



OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(1) Número de publicación: 2 365 701

(5) Int. Cl.: *G01S 13/00* (2006.01) *G01S 13/524* (2006.01) *G01S 7/41* (2006.01)

(12)

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

90 Número de solicitud europea: 02799836 .8

96 Fecha de presentación : **19.12.2002**

Múmero de publicación de la solicitud: 1476768

Pecha de publicación de la solicitud: 17.11.2004

⁵⁴ Título: Rechazo de ecos parásitos en un receptor radar pasivo de señales OFDM con red de antenas.

30 Prioridad: 26.12.2001 FR 01 16898	 Titular/es: ONERA (Office National d'Etudes et de Recherches Aerospatiales) 29, avenue de la Division-Leclerc 92320 Chatillon, FR
 Fecha de publicación de la mención BOPI: 10.10.2011 	Diventor/es: Poullin, Dominique
 Fecha de la publicación del folleto de la patente: 10.10.2011 	(74) Agente: Elzaburu Márquez, Alberto

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 con red de antenas.

15

La presente invención se refiere a un receptor radar pasivo que recibe una señal radioeléctrica compuesta por tramas de símbolos transmitidos cada uno de ellos en portadoras ortogonales codificadas.

- 5 En el campo del radar, generalmente es difícil, o incluso imposible, alcanzar las prestaciones límite alcanzables en términos de detección para un blanco móvil. En efecto, estas prestaciones, que están fijadas por la relación señal a ruido térmico a la salida de un filtro adaptado en el receptor radar, generalmente quedan 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, en el presente documento, en sentido amplio, puesto que designa el conjunto de los
- 10 trayectos con Doppler nulo. Por ejemplo, para un radar biestático cuyo transmisor y cuyo receptor están distantes, los ecos parásitos designan el conjunto de los siguientes trayectos: trayecto directamente procedente del transmisor así como cada trayecto recibido después de reflexión sobre un obstáculo fijo.

Se conocen diversos procedimientos de rechazo de estas señales indeseables, pero presentan inconvenientes nada 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 siguientes limitaciones:

- No suprimen más que un número limitado de señales de interferencia incorreladas, caracterizadas por su dirección. Así pues, estos procedimientos no son óptimos en el contexto de la lucha contra los ecos parásitos cuando los mismos abundan en multitrayectos de diferentes retardos.

- Conllevan la creación de ejes ciegos, relacionados con las señales rechazadas, según los cuales se hace 20 imposible detectar un blanco.

- Rechazan tan sólo señales cuya relación señal a ruido es positiva a la salida de compresión angular. Este rechazo es limitativo cuando se efectúa encabezando el tratamiento de radar, es decir, antes de la compresión distancia-Doppler.

La invención está orientada más particularmente al rechazo del conjunto de las señales con efecto 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 se caracterizan por la transmisión simultánea de un gran número de subportadoras ortogonales codificadas de varios estados de fase o de amplitud, es decir, por un espectro de rayas ortogonales al sentido de la transformada de Fourier durante un tiempo finito T, equidistantes en I/T.

Según la solicitud de patente FR2776438, un radar biestático trata señales de radiocomunicación digitales en formato COFDM (Coded OFDM) en el contexto de radiodifusión y de teledifusión de programas según las normas europeas DAB (Digital Audio Broadcasting) y DVB (Digital Video Broadcasting).

Estas señales transmitidas de este modo por transmisores de oportunidad para aplicaciones de receptor radar pasivo aseguran una óptima utilización del espectro emitido, de una manera similar a un ruido blanco, y son resistentes a los multitrayectos e interferencias.

- 35 Según esta solicitud de patente, el receptor radar comprende varias antenas receptoras para detectar esas señales. El tratamiento de radar radica en la correlación Doppler-distancia de las señales recibidas con una referencia temporal de señal transmitida. La referencia temporal se obtiene decodificando las señales registradas de conformidad con las operaciones efectuadas en radiotelecomunicaciones.
- Sin embargo, dada la naturaleza biestática del sistema radar, la potencia de la señal de trayecto directo es elevada con relación a aquélla de la señal deseada reflejada por un blanco. El trayecto directo debería ser rechazado antes de efectuar la correlación Doppler-distancia. La energía contenida en los lóbulos secundarios distancia-Doppler del trayecto directo generalmente es netamente superior al nivel de ruido térmico, de tal modo que unos blancos situados próximos al trayecto directo son difícilmente detectables.
- 45 La solicitud de patente FR2820507 propone un receptor radar para señal radioeléctrica recibida a través de un canal de propagación y de tipo OFDM compuesta por tramas de símbolos trasmitidos cada uno de ellos sobre portadoras ortogonales codificadas. El receptor radar está encaminado a suprimir la contribución del trayecto directo y, más generalmente, señales parásitas con efecto Doppler nulo en el tratamiento de las señales recibidas antes de la correlación Doppler-distancia. Este receptor radar comprende un medio de conformación para conformar la señal recibida en una señal digital de símbolos, un medio de correlación Doppler-distancia para discriminar blancos
- 50 móviles y un medio de filtrado para eliminar de la señal de símbolos al menos señales parásitas con efecto Doppler nulo, con el fin de aplicar una señal filtrada que contiene esencialmente señales retrodifundidas por blancos por medio de correlación. Este receptor radar puede comprender varios canales de recepción.

No obstante, si el medio de filtrado basado en matrices inversas de matrices de covarianza, dependientes cada una de ellas de productos de las rayas espectrales de las señales de símbolos relativas a una respectiva portadora,

rechaza el conjunto de los ecos parásitos, es decir, esencialmente las señales parásitas con efecto Doppler nulo, el receptor no asegura una cobertura isótropa del espacio. Después del filtrado, los diagramas de radiación de las señales filtradas correspondientes a los canales de recepción presentan sectores ciegos, es decir, "agujeros" según las direcciones de recepción de las señales correladas con efecto Doppler nulo, tanto más acusados cuanto más elevada sea la potencia de esas señales.

