

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 387 264**

51 Int. Cl.:  
**G01S 7/41** (2006.01)  
**G01S 13/524** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **02708403 .7**  
96 Fecha de presentación: **18.01.2002**  
97 Número de publicación de la solicitud: **1358505**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **05.11.2003**

54 Título: **Rechazo de ecos parásitos en un receptor radar pasivo de señales OFDM**

30 Prioridad:  
**07.02.2001 FR 0101695**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**19.09.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**19.09.2012**

73 Titular/es:  
**ONERA (OFFICE NATIONAL D'ETUDES ET DE  
RECHERCHES AEROSPATIALES)  
29, AVENUE DE LA DIVISION-LECLERC  
92320 CHATILLON, FR**

72 Inventor/es:  
**POULLIN, Dominique**

74 Agente/Representante:  
**de Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 387 264 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**

Rechazo de ecos parásitos en un receptor radar pasivo de señales OFDM.

La presente invención concierne a un receptor radar pasivo que recibe una señal radioeléctrica compuesta por tramas de símbolos emitidas cada una en portadoras ortogonales codificadas.

5 En el ámbito radar, es generalmente difícil, incluso imposible, obtener las prestaciones límites alcanzables en términos de detección para un blanco móvil. En efecto, estas prestaciones, que están fijadas por la relación entre señal y ruido térmico a la salida de un filtro adaptado en el receptor radar, están generalmente limitadas, en la práctica, no por el nivel de ruido térmico, sino por el nivel asociado a los ecos parásitos a la salida del filtro adaptado. El término ecos parásitos, debe tomarse aquí en el sentido amplio puesto que éste designa el conjunto de las trayectorias con Doppler nulo. Por ejemplo, para un radar biestático en el que el emisor y el receptor están distantes, los ecos parásitos designan el conjunto de las trayectorias siguientes: trayectoria que procede directamente del emisor, así como cada trayectoria recibida después de la reflexión sobre un obstáculo fijo.

10 Se conocen diversos procedimientos de rechazo de estas señales no deseables, pero presentan inconvenientes no desdeñables. Por ejemplo, los procedimientos de rechazo adaptativos basados en la utilización de una matriz de covarianza de las señales recibidas por una red de sensores presentan las limitaciones siguientes:

- 15 - Estos solamente eliminan un número limitado de señales de interferencia descorrelacionadas, caracterizadas por su dirección. En consecuencia, estos procedimientos no son óptimos en el marco de la lucha contra los ecos parásitos cuando estos son ricos en trayectorias múltiples de retardos diferentes.
- 20 - Estos provocan la creación de ejes ciegos, ligados a las señales rechazadas, según las cuales se hace imposible detectar un blanco.
- Estos rechazan solamente señales en las que la relación entre señal y ruido es positiva a la salida de compresión angular. Este rechazo es limitativo cuando se efectúa en cabeza de tratamiento radar, es decir antes de la compresión distancia-Doppler.

25 La invención va dirigida de modo más particular al rechazo del conjunto de las trayectorias de Doppler nulo en los ecos parásitos captados por un receptor radar pasivo de señales particulares de tipo OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex). Las señales OFDM están caracterizadas por la emisión simultánea de un gran número de subportadoras ortogonales codificadas en varios estados de fase o en amplitud, es decir por un espectro de rayas ortogonales en el sentido de la transformada de Fourier en una duración finita T, equidistantes en 1/T.

30 De acuerdo con la solicitud de patente FR 2776438, un radar biestático trata señales de radiocomunicación digitales en el formato COFDM (Coded OFDM) en el marco de radiodifusión y de teledifusión de programas de acuerdo con las normas europeas DAB (Digital Audio Broadcasting) y DVB (Digital Video Broadcasting). Estas señales emitidas así por emisores de oportunidad para aplicaciones de receptor radar pasivo aseguran una utilización óptima del espectro emitido, de una manera similar a un ruido blanco, y son resistentes a las trayectorias múltiples e interferencias.

35 De acuerdo con esta patente, el receptor radar comprende varias antenas de recepción para detectar estas señales. El tratamiento radar se basa en la correlación Doppler-distancia de las señales recibidas con una referencia temporal de señal emitida. La referencia temporal se obtiene descodificando las señales registradas de acuerdo con las operaciones efectuadas en radio-telecomunicaciones.

40 Sin embargo, dada la naturaleza biestática del sistema radar, la potencia de la señal de trayectoria directa es elevada con respecto a la potencia de la señal útil reflejada por un blanco. La trayectoria directa debería ser rechazada antes de efectuar la correlación Doppler-distancia. La energía contenida en los lóbulos secundarios distancia-Doppler de la trayectoria directa es generalmente netamente superior al nivel de ruido térmico, por lo que blancos situados en la proximidad de la trayectoria directa son difícilmente detectables.

45 La solicitud de patente EP 0 681 190 divulga una vía de sincronización en un receptor radar de una señal recibida con portadoras ortogonales OFDM. La vía de sincronización comprende un circuito de cálculo de media deslizante entre un convertidor analógico-digital y un convertidor digital-analógico unido a un substractor que precede a un circuito de tratamiento en distancia y Doppler. El circuito de cálculo de media deslizante comprende una batería de filtros que operan en el ámbito temporal y un convertidor paralelo-serie a la salida de los filtros para efectuar una media deslizante en períodos de la señal emitida de manera que solamente se conserve la trayectoria directa y se "elimine" la contribución de los blancos con Doppler no nulo. Esta señal conservada es, después de la conversión digital-analógica, substraída entonces de la señal recibida para minimizar la trayectoria directa en las vías blancos. Sin embargo, siendo efectuada esta substracción en analógico y además a partir de coeficientes estimados temporalmente y desfasados en el tiempo, solamente puede presentar una eficacia más pequeña que realizaciones en digital.

