 la escena observada con un paso angular. Cada zona se asocia a una dirección constante en cada uno de los bloques temporales y de las sub-bandas frecuenciales.

La señal SAR global procede de una multitud de direcciones u_j . De este modo, una señal SAR nombrada Z recibida por un único canal puede escribirse de acuerdo con la siguiente ecuación vectorial (6):

$$Z = \sum_j \alpha_j S(\vec{u}_j) + X \quad (6)$$

20 En la ecuación (6), el vector X representa la suma del ruido térmico y del ruido de interferencia. Un término $S(\vec{u}_j)$ se denomina vector de fuerza en la dirección u_j y caracteriza la ganancia del canal de recepción considerado en la dirección u_j . Un término α_j caracteriza la amplitud de la señal en la dirección u_j . La dirección u_u introducida por la relación (1) es un
25 caso particular que equivale a una dirección u_j .

Como se explica a continuación, para minimizar las interferencias de la señal SAR, el procedimiento de acuerdo con la invención se propone en particular realizar una combinación lineal de los canales en ciertas direcciones u_j de tal manera que se minimice el componente de ruido X. El modo de realización que se presenta aquí se propone utilizar un filtro óptimo w,
30 conocido además por los métodos clásicos, y que tiene la propiedad de anular el ruido. El filtro óptimo w en la dirección u_j viene determinado por:

$$w(\vec{u}_j) = \frac{\hat{\Gamma}^{-1} S(\vec{u}_j)}{S^H(\vec{u}_j) \hat{\Gamma}^{-1} S(\vec{u}_j)},$$

donde $\hat{\Gamma}_i$ viene determinado por la relación (5), que representa la matriz de autocorrelación del ruido X , E designando la esperanza matemática y H designando el vector conjugado transpuesto. Pero la aplicación de un filtro w de este tipo plantea numerosas dificultades.

5 Para la señal SAR, un método permite asociar a un pixel de la imagen distancia-Doppler de la escena observada una dirección u (Δg , Δs) en la referencia de la antena cuyo origen está en el centro de fase O de la antena y al que soporta el eje de puntería de la antena (como se ilustra en la figura 1). La imagen distancia-Doppler es la representación de los puntos del suelo en una referencia en la que la abscisa representa la distancia al punto y la ordenada representa
 10 la frecuencia Doppler del punto. De este modo, un punto del suelo, por consiguiente un pixel de la imagen cuando se tiene en cuenta la resolución SAR, se representa en la imagen distancia-Doppler mediante un par (D, f) en el que D es una distancia y f es una frecuencia de Doppler. Cada pixel (D, f) es de este modo apuntado por una dirección u (Δg , Δs) en la referencia de la antena.

15 En efecto, un desajuste Δf_d en frecuencia Doppler con respecto a la frecuencia Doppler del punto central se corresponde, en primer lugar, con un desajuste Δg en dirección en la referencia de la antena.

El desajuste Δg viene determinado por:

$$\Delta g \approx \frac{\lambda}{2v \sin(G_0)} \Delta f_d \quad (7)$$

20 Siendo:

v : velocidad horizontal del centro de fase de la antena;

G_0 : ángulo de puntería en dirección del centro de la zona en imagen.

Ahora bien, en modo SAR, el ángulo de dirección G_0 del punto central de la zona en
 25 imagen se conoce a priori, del mismo modo que la velocidad del portador. De este manera, el ángulo de dirección Δg en la referencia de la antena puede calcularse para cada punto de la imagen distancia-Doppler.

Del mismo modo, un desajuste ΔD en distancia con respecto a la distancia del punto central de la imagen se corresponde con un desajuste ΔS en elevación en la referencia de la
 30 antena. El desajuste Δs viene determinado por:

$$\Delta s = -\frac{\tan(S_0)}{D_0} \Delta D \quad (8)$$

Siendo:

S_0 : ángulo de puntería en elevación del centro de la zona en imagen,

D_0 : distancia al centro de la zona en imagen.

5 Ahora bien, en modo SAR, el ángulo de elevación S_0 del punto central de la zona en imagen así como su distancia a la antena D_0 se conocen a priori. De este modo, el ángulo de elevación ΔS en la referencia de la antena puede calcularse para cada punto de la imagen distancia-Doppler.