El filtrado adaptativo de las rayas de las señales recibidas OFDM acarrea pérdidas de rechazo que pueden derivarse de una eventual correlación entre el vector direccional relacionado con un blanco móvil y uno de los vectores asociados a las señales con efecto Doppler nulo que se debe filtrar. Ya no se pueden detectar blancos móviles situados en la dirección ciega según la cual se eliminan las señales parásitas con efecto Doppler nulo.

- 10 Es el objetivo de la presente invención limitar las pérdidas relacionadas con la colinealidad del vector direccional de trayecto directo que ha de eliminarse y de un eventual vector direccional de blanco, es decir, con la correlación de las señales de trayecto directo y de eventuales señales retrodifundidas por un blanco móvil. Después del filtrado, se obtiene un diagrama de recepción ligeramente atenuado e isótropo en el que se suprime la contribución de las señales con efecto Doppler nulo.
- 15 Para lograr este objetivo, un receptor radar que trata una señal radioeléctrica recibida a través de un canal de propagación y compuesta por tramas de símbolos transmitidos cada uno de ellos sobre portadoras ortogonales comprende unos medios tal y como están definidos en la reivindicación 1. Las N-1 señales ficticias son análogas a señales virtualmente transmitidas siguiendo los N-1 vectores direccionales ortogonales entre el transmisor real de los símbolos transmitidos y el receptor radar y retardadas entre sí y con relación al trayecto directo real en función de 20 los múltiplos enteros diferentes de la inversa del ancho de banda de las portadoras.

Según la invención, unas señales ficticias provenientes de varios transmisores OFDM ficticios según diferentes direcciones y diferentes distancias con relación al receptor radar son sumadas a las señales realmente captadas por las antenas, para producir señales recibidas modificadas que son representativas de un canal de propagación "compuesto".

25 El canal compuesto se caracteriza por un vector de propagación que, en promedio en la banda de las portadoras OFDM, es prácticamente ortogonal a todos los posibles vectores direccionales de trayecto directo y trayectos múltiples de tipo espacio libre. El diagrama de radiación después del filtrado es prácticamente isótropo, dejando de estar presentes los sectores ciegos o agujeros debidos a la eliminación de las señales con efecto Doppler.

Se pueden detectar entonces blancos móviles según el vector direccional de trayecto directo real.

- 30 Según una realización preferida basada en un tratamiento de las señales digitales de símbolos recibidas después de una transformación de Fourier de las mismas en grupos de rayas espectrales correspondientes a las portadoras ortogonales, el medio para estimar es apto para estimar el vector direccional del trayecto directo de N componentes en función de matrices de covarianza de orden N dependientes cada una de ellas de productos de rayas espectrales de las señales de símbolos recibidas dos a dos en un grupo relativo a una respectiva portadora.
- 35 Con objeto de producir las rayas espectrales de la señal de referencia, el receptor radar puede comprender un medio para estimar los coeficientes de la función de transferencia del canal de propagación en función de las rayas espectrales de una de las señales de símbolos recibidas para cada símbolo y promediar los coeficientes de la función de transferencia sobre cada trama. Como variante, se puede añadir un medio para corregir las rayas espectrales de la señal de referencia en función de la dirección de un blanco con relación al vector direccional de
- 40 trayecto directo estimado. Se prevé a continuación un medio para estimar una réplica de señal transmitida en función de las rayas espectrales de la señal de referencia, correlándose la réplica estimada con las señales de símbolos filtradas en el medio de correlación Doppler-distancia.
- De manera análoga al receptor radar según la antedicha solicitud de patente FR2820507, el medio de filtrado comprende un medio para estimar matrices de covarianza de orden N dependientes cada una de ellas de productos 45 de las rayas espectrales de las señales recibidas modificadas dos a dos en un grupo relativo a una respectiva portadora, un medio para deducir matrices inversas de las matrices de covarianza y un medio para filtrar los grupos de rayas espectrales relativos respectivamente a las portadoras dentro de las señales recibidas modificadas multiplicando los grupos de rayas por las respectivas matrices inversas, con el fin de producir grupos filtrados de rayas espectrales. A continuación de los medios de filtrado, el receptor radar comprende entonces un medio para 50 sintetizar los grupos filtrados de rayas espectrales en señales de símbolos filtradas que contienen esencialmente

señales retrodifundidas por blancos aplicadas al medio de correlación.

Esta realización elimina asimismo señales interferentes que no sean señales correladas codificadas de tipo COFDM.

Con objeto de caracterizar mejor la función de transferencia del canal de propagación, los productos de rayas espectrales de los que dependen las matrices de covarianza dependen de rayas espectrales de símbolos y son promediados sobre cada trama.

55

5

Otras características y ventajas de la presente invención se pondrán más claramente de manifiesto con la lectura de la descripción que sigue de varias realizaciones preferidas de la invención con referencia a los correspondientes dibujos que se acompañan, en los que:

La figura 1 es un diagrama temporal de símbolos sucesivos en una señal COFDM transmitida;

5 la figura 2 es un diagrama temporal de una trama de señal COFDM;

la figura 3 es un diagrama de trayectos directo, múltiples y reflejado por un blanco móvil entre un transmisor y un receptor;

la figura 4 muestra un ejemplo de salidas de los diferentes contribuidores (trayecto directo, multitrayecto, blanco, ruido) a la salida de un correlador;

10 la figura 5 es un diagrama de bloques esquemático de un receptor radar con red de antenas según la solicitud de patente FR2820507;

la figura 6 es un diagrama de radiación de la red de antenas del receptor radar según la figura 5;

la figura 7 es un diagrama de bloques esquemático, en particular de un circuito de modificación de canal de propagación según la invención, que mejora el receptor radar con varias antenas según la figura 5; y

15 las figuras 8 y 9 son diagramas que muestran respectivamente la superposición de señales transmitidas por N-1 transmisores ficticios para una frecuencia dada y la superposición de las N-1 señales ficticias transmitidas para obtener pérdidas isótropas según la invención.