La invención tiene por objetivo reducir, incluso suprimir, en el ámbito frecuencial la contribución de la trayectoria directa y de modo más general de señales parásitas de efecto Doppler nulo en el tratamiento de las señales recibidas antes de la correlación Doppler-distancia.

5 Para conseguir este objetivo, un receptor radar de acuerdo con una primera realización de la invención que trata una señal radioeléctrica recibida a través de un canal de propagación y compuesta por tramas de símbolos emitidas cada una en portadoras ortogonales codificadas, comprende medios tales como los definidos en la reivindicación 1.

Esta primera realización elimina las señales parásitas de efecto Doppler nulo, es decir esencialmente las señales debidas a las trayectorias directas y múltiples desde un emisor dado.

10 A fin de caracterizar mejor la función de transferencia del canal de propagación independientemente de señales retrodifundidas en blancos, las rayas espectrales de las señales parásitas son estimadas para cada símbolo y promediadas en cada trama en el medio para detectar, antes de ser abstraídas de las rayas espectrales de la señal digital de símbolos. En esta primera realización está previsto entonces un medio para estimar una réplica de señal emitida en función de las rayas espectrales de las señales parásitas de efecto Doppler nulo, siendo correlacionada la réplica estimada con la señal filtrada en el medio de correlación Doppler-distancia.

15 De acuerdo con una segunda realización de la invención, un receptor radar comprende varios medios de recepción para poner varias señales recibidas en forma de señales digitales de símbolos, y comprende medios tales como los definidos en la reivindicación 4. Esta segunda realización elimina igualmente señales perturbadoras distintas de las señales correlacionadas codificadas de tipo COFDM.

20 A fin de caracterizar mejor la función de transferencia del canal de propagación, los productos de rayas espectrales de los que dependen las matrices de covarianzas dependen de rayas espectrales de símbolos y son promediados en cada trama.

25 En la segunda realización está previsto además un medio para estimar una réplica de señal emitida en función de las rayas espectrales de una de las señales de símbolo por estimación de coeficientes de la función de transferencia del canal de propagación en las señales parásitas de efecto Doppler nulo, siendo correlacionada la réplica estimada con las señales de símbolos filtradas digitales en el medio de correlación.

Otras características y ventajas de la presente invención se pondrán de manifiesto de modo más claro con la lectura de la descripción que sigue de varias realizaciones preferidas de la invención refiriéndose a los dibujos anejos correspondientes, en los cuales:

- la figura 1 es un diagrama temporal de símbolos sucesivos en una señal COFDM emitida;
- 30 - la figura 2 es un diagrama temporal de una trama de señal COFDM;
- la figura 3 es un diagrama de trayectorias directa, múltiples y reflejada por un blanco entre un emisor y un receptor;
- la figura 4 muestra las salidas de los diferentes contribuyentes (trayectoria directa, trayectorias múltiples, blanco, ruido) a la salida del correlador;
- 35 - la figura 5 es un diagrama de bloques esquemático de un receptor radar con una antena de acuerdo con una primera realización de la invención;
- la figura 6 es un diagrama de bloques esquemático de un receptor radar con varias antenas de acuerdo con una segunda realización de la invención;
- 40 - la figura 7 es un diagrama de radiación de la red de antenas del receptor radar de acuerdo con la segunda realización.

Refiriéndose a la figura 1, se recuerdan en lo que sigue las características principales de señales COFDM en radio-comunicaciones.

45 Estas señales en banda de base son emitidas por período de símbolo  $T_s$ . Un mensaje contenido en cada uno de estos símbolos emitidos es llevado por un número importante de sinusoides emitidas simultáneamente. Estas sinusoides constituyen subportadoras, denominadas en lo que sigue "portadoras" con fines de simplificación, y están codificadas en fase o en amplitud. Las frecuencias de portadoras  $f_1$  a  $f_K$  son equidistantes en  $1/T_s$ . Cada símbolo emitido  $S_i$  resulta de la suma siguiente de portadoras durante la duración  $T_s$  ( $T_s > T_s$ ):

$$S_i = \sum_{k=1}^{k=K} C_{k,i} e^{2j\pi kt/T_s}$$

donde  $j$  designa la raíz imaginaria pura de  $-1$  ( $j^2 = -1$ ), y  $t$  la variable tiempo.

Las portadoras a las frecuencias  $f_k = k/T_s$  con  $1 \leq k \leq K$  son por tanto ortogonales en la duración  $T_s$ .  $\Delta = T'_s - T_s$  designa el intervalo de guarda.

5 En un período de análisis  $T_s$ , las señales COFDM constituyen así una señal de banda  $K/T_s$  compuesta por un espectro de  $K$  rayas equidistantes el paso de frecuencia  $1/T_s$  y cada una de anchura  $1/T_s$ . Las portadoras son moduladas individualmente con la ayuda, por ejemplo, de un código de cuatro estados de fase expresados por los coeficientes complejos  $C_{k,i}$  que pertenecen al alfabeto  $(1+j, 1-j, -1+j, -1-j)$ .

En la práctica, un mensaje de datos puede ocupar solamente algunas frecuencias  $f_k$  en algunos períodos de símbolo  $T'_s$  en el múltiplex temporal y frecuencial de  $K$  frecuencias y de  $I$  intervalos de tiempo.