10 Finalmente, en la referencia de la antena dirigida por el eje de puntería, la dirección (más precisamente los ángulos de elevación y de dirección) del pixel correspondiente a un desajuste Δf_d en frecuencia Doppler con respecto a la frecuencia Doppler del punto central de la imagen distancia-Doppler y a un desajuste ΔD en distancia con respecto a la distancia del punto central de la imagen distancia-Doppler se expresa de forma muy simple mediante la siguiente relación:

$$\begin{pmatrix} \Delta g \\ \Delta s \end{pmatrix} = \Lambda \begin{pmatrix} \Delta f_d \\ \Delta D \end{pmatrix} \text{ siendo } \Lambda = \begin{pmatrix} \frac{\lambda}{2v \sin(G_0)} & 0 \\ 0 & -\frac{\tan(S_0)}{D_0} \end{pmatrix} \quad (9)$$

15 Conociendo por la relación (9) la dirección u en la referencia esférica centrada en la antena y dirigida por el eje de puntería correspondiente a cada pixel de la imagen distancia-Doppler, todavía queda por determinar la ganancia de cada uno de los canales de estas direcciones para calcular el filtro w .

20 Conociendo por la relación (9) la dirección y la elevación de la señal SAR correspondiente a un pixel de la imagen distancia-Doppler, también es necesario conocer la distancia entre los diferentes canales para deducir la ganancia en la dirección u . Como se ilustra en la figura 1, los canales están por ejemplo separados por una distancia d_x según el eje (O, x) y por una distancia d_y según el eje (O, y) . El vector de fuerza $S_{m,n}(\Delta g, \Delta s)$, con $(\Delta g, \Delta s)$
 25 determinado por la relación (9), del m -ésimo canal en el eje (O, x) y del n -ésimo canal en el eje (O, y) según la dirección u de un pixel, que caracteriza la ganancia del canal de línea m y columna n en la dirección u , se expresa por las siguientes relaciones (10), (11) y (12):

$$\vec{k}_{m,n} = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{pmatrix} m d_x \\ n d_y \\ 0 \end{pmatrix} \text{ y } \vec{u} = \begin{pmatrix} \text{sen}(\Delta s) \\ \cos(\Delta s) \text{sen}(\Delta g) \\ \cos(\Delta s) \cos(\Delta g) \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$S_{m,n}(\vec{u}) = \exp(j \vec{k}_{m,n} \bullet \vec{u}) \quad (11)$$

$$S_{m,n}(\Delta g, \Delta s) = \exp\left(\frac{2j\pi}{\lambda} [m d_x \text{sen}(\Delta s) + n d_y \cos(\Delta s) \text{sen}(\Delta g)]\right) \quad (12)$$

Siendo:

m y n: índices respectivos de línea y de columna que caracterizan un canal;

$k_{m,n}$: posición de un canal referenciado por los índices m y n;

5 d_x y d_y : distancia respectiva entre las líneas y las columnas de los canales;

λ : longitud de onda de los impulsos emitidos;

$u(\Delta g, \Delta s)$: dirección del pixel,

$S_{m,n}(u) = S_{m,n}(\Delta g, \Delta s)$: ganancia del canal de línea m y columna n en la dirección u.

10 Sin embargo, no es necesario aplicar un vector de fuerza a cada pixel de la imagen, porque la minimización de interferencias resulta ineficaz en una zona angular alrededor del perturbador.

Se trata de determinar un filtro w_i en cada una de las direcciones u_i . Pero entre la infinidad de direcciones de las que proviene la señal, es preciso retener algunas direcciones de llegada u_i , correspondiendo esas direcciones a las componentes u_i de la señal SAR global expresada por la relación (6).

15 Queda por calcular la separación angular entre los vectores de fuerza y, por consiguiente, el número de vectores de fuerza.