Las principales características de señales COFDM en radiocomunicaciones se reflejan a continuación, con referencia a la figura 1.

20 Estas señales en banda base son transmitidas por período de símbolo T's. Un mensaje contenido en cada uno de estos símbolos transmitidos es transportado por un número importante de sinusoides emitidas simultáneamente. Estas sinusoides constituyen subportadoras, a continuación denominadas "portadoras" en interés de la simplificación, y están codificadas en fase o en amplitud. Las frecuencias de portadoras f₁ a f_K son equidistantes a 1/T_s. Cada símbolo transmitido S_i es el resultado de la siguiente suma de portadoras durante el tiempo T's (T's > T_s):

25
$$S_{i} = \sum_{k=1}^{k=K} C_{k,i} e^{2j\pi kt/T_{s}}$$

donde j designa la imaginaria pura raíz de -1 (j² = -1) y t la variable tiempo.

Las portadoras en las frecuencias $f_k = k/T_S$, con $1 \le k \le K$ son, pues, ortogonales durante el tiempo T. $\Delta = T'_S - T_S$ designa el intervalo de guarda.

30 Durante 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 al paso de frecuencia I/T_S y cada una de ellas de ancho I/T_S. Las portadoras se modulan individualmente con el concurso, por ejemplo, de un código de cuatro estados de fase expresados por los coeficientes complejos C_{k,i} pertenecientes al alfabeto (1+j, 1-j, -1+j, -1-j).

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

- 35 En transmisión, los símbolos se organizan en tramas. Cada trama mostrada en la figura 2 comprende I símbolos S₁ a S₁. El primer símbolo S₁ de la trama es un símbolo "nulo" que no lleva ninguna información y se constituye a partir de la frecuencia portadora de modulación F₀ de la señal transmitida. El símbolo S₁ sirve de sincronismo de trama, es decir, de referencia temporal. El segundo símbolo S₂ de la trama sirve en particular para el aprendizaje del canal de propagación en el receptor radar y contiene las K portadoras o sinusoides tomadas a las frecuencias f₁ a f_K que
- 40 tienen fases predeterminadas en el transmisor. Estas K portadoras en el símbolo S₁ son utilizadas en el receptor radar, para estimar la señal transmitida, sirviendo cada portadora f_k de referencia en frecuencia y fase. En virtud de los dos primeros símbolos se pueden adquirir así al menos los parámetros de transmisión F₀, T_S y f₁ a f_K. Los demás símbolos S₃ a S₁ están destinados a sustentar uno o varios mensajes de datos que ocupan o no parcialmente cada símbolo.
- 45 En recepción, en radiocomunicaciones, los símbolos son recuperados con ayuda de un análisis frecuencial de las señales COFDM recibidas durante el tiempo T_S. Al ser las frecuencias transmitidas ortogonales al sentido de una transformada de Fourier FFT, cada una de las portadoras se demodula con el fin de restituir la información.

En la práctica, la ortogonalidad de las frecuencias transmitidas queda degradada por las siguientes interferencias:

- interferencias entre símbolos intraportadora: superposición de señales codificadas distintamente o tiempo de análisis T_S no adaptado al código;

- interferencias entre símbolos entre portadoras: señales no ortogonales durante el tiempo de análisis Ts;
- interferencias intrasímbolo intraportadora: superposición de señales codificadas distintamente;
- 5 interferencias intrasímbolo entre portadoras: señales no estacionarias.

Estas interferencias están relacionadas con los trayectos múltiples en el canal de propagación entre el transmisor y el receptor.

La agregación del intervalo de guarda Δ a cada período de símbolo T'_S p ermite eludir todas las interferencias, cuando el intervalo de guarda Δ es mayor que la dispersión temporal del canal de propagación debida a los trayectos múltiples: existe entonces para cada tiempo T'_S un margen de longitud T_S en el que todas las señales recibidas procedentes de los multitrayectos se codifican de manera idéntica.

Se debe estudiar el tratamiento de las señales recibidas que comprenden una correlación Doppler-distancia, la función de ambigüedad de las señales COFDM y en particular sus lóbulos secundarios. Los lóbulos secundarios de la función de ambigüedad asociada a la forma de onda COFDM son relativamente uniformes en el plano distancia-

15 Doppler y su nivel con relación al lóbulo principal es de -10.log₁₀(I.K). Los lóbulos secundarios son menos elevados al pie del pico principal.

El estudio convencional del balance de radar muestra que, en general, la energía contenida en los lóbulos secundarios asociados al trayecto directo es dominante frente al ruido térmico.

- A título de ejemplo, se considera un radar biestático mostrado en la figura 3 con un transmisor TM de potencia electromagnética radiada $P_eG_e = 1000$ W, una ganancia de antena de receptor RE, $G_r = 10$ dB, una longitud de onda $\lambda = 1$ m correspondiente a la frecuencia $F_0 = 300$ MHz, una distancia transmisor-receptor d = 40 km, unas distancias transmisor-blanco TM-BL y distancias blanco-receptor BL-RE iguales a 40 km, un factor de ruido F = 6 dB, una superficie equivalente de radar SER = 0 dB, I = 100 símbolos de duración $T_s = 1$ ms y un intervalo de guarda de 250 µs para una duración de trama de 125 ms, y K = 1500 portadoras para un ancho de banda de B = 1,5 MHz.
- 25 El balance de enlace entre el transmisor TM y el receptor RE se muestra en la figura 4.