10 En la emisión, los símbolos están organizados en tramas. Cada trama mostrada en la figura 2 comprende  $I$  símbolos  $S_1$  a  $S_I$ . El primer símbolo  $S_1$  de la trama es un símbolo "nulo" que por tanto no lleva ninguna información y está constituido por la frecuencia portadora de modulación  $F_0$  de la señal emitida. El símbolo  $S_1$  sirve de sincronización de trama, es decir de referencia temporal. El segundo símbolo  $S_2$  de la trama sirve especialmente para el aprendizaje del canal de propagación en el receptor radar y contiene las  $K$  portadoras o sinusoides tomadas a las frecuencias  
15  $f_1$  a  $f_K$  que tienen fases predeterminadas en el emisor. Estas  $K$  portadoras en el símbolo  $S_1$  son utilizadas en el receptor radar, para estimar la señal emitida, sirviendo cada portadora  $f_k$  de referencia en frecuencia y fase. Gracias a los dos primeros símbolos pueden ser así adquiridos al menos los parámetros de emisión  $F_0$ ,  $T_s$  y  $f_1$  a  $f_K$ . Los otros símbolos  $S_3$  a  $S_I$  están destinados a soportar uno o varios mensajes de datos que ocupan parcialmente o no cada símbolo.

20 En la recepción, en radiocomunicación los símbolos son recuperados con la ayuda de un análisis frecuencial de las señales COFDM recibidas en la duración  $T_s$ . Siendo las frecuencias emitidas ortogonales en el sentido de una transformada de Fourier FFT, cada una de las portadoras es desmodulada a fin de restituir la información.

En la práctica, la ortogonalidad de las frecuencias emitidas está degradada por las interferencias siguientes:

- 25
- interferencias intersímbolos intraportadoras: superposición de señales codificadas de modo diferente o duración de análisis  $T_s$  no adaptada al código;
  - interferencias intersímbolos interportadoras: señales no ortogonales en la duración de análisis  $T_s$ ;
  - interferencias intrasímbolos intraportadoras: superposición de señales codificadas de modo diferente;
  - interferencias intrasímbolos interportadoras: señales no estacionarias.

30 Estas interferencias están ligadas a las trayectorias múltiples en el canal de propagación entre el emisor y el receptor.

La adición del intervalo de guarda  $\Delta$  en cada período de símbolo  $T'_s$  permite liberarse de todas las interferencias, cuando el intervalo de guarda  $\Delta$  es superior al escalonamiento temporal del canal de propagación debido a las trayectorias múltiples: existe entonces para cada duración  $T'_s$  una zona de longitud  $T_s$  en la cual todas las señales recibidas procedentes de las trayectorias múltiples están codificadas de modo idéntico.

35 Comprendiendo el tratamiento de las señales recibidas una correlación Doppler-distancia, la función de ambigüedad de las señales COFDM y especialmente sus lóbulos secundarios deben ser estudiados. Los lóbulos secundarios de la función de ambigüedad asociada a la forma de onda COFDM son relativamente uniformes en el plano distancia-Doppler, y su nivel con respecto al lóbulo principal es de  $-10 \cdot \log_{10}(I \cdot K)$ . Los lóbulos secundarios son menos elevados en el pie del pico principal.

40 El estudio clásico del balance radar muestra que en general la energía contenida en los lóbulos secundarios asociados a la trayectoria directa es preponderante frente al ruido térmico.

45 A título de ejemplo, se considera un radar biestático mostrado en la figura 3 con un emisor EM de potencia electromagnética radiada  $P_e G_e = 1000$  W, una ganancia de antena de receptor  $R_E$ ,  $G_r = 10$  dB, una longitud de onda  $\lambda = 1$  m correspondiente a la frecuencia  $F_0 = 300$  MHz, una distancia emisor-receptor  $d = 40$  Km, distancias emisor-blanco EM-CB y distancias blanco receptor CB-RE iguales a 40 km, un factor de ruido  $F = 6$  dB, una superficie equivalente radar SER = 0 dB,  $I = 100$  símbolos de duración  $T_s = 1$  ms y un intervalo de guarda de 250  $\mu$ s para una duración de trama de 125 ms, y  $K = 1500$  portadoras para una anchura de banda de  $B = 1,5$  MHz.

El balance de conexión entre el emisor EM y el receptor RE está mostrado en la figura 4.

50 La energía contenida en los lóbulos secundarios ligados a la trayectoria directa y a los ecos parásitos (clutter) debido a las trayectorias múltiples es preponderante con respecto al ruido térmico. El nivel de energía de los lóbulos de la trayectoria directa se encuentra a  $186-135 = 51$  dB por encima del nivel presumido del blanco que presenta una relación entre señal y ruido térmico de  $198-186 = 12$  dB.

Así pues, la invención tiene por objeto rechazar eficazmente la trayectoria directa y los ecos parásitos en una señal recibida en banda ancha antes de la correlación Doppler-distancia a fin de detectar blancos móviles.

5 Refiriéndose ahora a la figura 5, un receptor radar pasivo REa para señales OFDM de acuerdo con la invención comprende un circuito de puesta en forma de señal recibida 1, un circuito de filtrado de señales correlacionadas 2, un detector de señales correlacionadas 3, un circuito de determinación de blancos 4 y un estimador de réplica de señal emitida 5.