La figura 3 ilustra, mediante una vista de perfil, el mismo ejemplo de antena bidimensional multicanal que se puede utilizar en modo SAR que la figura 1. La antena 1 es de longitud L y consta de N canales de recepción idénticos separados por una distancia d igual. La distancia d puede asimilarse a la distancia d_x o a la distancia d_y de la figura 1 según el perfil considerado. Por ejemplo, habiéndose determinado un vector de fuerza u, puede considerarse calcular la separación angular $\Delta\theta$ entre este vector de fuerza y una dirección de llegada del perturbador a partir de la cual la potencia P_b del perturbador en la dirección en cuestión se vuelve inferior a 10 veces la potencia de ruido térmico. Según el perfil considerado, θ se puede asimilar a una elevación Δs o a una dirección Δg . En efecto, la experiencia demuestra

25

que si la potencia de interferencia no excede de 10 decibelios por encima del ruido térmico, la imagen SAR conserva algo de contraste en muchos casos. De este modo, partiendo de la inecuación $P_b < 10\sigma_0^2$, donde σ_0^2 es la potencia de ruido térmico, tenemos inmediatamente la inecuación (13):

$$\Delta\theta > \frac{1}{2\pi} \frac{\lambda}{L} \quad (13)$$

5

Siendo:

λ : longitud de onda de los impulsos emitidos;

L: anchura de la antena.

De este modo, una discretización de las direcciones de llegada con un paso en elevación y en dirección $\Delta\theta$ que verifica la inecuación (13) permite la aplicación del procedimiento de acuerdo con la invención. A continuación, al número de vectores de fuerza que constituyen la discretización de las direcciones se le llamará N_v . En particular, las ganancias de los canales se calculan respectivamente para cada uno de los N_v vectores de la discretización gracias a las relaciones (5) y (13).

El procedimiento de acuerdo con la invención consta también de una fase 14 de filtrado por combinación lineal de las señales recibidas en los diferentes canales en cada una de las zonas. Para cada uno de los bloques temporales y cada una de las sub-bandas de frecuencia, cada combinación lineal depende de la matriz de autocorrelación del ruido limpio en la sub-banda de frecuencia considerada y depende de los valores de ganancias de los canales en la dirección correspondiente a la zona considerada. Cada combinación lineal permite anular el componente de interferencia en la dirección correspondiente a la zona considerada.

Como se ha explicado anteriormente, un principio del procedimiento de minimización de las interferencias de acuerdo con la invención consiste en aplicar un filtro específico $w(\vec{u}_j)$ en cada una de las direcciones \vec{u}_j , de tal manera que se minimice por combinación lineal la potencia media del ruido. Por ejemplo, la expresión formal del filtro óptimo en la dirección

$$w(\vec{u}_j) = \frac{\hat{\Gamma}^{-1} S(\vec{u}_j)}{S^H(\vec{u}_j) \hat{\Gamma}^{-1} S(\vec{u}_j)}$$

descrito anteriormente puede conseguirse mediante el método de minimización con restricciones o mediante el método de máxima verosimilitud (método idéntico para un ruido gaussiano), por otra parte conociéndose bien estos métodos. Pero pueden considerarse otros filtros obtenidos por otros métodos.

En cada uno de los bloques temporales descritos anteriormente, se trata de calcular tantos filtros w como direcciones u_j y sub-bandas de frecuencia hay. El número de filtros w (\vec{u}_j) en el interior del bloque temporal es por lo tanto igual a $N_v \times N_{S/banda}$. Se deducen fácilmente de las fases anteriores, a lo largo de las cuales se han seleccionado las direcciones u_j , se han calculado los vectores de fuerza asociados $S(\vec{u}_j)$ así como las matrices de autocorrelación del ruido Γ para cada una de las sub-bandas de frecuencia de cada bloque temporal.

De este modo, el procedimiento de filtrado de acuerdo con la invención ya no propone un único filtro en particular, sino un juego de filtros, estando cada filtro en particular bien adaptado a la dirección en la que se utiliza. En caso de sobrevuelo de un perturbador, únicamente uno solo de los filtros entre varios no resultará eficaz, el asociado a un intervalo de direcciones que contiene la dirección del perturbador sobrevolado u_b (relación 1).