35

40

La energía contenida en los lóbulos secundarios ligados al trayecto directo y a los ecos parásitos (clutter) debido a los trayectos múltiples es dominante con relación al ruido térmico. El nivel de energía de los lóbulos del trayecto directo se encuentra a 186–135 = 51 dB por encima del nivel supuesto del blanco que presenta una relación señal a ruido térmico de 198–186 = 12 dB.

30 El receptor radar pasivo de la invención rechaza eficazmente el trayecto directo y los ecos parásitos así como las fuentes interferentes, tales como señales de interferencia, en una señal recibida de banda ancha antes de la correlación Doppler-distancia con el fin de detectar blancos móviles.

Con referencia a la figura 5, un receptor radar pasivo RE con red de antenas para señales OFDM, según la solicitud de patente FR2 820507, comprende un circuito de conformación de señal recibida 1, un analizador de Fourier 2, un circuito de filtrado de señales correladas 3, un sintetizador de Fourier 4, un detector de señales correladas 5, un estimador de réplica de señal transmitida 6 y un circuito de determinación de blancos 7.

El circuito de conformación de señal recibida 1 comprende clásicamente a la entrada una red de N antenas receptoras 11_1 a 11_N respectivamente unidas a varias etapas de recepción 12_1 a 12_N para recibir señales de radiodifusión y teledifusión COFDM, con N \ge 2. El receptor radar RE queda así estructurado en N canales de recepción paralelos en y entre los circuitos 1 a 4 y 7 asociados respectivamente a las antenas 11_1 a 11_N .

Después de una transposición en frecuencia, cada etapa de recepción 12_n , con $1 \le n \le N$, convierte digitalmente la respectiva señal radioeléctrica recibida $X_n(t)$ a banda base y la aplica a un circuito de estimación de parámetros de transmisión y de canal 13:

$$X_n(t) = TD_n(t) + SC_n(t) + B_n(t),$$

45 donde, para cada símbolo transmitido $\sum_{k=1}^{k=K} C_{k,i} e^{2j\pi kt/T_s}$, dejando de lado el índice i del símbolo S_i:

$$TD_n(t) = \sum_{k=1}^{k=K} H_{kn}C_k e^{j2\pi kt/T_s}$$

designa una señal OFDM recibida proveniente a la vez de al menos un transmisor TM o eventualmente de varios transmisores OFDM según trayectos directos y de los trayectos múltiples debidos a reflectores fijos RF y correspondientes a los ecos parásitos (clutter), tal como se ilustra en la figura 3; Hkn designa un coeficiente complejo correspondiente a la función de transferencia del canal de propagación EM-11n relativamente a esos trayectos para la raya f_k; la señal TD_n(t) está constituida por la superposición de señales parásitas con efecto Doppler nulo debidas

5 a los trayectos directos y múltiples; estas señales parásitas se denominan "señales correladas";

$$SC_{n}(t) = \sum_{k=1}^{k=K} h_{C} C_{k} e^{j2\pi k(t-\tau_{n})/T_{S}} e^{-j2\pi vt}$$

designa una señal recibida OFDM procedente de la retrodifusión de señales transmitidas OFDM por al menos un blanco móvil BL y, por tanto, afectadas de un efecto Doppler no nulo; constituye la señal deseada que ha de extraerse, cuya potencia es muy pequeña comparativamente con la de las señales correladas $TD_n(t)$; h_c es la función de transferencia de banda estrecha del blanco BL, Tn denota la diferencia de marcha entre el trayecto directo v el travecto reflejado por el blanco, v v es la frecuencia Doppler del blanco;

B_n(t) designa señales recibidas en el ancho de banda útil, denominadas fuentes interferentes, que no sean las señales OFDM correladas, tales como señales de interferencia y de ruido térmico.

- 15 El circuito 13 estima los parámetros de la señal transmitida, tales como la frecuencia de portadora F₀ y la duración de símbolo T_s en función de un análisis de los dos primeros símbolos S₁ y S₂ de una trama (figura 2) dentro de las N señales recibidas con el fin de constituir una referencia temporal. Conocidos el período T's de la señal transmitida y la duración T_S de cada símbolo, la longitud temporal del canal se deduce del proceso de sincronización de la referencia temporal precedente, analizando las señales recibidas en el interior de cada intervalo de guarda Δ que es 20
- mayor que la longitud temporal del canal.

10

50

Seguidamente, en un circuito de truncamiento 14, se truncan periódicamente las señales recibidas X1(t) a XN(t). La parte estacionaria de los símbolos recibidos de duración Ts se recupera retirando la porción de las señales recibidas en el intervalo de guarda Δ de cada período T's y especialmente retirando la longitud de canal deducida en cada período.

- 25 Cada parte de duración T_S en cada una de las N señales recibidas digitales en banda base $X_1(t)$ a $X_N(t)$ se aplica a continuación al analizador de Fourier 2. El analizador produce las componentes real e imaginaria de cada señal $X_n(t)$ con cada duración T_S mediante transformada de Hilbert y las analiza mediante transformada rápida de Fourier FFT para proporcionar el espectro frecuencial de cada símbolo Si suministrado por el circuito de truncamiento 14. El analizador 2 produce K rayas espectrales SP1n a SPKn para cada símbolo de la señal recibida Xn(t) relativas a las
- 30 frecuencias f1 a fK y las aplica en paralelo a un módulo de cálculo de matrices de covarianza 31 en el circuito de filtrado 3. La información transportada por cada raya espectral SP_k relativa a una frecuencia $f_k = k/T_s$ transmitida independientemente de las demás frecuencias está relacionada, por una parte, con la codificación de la correspondiente raya espectral y, por otra parte, con la función de transferencia H_k del canal de propagación.
- El circuito de filtrado 3 comprende tres módulos de equipo lógico: el módulo 31, un módulo de cálculo de matrices de 35 covarianza inversas 32 y un módulo de filtrado 33.