10 El circuito de puesta en forma de señal recibida 1 comprende clásicamente en entrada una antena 11 y una etapa de recepción de radiofrecuencia OFDM 12 análogas a aquéllas para recibir señales de radiodifusión y teledifusión OFDM. Después de la transposición en frecuencia, la etapa de recepción 12 convierte digitalmente la señal radioeléctrica recibida según X(t) en banda de base y la aplica a un circuito de estimación de parámetros de emisión y de canal 13:

$$X(t) = TD(t) + SC(t) + B(t),$$

donde para cada símbolo emitido  $\sum_{k=1}^{k=K} C_k e^{2j\pi kt / T_S}$ , haciendo abstracción del índice i del símbolo S<sub>i</sub>:

$$- TD(t) = \sum_{k=1}^{k=K} H_k C_k e^{j2\pi kt / T_S}$$

15 designa una señal OFDM recibida que proviene a la vez de al menos un emisor EM o eventualmente de varios emisores OFDM según trayectorias directas y trayectorias múltiples debidas a reflectores fijos RF y que corresponden a los ecos parásitos (clutter), como ilustra la figura 3; H<sub>k</sub> designa un coeficiente complejo correspondiente a la función de transferencia del canal de propagación EM-REa relativamente a estas trayectorias para la raya f<sub>k</sub>; la señal TD (t) está constituida por la superposición de señales parásitas de efecto Doppler nulo debidas a las trayectorias directas y múltiples; estas señales parásitas son denominadas "señales correlacionadas";

$$- SC(t) = \sum_{k=1}^{k=K} h_c C_k e^{j2\pi k(t - \tau) / T_S} e^{-j2\pi \nu t}$$

25 designa una señal recibida OFDM procedente de la retrodifusión de señales emitidas OFDM por al menos un blanco móvil CB y por tanto afectadas de un efecto Doppler no nulo; ésta constituye la señal útil que hay que extraer cuya potencia es muy baja en comparación con la de las señales correlacionadas TD (t); h<sub>c</sub> es la función de transferencia de banda estrecha del blanco CB, τ denota la diferencia de marcha entre la trayectoria directa y la trayectoria reflejada por el blanco, y ν es la frecuencia Doppler del blanco;

- B(t) designa señales recibidas en la banda pasante útil, denominadas perturbadores, distintas de las señales OFDM correlacionadas, tales como señales de interferencia y de ruido térmico.

30 El circuito 13 estima los parámetros de la señal emitida, tales como la frecuencia de portadora F<sub>0</sub> y la duración de símbolo T<sub>S</sub> en función de un análisis de los dos primeros símbolos S<sub>1</sub> y S<sub>2</sub> de una trama (véase la figura 2) a fin de constituir una referencia temporal. Conociendo el período T<sub>S</sub> de la señal emitida y la duración T<sub>S</sub> de cada símbolo, la longitud temporal del canal es deducida del proceso de sincronización de la referencia temporal precedente, analizando la señal recibida en el interior de cada intervalo de guarda Δ que es superior a la longitud temporal de canal.

35 Después, la señal recibida es truncada periódicamente en un circuito de truncadura 14. La parte estacionaria de los símbolos recibidos de duración T<sub>S</sub> es recuperada retirando la porción de señal recibida en el intervalo de guarda Δ de cada período T<sub>S</sub> y particularmente retirando la longitud de canal deducida en cada período.

40 Cada parte de duración T<sub>S</sub> en la señal recibida digital en banda de base es aplicada después a un analizador de Fourier 21 en la entrada del circuito de filtrado 2. El analizador produce las componentes real e imaginaria de la señal recibida para cada duración T<sub>S</sub> por transformada de Hilbert y las analiza por transformada rápida de Fourier FFT para facilitar el espectro frecuencial de cada símbolo S<sub>i</sub> facilitado por circuito de truncadura 14. Las K rayas espectrales SP<sub>1</sub> a SP<sub>K</sub> del símbolo relativas a las frecuencias f<sub>1</sub> a f<sub>K</sub> son aplicadas al detector 3 y a primeras entradas de un substractor 22. La información llevada por cada raya espectral SP<sub>k</sub> relativa a una frecuencia emitida independientemente de las otras frecuencias está ligada, por una parte, a la codificación de la raya espectral correspondiente y, por otra, a la función de transferencia H<sub>k</sub> del canal de propagación.

Durante una fase de aprendizaje recurrente en cada trama de símbolos, el detector 3 deduce de las rayas espectrales de cada símbolo de la trama, las rayas espectrales de una señal de referencia  $SR(t)$  tal que:

$$SR(t) = \sum_{k=1}^{k=K} \bar{H}_k C_k e^{j2\pi kt/T_S} + b(t).$$

$\bar{H}_k$  es la media de los  $l-1$  coeficientes de la función de transferencia de canal de propagación para la raya  $SP_k$

5 durante los símbolos  $S_2$  a  $S_l$  de la trama, o sea casi  $|\bar{H}_k| = |H_k|$ , lo que mejora la estimación de la función de transferencia del canal, haciéndola menos dependiente de variaciones de amplitud y de fase instantáneas. Este promedio permite desprestigiar la señal retrodifundida de blanco  $SC(t)$  y por tanto caracterizar el canal de propagación y las señales correlacionadas. La señal de ruido  $b(t)$  designa una media de perturbadores recibidos durante la trama, compuestos esencialmente de un ruido térmico de varianza inferior a la de los perturbadores  $B(t)$ .

10 Después de haber memorizado los coeficientes de función de transferencia  $\bar{H}_1$  a  $\bar{H}_K$ , promediados durante una trama, el detector 3 aplica las rayas espectrales de las señales correlacionadas de efecto Doppler nulo promediadas en una trama, es decir las rayas promediadas de la señal  $SR(t)$  que dependen de los coeficientes  $\bar{H}_1$  a  $\bar{H}_K$  en  $K$  segundas entradas del substractor 22. El substractor subtrae las rayas de la señal  $SR(t)$  de las rayas espectrales de señal recibida  $SP_1$  a  $SP_K$ , relativamente a cada símbolo  $S_2$  a  $S_l$  de la trama. El substractor 22 produce entonces rayas espectrales de una señal filtrada:

$$X'(t) = SC(t) + B(t) - b(t)$$

en las cuales se ha eliminado la contribución de las señales correlacionadas de efecto Doppler nulo debidas a la trayectoria directa y a las trayectorias múltiples por la substracción  $H_k - \bar{H}_k = 0$  para cada frecuencia respectiva  $f_k$ .