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de filtrado de las señales de interferencia para una antena móvil multicanal, **que se caracteriza porque** consta de:
- 5 - una fase (10) de división en bloques temporales de las señales recibidas en cada uno de los canales, siendo la duración de los bloques tal que la dirección (u) según la cual se recibe la señal por los diferentes canales pueda considerarse como constante dentro de un bloque temporal;
 - 10 - una fase (11) de división de los bloques temporales en sub-bandas de frecuencia, siendo las sub-bandas frecuenciales lo suficientemente estrechas como para que las distorsiones diferenciales entre los canales sean irrelevantes dentro de una banda;
 - una fase (12) de cálculo de la matriz de autocorrelación del ruido en cada una de las sub-bandas de frecuencia;
 - 15 - una fase (13) de cálculo de la ganancia de cada canal en las direcciones (u) que corresponden a una división en zonas de la escena observada con un paso angular ($\Delta\theta$), estando cada zona asociada a una dirección (u) constante en cada uno de los bloques temporales y de las sub-bandas frecuenciales;
 - 20 - una fase (14) de filtrado por combinación lineal de las señales recibidas en los diferentes canales en cada una de las zonas, para cada uno de los bloques temporales y cada una de las sub-bandas de frecuencia, cada combinación lineal dependiendo de la matriz de autocorrelación del ruido limpio en la sub-banda de frecuencia considerada y que depende de los valores de ganancias de los canales en la dirección correspondiente a la zona considerada, cada combinación lineal permitiendo anular el componente de interferencia en la dirección (u) correspondiente a la zona considerada.
2. Procedimiento de filtrado de acuerdo con la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** la duración de los bloques temporales en cada uno de los canales se determina de tal manera que, en un bloque temporal, la variación del ángulo de incidencia del ruido de interferencia no sobrepasa un umbral predeterminado alrededor del ángulo de ganancia máxima de la antena.
3. Procedimiento de filtrado de acuerdo con la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** las direcciones que corresponden a una división en zonas de la escena observada (u , $\Delta\theta$) se obtienen mediante la división en zonas de una imagen distancia radial – frecuencia Doppler de la escena observada.
4. Procedimiento de filtrado de acuerdo con la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** las combinaciones lineales que permiten anular el componente de interferencia se obtienen mediante el método de máxima verosimilitud.

5. Procedimiento de filtrado de acuerdo con la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** las combinaciones lineales que permiten anular el componente de interferencia se obtienen mediante el método de minimización con restricciones.
- 5 6. Procedimiento de filtrado de acuerdo con la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** las matrices de autocorrelación del ruido se calculan en zona clara.
7. Procedimiento de filtrado de acuerdo con la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** las matrices de autocorrelación del ruido se calculan en zona de interferencia estacionaria.
- 10 8. Procedimiento de filtrado de acuerdo con la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** la separación angular ($\Delta\theta$) entre las direcciones (u) que corresponde a una división en zonas de la escena observada garantiza que el ruido de interferencia se recibe con una potencia inferior a 10 veces la potencia del ruido térmico en cualquier dirección que no corresponda a la dirección del perturbador.