Para cada raya SP_k en la frecuencia f_k, suministrada por el analizador 2, el módulo 31 estima una matriz de covarianza Rk de dimensiones NxN en la que una fila de rango dado n se compone de los productos de la raya espectral SPkn recibida relativa a una antena dada 11n por los conjugados de las rayas espectrales recibidas SPk1 a SP_{kN} recibidas relativas a las N antenas 11₁ a 11_N, siendo promediados los productos para símbolos durante un

- 40 tiempo predeterminado, con 1 ≤ n ≤ N. Preferentemente, el tiempo predeterminado para promediar dichos productos es netamente más largo que la duración de símbolo Ts, y es, típicamente, la duración de una trama, esto es, de los productos promediados sobre I-1 símbolos S₂ a S₁. El promediado de dichos productos sobre un gran número de símbolos, es decir, sobre un centenar de símbolos que componen la trama, decorrela la señal de blanco de las señales parásitas recibidas con un nivel elevado por las antenas. La ortogonalidad de las rayas espectrales entre sí
- 45 permite hacer las matrices de covarianza R1 a RK independientes de la codificación.

Seguidamente, el módulo 32 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 NxN hacen las funciones de K filtros en el módulo 33 respectivamente para filtrar K grupos que tienen cada uno de ellos N rayas espectrales SP11 - SP1N a SPK1 - SPKN suministradas por el analizador 2. Cada grupo de N rayas espectrales recibidas SPk1 a SPkN para una frecuencia dada fk es así filtrado por un filtro que proporciona, con cada símbolo, el producto del vector columna compuesto por

las N rayas espectrales recibidas SP_{k1} – SP_{kN} para ese símbolo y la frecuencia f_k por la matriz inversa R_k^{-1} . En los N

grupos de K rayas espectrales filtradas, proporcionados cada uno de ellos por el circuito de filtrado 3, se ha eliminado la contribución de las señales correladas con efecto Doppler nulo debidas al trayecto directo y a los trayectos múltiples, así como las fuentes interferentes. A continuación, las NK rayas espectrales filtradas son

sintetizadas mediante transformada rápida de Fourier inversa FFT^{-1} en el sintetizador 4, que suministra N señales temporales de símbolos $X_1(t)$ a $X_N(t)$, que comprenden respectivamente las señales de retrodifusión de blanco $SC_1(t)$ a $SC_N(t)$, al circuito de discriminación de blancos 7.

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 correladas OFDM TD₁(t) a TD_N(t) y de las fuentes interferentes B₁(t) a B_N(t), según se muestra en la figura 6.

10

40

$$SR(t) = \sum_{k=1}^{k=K} \overline{H}_{k1} C_k e^{j2\pi kt/T_s} + b_1(t)$$

 \overline{H}_k es el promedio de los I–1 coeficientes de la función de transferencia de canal de propagación para la raya SP_{k1} durante los símbolos S₂ a S₁ de la trama recibida por la antena 11₁, esto es, prácticamente $|\overline{H}_{k1}| = |H_{k1}|$, lo cual mejora la estimación de la función de transferencia del canal, haciéndola menos dependiente de variaciones instantáneas de amplitud y de fase. Este promediado permite despreciar la señal retrodifundida de blanco SC₁(t) y.

15 instantáneas de amplitud y de fase. Este promediado permite despreciar la señal retrodifundida de blanco SC₁(t) y, por tanto, caracterizar el canal de propagación y las señales correladas. La señal de ruido b₁(t) designa un promedio de fuentes interferentes recibidas durante la trama, esencialmente compuestas por un ruido térmico de varianza inferior a la de las fuentes interferentes B₁(t).

Después de haber estimado y memorizado los coeficientes de función de transferencia H_{11} a H_{K1} promediados durante una trama, el detector 5 aplica las rayas espectrales de las señales correladas con efecto Doppler nulo promediadas sobre una trama, es decir, las rayas promediadas SR₁ a SR_K de la señal SR(t) dependiente de los

coeficientes H_{11} a H_{K1} , a K entradas del estimador 6. El estimador 6 produce una réplica de señal transmitida de "banda estrecha" Re(t) aplicada a N correladores Doppler-distancia 71 en el circuito de discriminación de blancos 7:

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

25 De manera análoga a un canal Doppler del receptor radar según la solicitud de patente francesa FR2776438, el circuito de discriminación de blancos 7 comprende N correladores Doppler-distancia 71₁ a 71_N y N circuitos de enfoque angular 72₁ a 72_N. En cada correlador 71_n, unos canales Doppler se ven afectados por una desviación de frecuencia predeterminada unos respecto a otros debido al efecto Doppler. Los canales Doppler constituyen varias

celdas de velocidad de la respectiva señal filtrada $X_n(t)$ por cambios de frecuencia y se correlan cada uno de