20 En el circuito de filtrado 2, las rayas de la señal  $X'(t)$  son sintetizadas por transformada rápida de Fourier  $FFT^{-1}$  en un sintetizador 23 que restituye el tren de símbolos de la señal digital  $X'(t)$  que comprende principalmente la señal de retrodifusión de blanco  $SC(t)$ . Esta señal  $X'(t)$  es aplicada al circuito de discriminación de blancos 4.

25 Paralelamente, el estimador de réplica de señal emitida 5 recibe los coeficientes  $\bar{H}_k = H_k$  de la función de transferencia de canal estimada por el detector 3 y las densidades espectrales de la señal de referencia  $SR(t)$  para estimar una réplica  $Re(t)$  de la señal emitida:

$$Re(t) = \sum_{k=1}^{k=K} C_k e^{j2\pi kt/T_S}.$$

30 De manera análoga a una vía Doppler del receptor radar de acuerdo con la solicitud de la patente francesa FR 2776438, el circuito de discriminación de blancos 4 comprende un correlador Doppler-distancia 41. Vías Doppler en el correlador 41 están afectadas de un desvío de frecuencia predeterminado de una respecto a otra debido al efecto Doppler. Las vías Doppler constituyen varios casos de velocidad de la señal filtrada  $X'(t)$  por cambios de frecuencia y son correlacionadas cada una, para cada portadora  $f_1$  a  $f_K$ , con la réplica de señal emitida  $Re(\tau)$ . Después de la suma, un circuito de focalización angular 42 determina casos angulares que posicionan blancos móviles. Finalmente, un circuito de Tratamiento de Falsa Alarma Constante (TFAC) 43 extrae "puntos" relativos a datos de posicionamiento y velocidad en blancos móviles buscados.

35 Aunque esta primera realización haya sido descrita para un radar biestático, ésta puede ser aplicada a un radar monoestático. Ésta puede ser puesta en práctica igualmente en un radar con varias antenas de recepción y por tanto varios filtrados por substracción de rayas espectrales que dependen de los coeficientes de función de transferencia  $\bar{H}_1$  a  $\bar{H}_K$  para las  $K$  rayas espectrales relativas a cada antena de recepción en el circuito de filtrado 2 que produce tantas señales filtradas  $X'(t)$  como antenas para ser tratadas en paralelo en vías Doppler del circuito 4, como en el circuito 4b mostrado en la figura 6.

40 En la realización descrita anteriormente de acuerdo con la figura 5, la señal recibida  $X(t)$  era tratada para rechazar en ella la contribución de la trayectoria directa y de las trayectorias múltiples entre al menos un emisor COFDM EM y el receptor REa. Sin embargo, los perturbadores, tales como señales de interferencia y ruido térmico en la banda de frecuencia útil, no eran eliminados en la señal  $X'(t)$  tratada por el correlador 41.

De acuerdo con una segunda realización mostrada en la figura 6, el receptor Radar REb tiene por objeto eliminar todas las señales correlacionadas parásitas y perturbadoras.

5 El receptor REb comprende varias antenas de recepción  $11_1$  a  $11_N$  unidas respectivamente a varios receptores  $12_1$  a  $12_N$  para señales COFDM con  $N \geq 2$ . El receptor radar REb presenta una estructura análoga al REa mostrado en la figura 5, pero con N vías de recepción paralelas entre los circuitos 13b, 14b, 2b y 4b respectivamente asociadas a las antenas  $11_1$  a  $11_N$ .

10 El detector 3 y el estimador de réplica 5 no son modificados. El detector 3 produce una señal de referencia  $SR(t)$  relativa a una de las antenas  $11_1$  a  $11_N$ , por ejemplo en función de las K rayas espectrales  $SP_{11}$  a  $SP_{K1}$  de la primera vía ligada a la antena  $11_1$ , que son facilitadas por el analizador de espectro 21b que analiza N trenes de símbolos recibidos facilitados por el circuito de truncadura 14b. El estimador 5 produce una réplica de señal emitida en banda estrecha  $Re(t)$  aplicada a N correladores Doppler-distancia 41b en el circuito de discriminación de blancos 4.

En comparación con el receptor REa, el receptor REb difiere de aquél esencialmente por el circuito de filtrado de bandas estrechas 2b que suprime las señales parásitas de efecto Doppler nulo  $TD(t)$  y las perturbadoras  $B(t)$ .

15 El circuito de filtrado 2b comprende, entre el analizador de espectro 21b que produce en paralelo K rayas espectrales para cada símbolo de las señales recibidas  $X_1(t)$  a  $X_N(t)$  y el sintetizador de Fourier 23b que facilita N señales filtradas  $X'_1(t)$  a  $X'_N(t)$  a los correladores 41b, sucesivamente un módulo de cálculo de matrices de covarianza 24b, un módulo de cálculo de matrices de covarianza inversas 25b y un módulo de filtrado 26b.