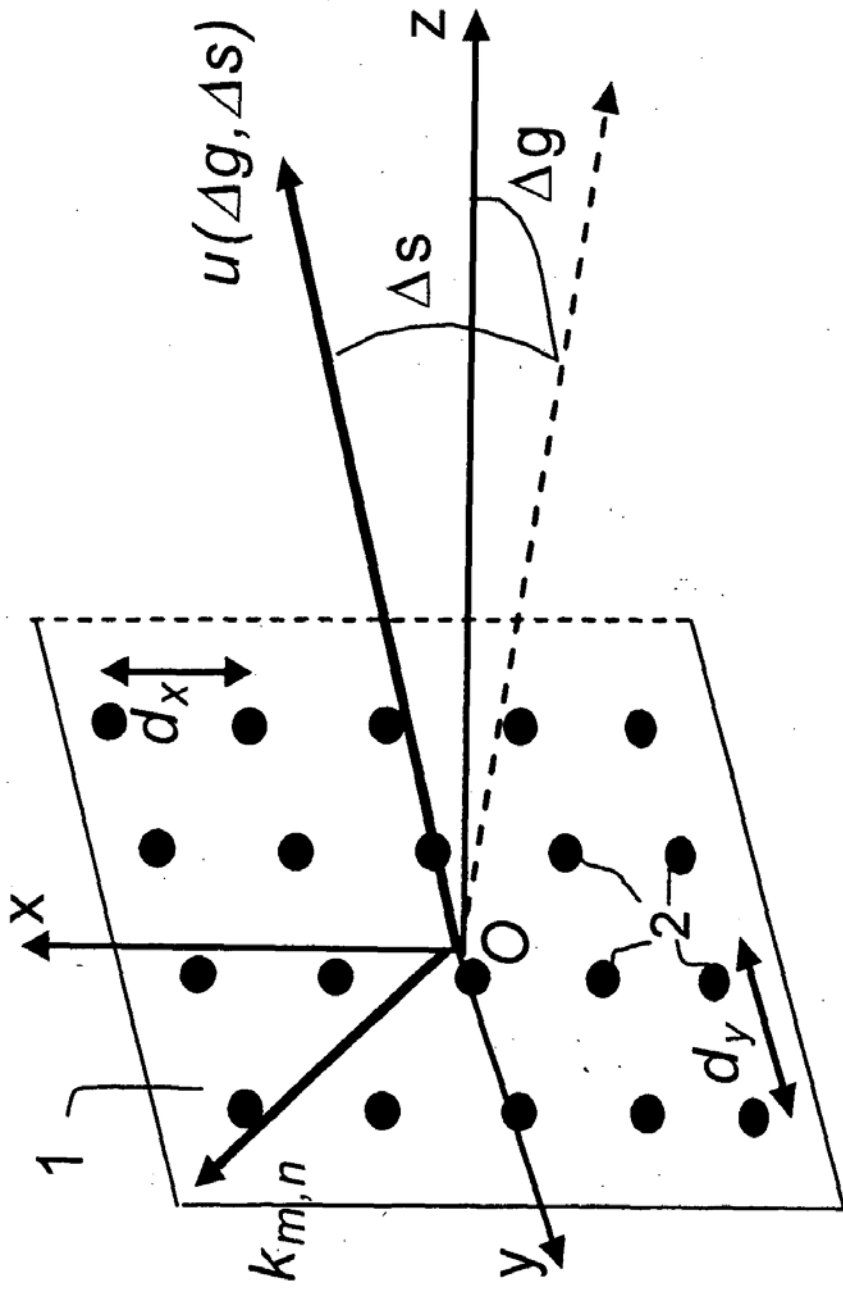


FIG.1

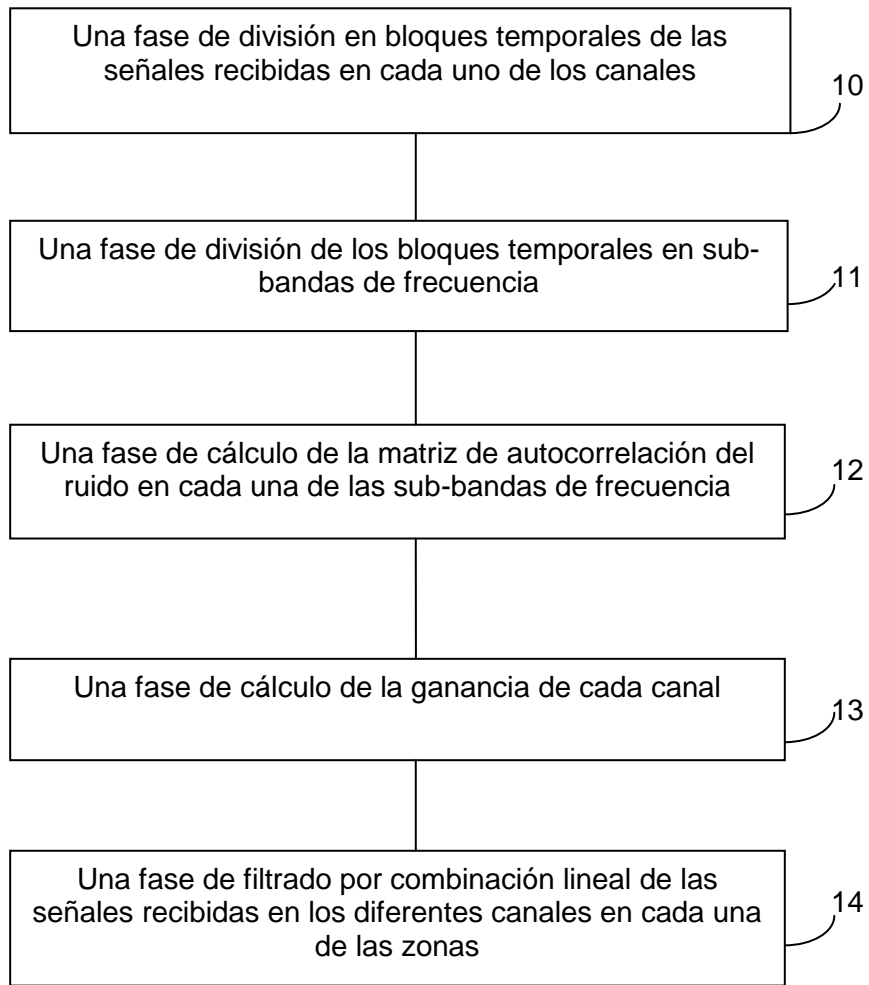