- 30 ellos, para cada portadora f₁ a f_K, con la réplica de señal transmitida Re(t) con el fin de determinar unos picos de correlación que se hallan en unas celdas de distancia correspondientes a blancos móviles. Después de la suma, el respectivo circuito de enfoque angular 72_n determina unas celdas angulares posicionadoras de blancos móviles. Finalmente, un circuito de Tratamiento de Falsa Alarma Constante (TFAC) 73 extrae "puntos luminosos" relativos a datos de posicionamiento y velocidad acerca de blancos móviles buscados.
- Como variante, el circuito de filtrado 3 es del tipo del mostrado en la figura 5 de la solicitud de patente FR2820507. El circuito 3 incluye N restadores para restar cada una de las K rayas promediadas de la señal de referencia SR(t), correspondientes a los coeficientes promediados de función de transferencia de canal de propagación \overline{H}_{11} a \overline{H}_{K1} y producidas por el detector 3, a las K rayas espectrales de la respectiva señal recibida X_n(t) con el fin de producir, a

través del sintetizador 4, tantas señales filtradas $X_1(t)$ a $X_N(t)$ como antenas para ser tratadas en paralelo en canales Doppler del circuito 7.

Con referencia ahora a la figura 7, la invención añade esencialmente un circuito de modificación de canal de propagación 8 para suprimir el sector angular ciego SA en los diagramas tales como el mostrado en la figura 6, resultante del rechazo de las señales correladas con efecto Doppler nulo debidas al trayecto directo y a los trayectos múltiples. El circuito 8 va interconectado entre las KN salidas del analizador de espectro 2 y KN primeras entradas

45 de un circuito sumador 9 que recibe por KN segundas entradas las rayas espectrales SP₁₁ a SP_{KN} suministradas por el analizador 2.

El rechazo de la señal de trayecto directo basado en filtrado adaptativo implica pérdidas relacionadas con la correlación o sensible colinealidad entre un vector direccional relativo a un blanco móvil y el vector direccional de trayecto directo real.

En particular, cuando el trayecto directo es de tipo espacio libre, su rechazo según el principio de filtrado adaptativo angular origina clásicamente el fenómeno de sector angular ciego SA. El circuito 8 tiene justamente la función de modificar el vector direccional de trayecto directo de modo que el trayecto directo sea rechazado sin que se origine el sector angular ciego SA, limitando las pérdidas relacionadas con la correlación del vector de blanco y del vector de trayecto directo. La invención modifica entonces la colinealidad de los vectores direccionales blanco y trayecto directo merced al conocimiento de la señal de referencia SR(t) producida por el detector 5 y representativa principalmente de la señal de trayecto directo, con el fin de rechazar a continuación el vector direccional de trayecto

No obstante, la supresión de un sector ciego según el eje del trayecto directo recibido podría originar otro sector ciego según el eje modificado del trayecto directo. La invención subsana asimismo este inconveniente promediando las pérdidas debidas a la modificación del vector de trayecto directo con el fin de que el espacio sea observado con

15 una cobertura cuasi-isótropa en el circuito de determinación de blancos 7.

directo modificado que va no es colineal con el vector direccional de blanco.

El circuito de modificación 8 comprende esencialmente, en cascada, tres módulos de equipo lógico: un estimador de vector direccional de trayecto directo 81, un constructor de base ortonormal 82 y un generador de señales ficticias 83.

El estimador 81 trata las KN rayas espectrales SP₁₁ a SP_{KN} proporcionadas por el analizador de espectro 2 y las reparte en K grupos (SP₁₁ a SP_{1N}) a (SP_{K1} a SP_{KN}) respectivamente relacionados con las K rayas transmitidas de portadoras f₁ a f_K para determinar K matrices de covarianza R₁ a R_K de orden N. Al igual que en el módulo de cálculo 31 en el circuito de filtrado 3, una fila de rango dada n se compone de las correlaciones de la raya espectral SP_{kN} relativa a la antena 11_n por los conjugados de las rayas espectrales SP_{k1} a SP_{kN} relativas a las N antenas 11₁ a 11_N y a la portadora f_k en banda estrecha, y los productos de rayas espectrales dos a dos son promediados durante un tiempo predeterminado mayor que la duración de símbolo T_S, tal como la duración de una trama.

Seguidamente, el estimador 81 calcula los determinantes de las K matrices cuadradas de covarianza R₁ a R_K con el fin de deducir, para cada matriz R_k, los N vectores propios V_{k1} a V_{kN} de N componentes y los valores propios asociados λ_{k1} a λ_{kN} . El estimador 81 deduce el vector propio V_{kmax} que va asociado al más elevado λ_{kmax} de los valores propios:

$$\lambda_{kmax} = \sup (\lambda_{k1} a \lambda_{kN})$$

30

y que corresponde al vector direccional del trayecto directo. En efecto, los otros N-1 valores propios se asocian *a priori* con ruido.

Por último, el estimador 81 promedia los K vectores propios V_{1max} a V_{Kmax} asociados a los valores propios más elevados en un vector direccional de trayecto directo V_{TD} de N componentes:

35
$$V_{TD} = \left(\sum_{k=1}^{k=K} V_{kmáx}\right) / K.$$

El constructor 82 construye una base ortonormal de N vectores ortogonales $U_1 a U_N$ dos a dos y de los cuales el primero U_1 es el vector direccional de trayecto directo V_{TD} . Esta base de vectores es una cualquiera, es decir, independiente de la posición angular de la red de antenas receptoras $11_1 a 11_N$ con relación a la dirección del vector de trayecto directo real.