20 Para cada raya  $SP_k$  a la frecuencia  $f_k$ , facilitada por el analizador 21b, el módulo 24b estima una matriz de covarianza  $R_k$  de dimensiones  $N \times N$  en la cual una línea de rango dado  $n$  está compuesta por productos de la raya espectral  $SP_{kn}$  recibida relativa a una antena dada  $11_n$  por los conjugados de las rayas espectrales recibidas  $SP_{k1}$  a  $SP_{kN}$  relativas a las N antenas  $11_1$  a  $11_N$ , siendo promediados los productos para símbolos durante una duración predeterminada, con  $1 \leq n \leq N$ . Preferentemente, la duración predeterminada para promediar los citados productos es netamente más larga que la duración de símbolos  $T_S$ , y es típicamente la duración de una trama, o sea de los productos promediados en  $I-1$  símbolos  $S_2$  a  $S_I$ . El promedio de los citados productos en un gran número de símbolos, es decir en un centenar de símbolos que componen la trama, descorrelaciona la señal de blanco de las señales parásitas recibidas con un nivel elevado por las antenas. La ortogonalidad entre sí de las rayas espectrales permite hacer las matrices de covarianza  $R_1$  a  $R_K$  independientes de la codificación.

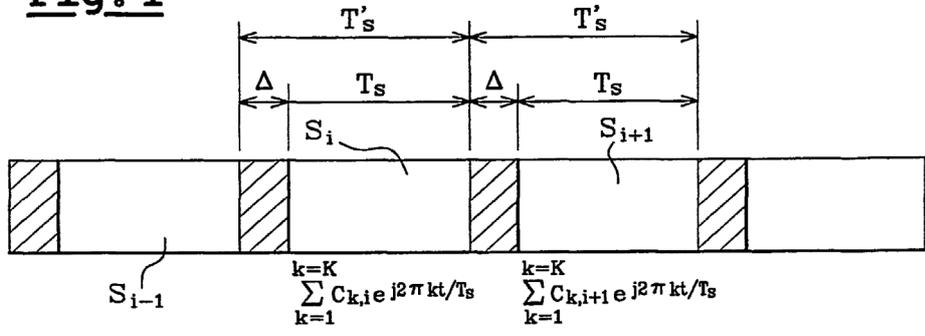
30 Después, el módulo 25b deduce las matrices inversas  $R_1^{-1}$  a  $R_K^{-1}$  de las K matrices de covarianza y las memoriza. Estas K matrices inversas de dimensiones  $N \times N$  desempeñan la función de K filtros en el módulo 26b respectivamente para filtrar K grupos de N rayas espectrales cada uno  $SP_{11} - SP_{1N}$  a  $SP_{K1} - SP_{KN}$  facilitadas por el analizador 21b. Cada grupo de N rayas espectrales recibidas  $SP_{k1}$  a  $SP_{kN}$  para una frecuencia dada  $f_k$  es así filtrado por un filtro que en cada símbolo facilita el producto del vector columna compuesto de N rayas espectrales recibidas  $SP_{k1} - SP_{kN}$  para este símbolo y la frecuencia  $f_k$  por la matriz inversa  $R_k^{-1}$ . Los N grupos de K señales de filtrado cada uno  
35 facilitadas por el módulo de filtrado 26b son aplicados después al sintetizador 23b que facilita N señales temporales de símbolos  $X'_1(t)$  a  $X'_N(t)$  a los correladores 41b. En el circuito de discriminación de blancos 4b, los N correladores 41b van seguidos de circuitos de focalización angular 42b y un circuito TFAC 43b.

El diagrama de radiación de las señales  $X'_1(t)$  a  $X'_N(t)$  presenta ejes ciegos, es decir "agujeros" según las direcciones de recepción de las señales correlacionadas OFDM y de los perturbadores, como muestra la figura 7.