FIG. 2

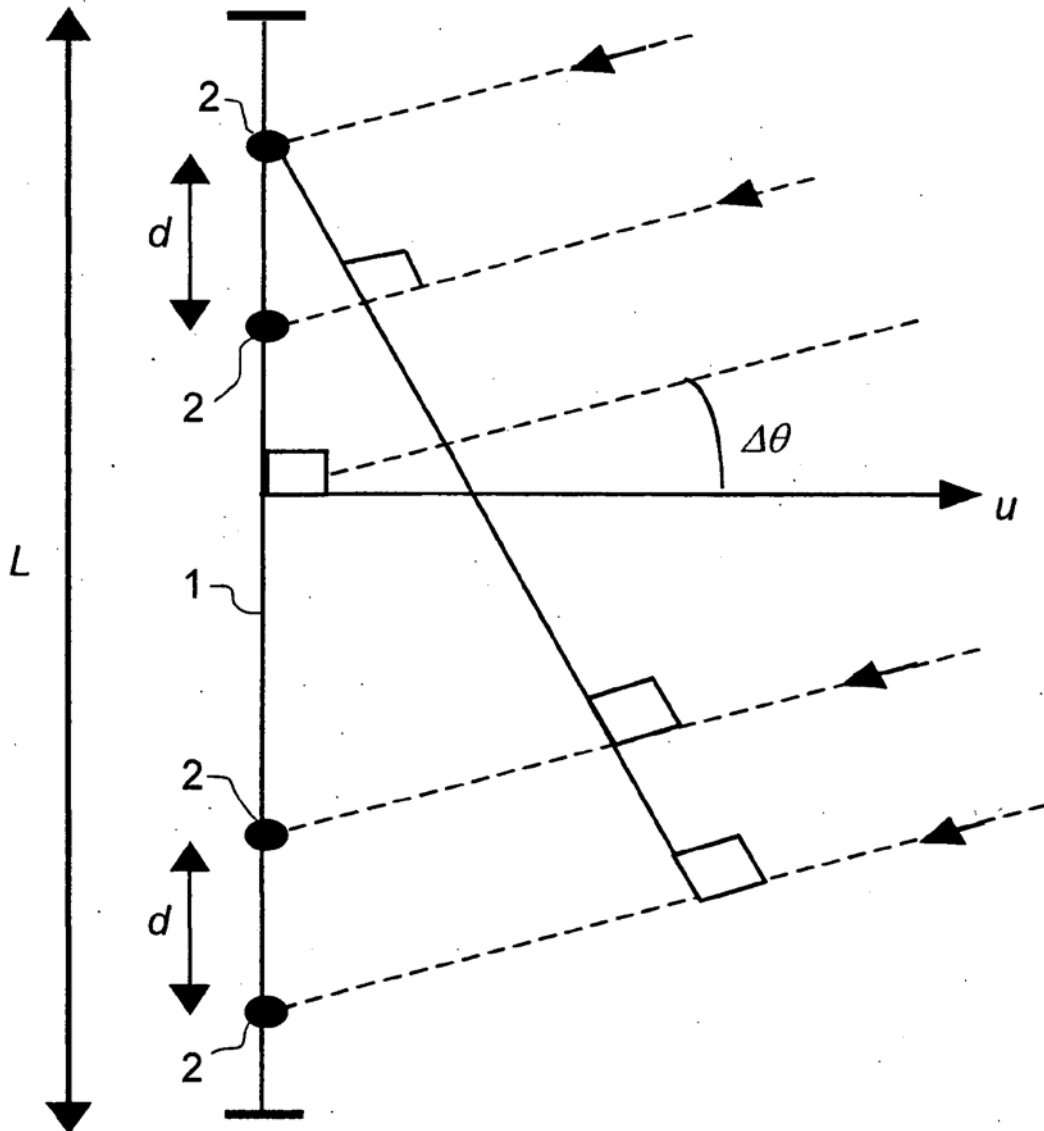


FIG.3