- 40 Por ejemplo, por medio de un algoritmo iterativo de ortonormalización de Schmidt, se crea un segundo vector U_2 ortogonal al vector V_{TD} , después un tercer vector U_3 ortogonal a los dos primeros $U_1 = V_{TD}$ y U_2 y así sucesivamente hasta un vector U_N ortogonal al vector V_{TD} y a los N-2 vectores anteriormente creados. Los N vectores U_1 a U_N de la base tienen cada uno de ellos un módulo igual a aquel $||V_{TD}||$ del vector de trayecto directo y N componentes en la "marca de referencia inicial de antenas" definida por las N componentes del vector de trayecto directo $U_1 = V_{TD}$.
- 45 Como variante, el constructor 82 construye la base ortonormal según otros procedimientos conocidos fundamentados en la utilización de proyector ortogonal, o una parametrización de la función de la red de antenas.

Para "desensibilizar" el vector direccional V_{TD} "ciego" asociado al trayecto directo real, el generador 83 genera N-1 señales ficticias "totalmente" correladas provenientes del espacio ortogonal al vector de trayecto directo "ciego" y las aplica al circuito sumador 9. Esta modificación del canal de propagación de trayecto directo real se traduce en el tratamiento de una señal de recepción compuesta determinada por un vector direccional del que una parte es

50 tratamiento de una señal de recepción compuesta determinada por un vector direccional del que una parte es ortogonal al vector de trayecto directo real. El generador 83 participa en esta desensibilización para cada una de las rayas transmitidas f₁ a f_K con el fin de optimizar las pérdidas en promedio y tratar la señal compuesta con una

cobertura isótropa del espacio en los circuitos 3 y 7 según el circuito sumador 9.

20

El generador 83 genera N-1 señales ficticias de transmisión SF₂ a SF_N que son proporcionales a la señal de referencia transmitida SR(t) cuyas K rayas espectrales SR₁ a SR_K correspondientes a las frecuencias f₁ a f_K las proporciona el detector de señales correladas 5. Según queda esquematizado mediante diagramas de radiación D₂ a

- 5 D_N en una frecuencia dada f_k en la figura 8, cada señal ficticia SF_n ensanchada en la banda de frecuencias útil B = [f₁, f_N] de la señal transmitida real, con 2 ≤ n ≤ N, parece provenir de un transmisor ficticio TF_n, cuya dirección con relación a la red de antenas receptoras 11₁ a 11_N es la del respectivo vector U_n de la base ortonormal proporcionada por el constructor 82 al generador 83.
- En el generador 83 está predeterminado por programación el retardo τ_n entre los trayectos directos desde el respectivo transmisor ficticio TF_n y desde el transmisor real TM hasta la antena respectiva 11_n. Cada retardo τ_n , con $2 \le n \le N$, es un múltiplo entero M_n de la inversa 1/B del ancho de banda B = [f₁, f_K] de la señal transmitida, y los múltiplos enteros M₂ a M_N son diferentes entre sí. El conjunto de las señales ficticias SF₂ a SF_N crea así, con cada respectiva señal recibida X_n(t), un canal compuesto de período frecuencial igual a la banda B de las señales recibidas por la red de antenas. Los retardos T₂ a T_n difieren por ejemplo en un paso igual a 1/B según el orden
- 15 ascendente del índice n de 2 a N, pero pueden ser diferentes entre sí según un reparto totalmente distinto, regular o irregular.

Las rayas SF_{1n} a SF_{Kn} de cada señal ficticia SF_n, con $2 \le n \le N$, se deducen de los productos de las rayas SR₁ a SR_K de la señal de referencia mediante un coeficiente angular respectivo dependiente de la dirección del respectivo vector U_n de la base ortonormal y de un respectivo coeficiente de retardo dependiente del respectivo retardo M_n/B con M_n diferente de M₂ a M_{n-1} y M_{n+1} a M_N.

Las K rayas espectrales de todas las señales ficticias SF_2 a SF_N son sumadas respectivamente a las K rayas espectrales SP_{1n} a SP_{Kn} de cada señal $X_n(t)$ realmente recibida por la respectiva antena 11_n en el circuito sumador 9. Dicho de otro modo, la raya SP_{kn} de la señal recibida $X_n(t)$ correspondiente a la frecuencia f_k es sumada a todas las rayas SF_{k2} a SF_{kN} de las N-1 señales ficticias SF_2 a SF_N en el circuito sumador 9 resultante para producir una raya

- SPM_{kn} de una señal suma resultante representativa de una señal recibida modificada XM_n. El circuito 9 aplica las respectivas rayas de las N señales modificadas XM₁ a XM_N al módulo de cálculo 31 en el circuito de filtrado 3, el cual las trata del mismo modo que las rayas espectrales de las respectivas señales X₁(t) a X_N(t) según la realización mostrada en la figura 5. El canal compuesto creado por superposición de las señales recibidas y de las señales ficticias SF₂ a SF_N es rechazado entonces en modo de múltiples bandas estrechas por el circuito de filtrado 3, pero
- 30 dando origen a pérdidas después del rechazo del canal compuesto que son isótropas, como se muestra esquemáticamente mediante el diagrama de radiación global D en la figura 9 comparativamente con el de la figura 6. Se muestra que la relación señal a ruido más interferencias después del rechazo presenta unos valores mínimo y máximo iguales y, en consecuencia, las pérdidas son isótropas y pequeñas y equivalen a 10 log[(N-1)/N] dB.
- La señal de referencia de transmisión SR(t) se utiliza de este modo para reconstruir de manera ficticia una fuente con varios transmisores ficticios. La señal SR(t) ponderada por los respectivos coeficientes angulares dependientes de los vectores U₂ a U_N de la base ortonormal en el generador 83 se añade a cada una de las señales X₁(t) a X_N(t) recibidas por las antenas 11₁ a 11_N en el circuito sumador 9. Las señales ficticias SF₂ a SF_N reconstruyen un canal de propagación específico cuyo vector de propagación se halla en promedio sobre la banda de frecuencias f₁ a f_k de la señal transmitida, ortogonal por construcción a todos los vectores direccionales de tipo espacio libre concebibles.
- es igual a 1/N, cualquiera que sea el trayecto de blanco de tipo espacio, lo cual implica unas pérdidas máximas de 3 dB con un mínimo de antenas de N = 2. Así, la cobertura después del filtrado queda "alisada" y se hace isótropa.