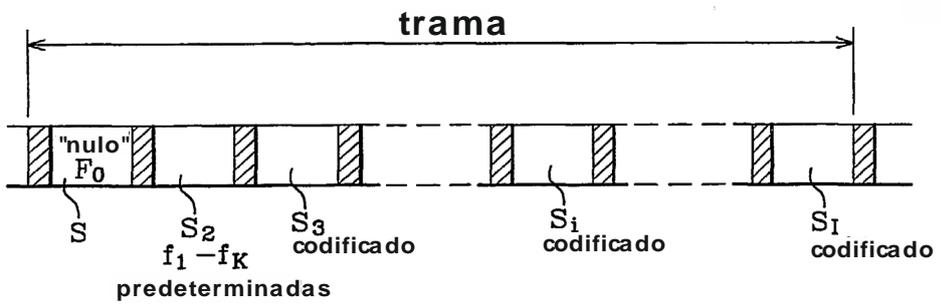
REIVINDICACIONES

1. Receptor radar que trata una señal radioeléctrica recibida a través de un canal de propagación (EM-RE) y compuesta por tramas de símbolos emitidas cada una en portadoras ortogonales codificadas ( $f_1 - f_k$ ), que comprende un medio de recepción (11, 12) para poner la señal recibida en forma de una señal digital de símbolos y un medio de correlación Doppler-distancia (4) para discriminar blancos móviles, caracterizado porque comprende un medio (13) para estimar parámetros de la señal digital emitida ( $X, S_1 - S_i$ ) en dos símbolos ( $S_1, S_2$ ) de la trama, un medio (21) que utiliza los citados parámetros para producir rayas espectrales ( $SP_1 - SP_k$ ) de la señal digital de símbolos ( $X$ ) correspondiente a las portadoras ortogonales ( $f_1 - f_k$ ), y un medio de filtrado frecuencial (2) que utiliza los citados parámetros para eliminar en las rayas espectrales ( $SP_1 - SP_k$ ) al menos señales parásitas de efecto Doppler nulo (TD) a fin de aplicar una señal filtrada digital ( $X'$ ) que contiene esencialmente señales radiodifundidas (SC) por blancos (CB) al medio de correlación (4), comprendiendo el medio de filtrado frecuencial (2) un medio (3) para detectar las señales parásitas de efecto Doppler nulo (TD) por la estimación de coeficientes de la función de transferencia ( $\bar{H}_1 - \bar{H}_K$ ) del canal de propagación respectivamente en las rayas espectrales, un medio (22) para substraer las rayas espectrales de las señales parásitas de efecto Doppler nulo (TD) deducidas de los coeficientes de la función de transferencia estimada de las rayas espectrales de señal de símbolos ( $SP_1 - SP_k$ ), y un medio (23) para sintetizar las rayas espectrales producidas por el medio para substraer (22) en la señal filtrada digital ( $X'$ ).
2. Receptor radar de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual las rayas espectrales de las señales parásitas (TD) son estimadas para cada símbolo y promediadas en cada trama en el medio para detectar (3), antes de ser substraídas de las rayas espectrales ( $SP_1 - SP_k$ ) de la señal digital de símbolos.
3. Receptor radar de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, que comprende un medio (5) para estimar una réplica de señal emitida ( $Re$ ) en función de las rayas espectrales de las señales parásitas de efecto Doppler nulo (TD), estando correlacionada la réplica estimada con la señal filtrada ( $X'$ ) en el medio de correlación Doppler-distancia (4).
4. Receptor radar que trata una señal radioeléctrica recibida a través de un canal de propagación (EM-RE) y compuesta por tramas de símbolos emitidas cada una en portadoras ortogonales codificadas ( $f_1 - f_k$ ), que comprende varios medios de recepción ( $11_1, 12_1$  a  $11_N, 12_N$ ) para poner varias señales recibidas en forma de señales digitales de símbolos ( $X_1 - X_N$ ) y un medio de correlación Doppler-distancia (4b) para discriminar blancos móviles, caracterizado porque comprende un medio (13b) para estimar parámetros de la señal digital emitida ( $X, S_1 - S_i$ ) en dos símbolos ( $S_1, S_2$ ) de la trama, un medio (21b) que utiliza los citados parámetros para producir grupos de rayas espectrales ( $SP_{11} - SP_{1N}$  a  $SP_{K1} - SP_{KN}$ ) de las señales digitales de símbolos ( $X_1 - X_N$ ) correspondientes respectivamente a las portadoras ortogonales ( $f_1 - f_k$ ), un medio de filtrado frecuencial (2) que utiliza los citados parámetros para eliminar en las rayas espectrales ( $SP_{11} - SP_{1N}$  a  $SP_{K1} - SP_{KN}$ ) al menos señales parásitas de efecto Doppler nulo (TD) a fin de aplicar señales filtradas digitales ( $X'_1 - X'_N$ ), que contienen esencialmente señales radiodifundidas (SC) por blancos (CB) al medio de correlación (4b), comprendiendo el medio de filtrado frecuencial (2b) un medio (24b) para estimar matrices de covarianza ( $R_1 - R_k$ ) dependientes cada una de productos de las rayas espectrales ( $SP_{k1}$  a  $SP_{kN}$ ) dos a dos en un grupo relativo a una portadora respectiva ( $f_k$ ), un medio (25b) para deducir matrices inversas ( $R^{-1}_1$  a  $R^{-1}_k$ ) de las matrices de covarianza, un medio (26b) para filtrar los grupos de rayas espectrales relativas respectivamente a las portadoras ( $f_1 - f_k$ ) multiplicando los grupos de rayas por las matrices inversas respectivas a fin de producir grupos filtrados de rayas espectrales y un medio (23b) para sintetizar los grupos filtrados de rayas espectrales en señales de símbolos filtradas digitales ( $X'_1 - X'_N$ ) que contienen esencialmente señales radiodifundidas por blancos (CB) aplicadas al medio de correlación (4b).
5. Receptor radar de acuerdo con la reivindicación 4, en el cual los productos de rayas espectrales de los que dependen las matrices de covarianza ( $R_1 - R_k$ ) dependen de rayas espectrales de símbolos y son promediados en cada trama.
6. Receptor radar de acuerdo con las reivindicaciones 4 o 5, que comprende un medio (3, 5) para estimar una réplica de señal emitida ( $Re$ ) en función de las rayas espectrales ( $SP_{11} - SP_{K1}$ ) de una de las señales de símbolos ( $X_1$ ) por estimación de coeficientes de la función de transferencia del canal de propagación en las señales parásitas de efecto Doppler nulo, siendo correlacionada la réplica estimada con las señales de símbolos filtradas digitales ( $X'_1 - X'_N$ ) en el medio de correlación (4b).