Como variante, el detector 5 corrige la estimación de las rayas espectrales SR₁ a SR_K de la señal de referencia SR en función de la dirección supuesta del blanco con relación al vector direccional de trayecto directo V_{TD} proporcionado por el estimador 81. Esta variante permite prever las pérdidas según la dirección del blanco que podrían resultar de una decorrelación de la señal de referencia con la señal de blanco después del filtrado efectuado.

REIVINDICACIONES

1. Receptor radar que trata una señal radioeléctrica recibida a través de un canal de propagación (TM-RE) y compuesta por tramas de símbolos transmitidos cada uno de ellos sobre portadoras ortogonales (f1 – f_K), que comprende N medios de recepción (11₁, 12₁ a 11_N, 12_N), medios para conformar N señales recibidas por los medios

- 5 de recepción en N señales digitales de símbolos (X₁ a X_N), siendo N un entero mayor que 1, y un medio de correlación Doppler-distancia (7) para discriminar blancos móviles, caracterizado porque comprende un medio (81) para estimar un vector direccional (V_{TD}) del trayecto directo de N componentes en una marca de referencia de N dimensiones, un medio (82) para construir una base ortonormal en la marca de referencia de N dimensiones compuesta por el vector de trayecto directo (V_{TD} = U₁) y por N-1 vectores direccionales (U₂ a U_N) ortogonales entre sí y al vector direccional (V_{TD}) del trayecto directo real, y un medio (83) para generar N-1 señales ficticias (SF₂ a
- 10 sí y al vector direccional (V_{TD}) del trayecto directo real, y un medio (83) para generar N-1 señales ficticias (SF₂ a SF_N) que son análogas a una señal de referencia (SR) representativa de señales parásitas con efecto Doppler nulo (TD) en las N señales de símbolos recibidas (X₁ a X_N), en función de los productos de la señal de referencia (SR) por coeficientes angulares dependientes de las direcciones de N-1 vectores ortogonales y de coeficientes de retardo con relación al trayecto directo real dependientes de los productos de múltiplos enteros diferentes de la inversa del
- 15 ancho de banda de las portadoras, un medio (9) para sumar cada señal de símbolos recibida (X₁ a X_N) a las N-1 señales ficticias (SF₂ a SF_N) con el fin de producir señales recibidas modificadas (SPM₁ a SPM_N) y un medio de filtrado (3) para eliminar en las señales recibidas modificadas las señales parásitas con efecto Doppler nulo (TD),

con el fin de aplicar señales de símbolos filtradas (X_1 a X_N) que contienen esencialmente señales retrodifundidas (SC) por blancos (BL) por medio de correlación (7).

- 20 2. Receptor radar según la reivindicación 1, en el que el medio (81) para estimar es apto para estimar el vector direccional (V_{TD}) del trayecto directo en función de matrices de covarianza de orden N dependientes cada una de ellas de productos de rayas espectrales (SP_{k1} a SP_{kN}) de las señales de símbolos recibidas (X₁ a X_N) dos a dos en un grupo relativo a una respectiva portadora (f_k).
- 3. Receptor radar según la reivindicación 1 ó 2, que comprende un medio (5) para estimar los coeficientes de la función de transferencia del canal de propagación (TM-RE) en función de las rayas espectrales (SP₁₁ a SP_{K1}) de una (X₁) de las señales de símbolos recibidas para cada símbolo y promediar los coeficientes de la función de transferencia sobre cada trama con el fin de producir las rayas espectrales (SR₁ a SR_K) de la señal de referencia.

 Receptor radar según las reivindicaciones 2 y 3, que comprende un medio (5) para corregir las rayas espectrales (SR₁ a SR_κ) de la señal de referencia en función de la dirección de un blanco con relación al vector direccional de trayecto directo estimado.

5. Receptor radar según la reivindicación 3 ó 4, que comprende un medio (6) para estimar una réplica de señal transmitida (Re) en función de las rayas espectrales (SR₁ a SR_K) de la señal de referencia, correlándose la réplica estimada con las señales de símbolos filtradas ($X_1^{'}$ a $X_N^{'}$) en el medio de correlación Doppler-distancia (7).

6. Receptor radar según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, caracterizado porque el medio de filtrado (3) comprende un medio (31) para estimar matrices de covarianza de orden N dependientes cada una de ellas de productos de las rayas espectrales (SP_{k1} a SP_{kN}) de las señales recibidas modificadas (SPM₁ a SPM_N) dos a dos en un grupo relativo a una respectiva portadora (f_k), un medio (32) para deducir matrices inversas de las matrices de covarianza y un medio (33) para filtrar los grupos de rayas espectrales relativos respectivamente a las portadoras (f₁ - f_k) dentro de las señales recibidas modificadas multiplicando los grupos de rayas por las respectivas matrices inversas con el fin de producir grupos filtrados de rayas espectrales, y porque el receptor radar comprende

además un medio (4) para sintetizar los grupos filtrados de rayas espectrales en señales de símbolos filtradas (X

a X_{N}) que contienen esencialmente señales retrodifundidas por blancos (BL) aplicadas al medio de correlación (7).

 Receptor radar según la reivindicación 2 ó 6, en el que los productos de rayas espectrales de los que dependen las matrices de covarianza dependen de rayas espectrales de símbolos y son promediados sobre cada trama.



<u>Fig.2</u>



<u>Fig.3</u>

