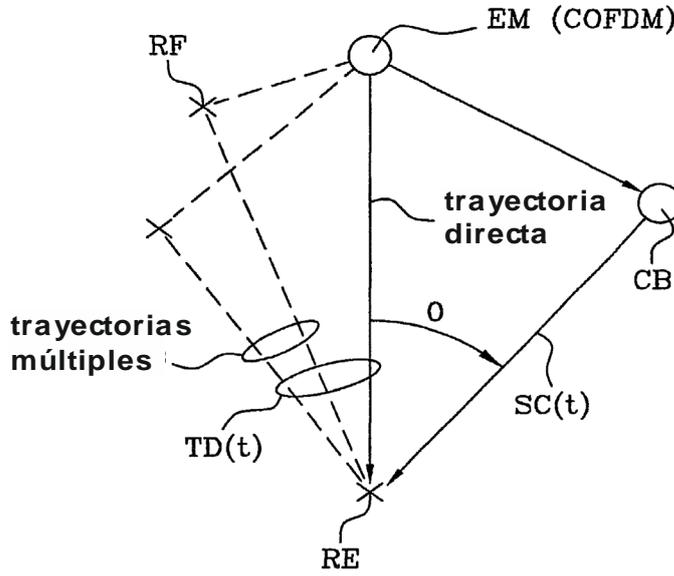
**Fig. 1**



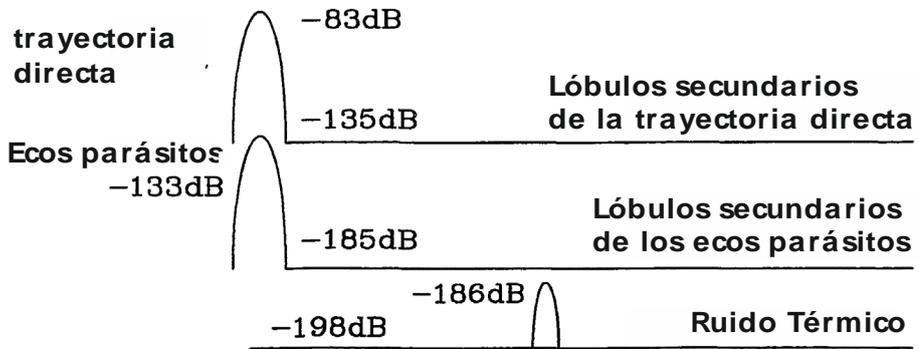
**Fig. 2**



**Fig. 3**

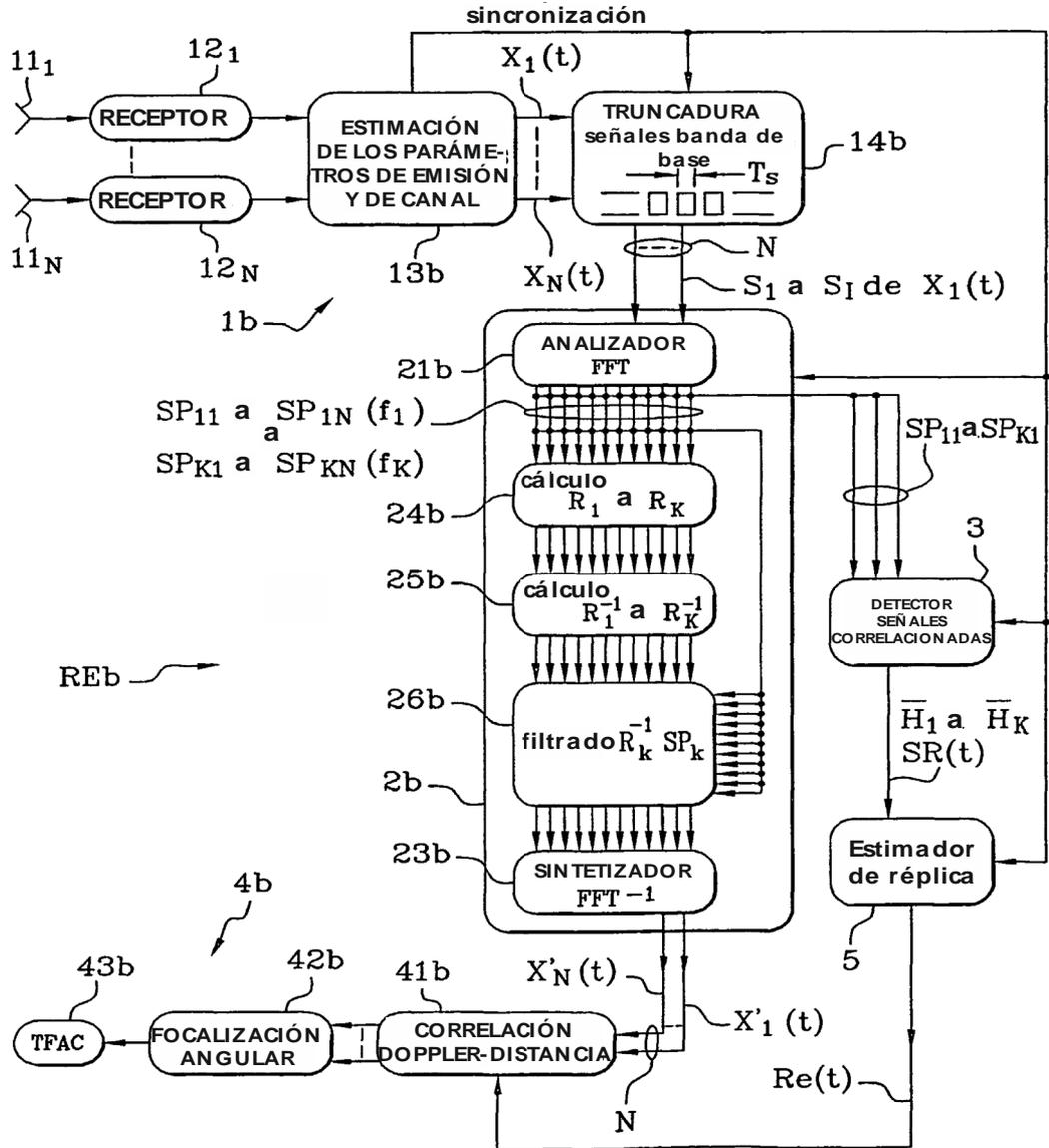


**Fig. 4**





**Fig. 6**



**Fig. 7**

