

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 759 857**

51 Int. Cl.:

H04L 25/03 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **20.02.2014 PCT/FR2014/000041**

87 Fecha y número de publicación internacional: **28.08.2014 WO14128369**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **20.02.2014 E 14712699 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.10.2019 EP 2959610**

54 Título: **Procedimiento de demodulación de una señal**

30 Prioridad:

22.02.2013 FR 1351578

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

12.05.2020

73 Titular/es:

**AIRBUS DS SAS (100.0%)
1 Boulevard jean Moulin, ZAC de la Clef Saint
Pierre
78990 Elancourt , FR**

72 Inventor/es:

**MEGE PHILIPPE y
MARTINOD LAURENT**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 759 857 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

Procedimiento de demodulación de una señal

Campo técnico

La presente invención se refiere a un procedimiento de demodulación de una señal.

5 Se refiere igualmente a un equipo receptor de múltiples antenas y a un programa de ordenador correspondiente.

El campo de la invención es el de la codificación de datos digitales, destinados a ser transmitidos en particular en presencia de un ruido de transmisión, y de la decodificación de dichos datos digitales después de la transmisión.

La invención se refiere, más particularmente pero no de manera limitada, al campo de la optimización de la transmisión de datos digitales, por ejemplo a través de una red de radio de banda ancha.

10 **Técnica anterior**

Un receptor de múltiples antenas comprende al menos dos antenas de recepción para recibir réplicas de una misma señal emitida, introduciendo así una diversidad suplementaria que tiene como efecto mejorar la calidad de la recepción. La diversidad suplementaria proporcionada es o bien una diversidad espacial si las antenas están suficientemente separadas, o bien una diversidad de polarización si las antenas están localizadas y polarizadas de maneras diferentes, o bien a la vez una parte de uno y otro de estos dos tipos de diversidad.

15 La invención se refiere más particularmente a los sistemas de transmisión de múltiples portadoras, por ejemplo del tipo de multiplexado por división del espectro en frecuencias ortogonales (se puede hablar de OFDM, en inglés Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Esta transmisión de múltiples portadoras proporciona una diversidad de frecuencia independiente de la diversidad espacial y/o de polarización proporcionada por el uso de varias antenas de recepción.

Este tipo de transmisión se usa cada vez más frecuentemente. En particular, se ha adoptado en los sistemas LTE («Evolución a Largo Plazo»), TEDS («Servicio de Datos Mejorado TETRA»), DAB («Radiodifusión de Audio Digital») y DVB-T («Radiodifusión Terrestre de Vídeo Digital»).

25 En los sistemas de transmisión OFDM, los datos en general se organizan en tramas. En cada trama, ciertos símbolos, distribuidos en el plano de tiempo-frecuencia se insertan entre las informaciones útiles destinadas al receptor. Estos símbolos, denominados "símbolos piloto" son conocidos por el emisor y el receptor. Generalmente se utilizan con fines de sincronización y de estimación del canal de propagación.

El ruido y las interferencias a las que está sujeta la señal durante su propagación entre el emisor y el receptor degradan la recepción de la señal. Un procesamiento insuficiente del ruido y de las interferencias genera una alta tasa de error de demodulación y de decodificación.

30 Convencionalmente, el ruido y las interferencias se procesan comparando una señal resultante de la combinación de las señales recibidas por las antenas del receptor con una estimación de la señal emitida. Esta estimación de la señal emitida puede conocerse a priori para el receptor utilizando, por ejemplo, los símbolos pilotos. La estimación de la señal emitida también se puede obtener a través de un tratamiento previo de las señales recibidas en las diversas antenas, por ejemplo, mediante una técnica conocida con el nombre de demodulación de señal con una combinación máxima de relación de señal (MRC, por sus siglas en inglés "Maximum Ratio Combining").

35 Se conoce la solicitud de patente FR 11 61062 que describe un procedimiento para reducir la interferencia. Aunque el procedimiento para reducir la interferencia descrito en este documento es de mayor rendimiento que los procedimientos convencionales para reducir interferencias en el caso de señales recibidas con ruido de interferencias fuertes, el procedimiento puede no ser de gran rendimiento en ciertos casos en los que el ruido de las señales recibidas contiene poca interferencia.

40 La patente FR 2924884 describe la reducción de las interferencias en un sistema de varias portadoras con recepción en diversidad. Las señales recibidas de al menos dos antenas r_1 , r_2 son ponderadas por vectores v_1 , v_2 que tienen coeficientes desconocidos. Una estimación de la señal emitida d es ponderada por el vector v que tiene un coeficiente desconocido; la diferencia siguiente es calculada: $r_1 * v_1 + r_2 * v_2 - r * v$; una función de la diferencia es minimizada y los coeficientes de los vectores v_1 , v_2 et v son estimados.

El propósito de la presente invención es resolver al menos este problema planteado por la técnica anterior.

Exposición de la invención

45 La invención está definida por las reivindicaciones independientes. Otros modos de realización están definidos por las reivindicaciones dependientes.

Tal objetivo se logra con un procedimiento de demodulación de una señal en un receptor que comprende al menos dos antenas, cada una de las cuales recibe una señal transmitida a través de un canal de propagación radioeléctrico asociado, correspondiendo las señales recibidas a una misma señal emitida que comprende tramas de símbolos distribuidos en tiempo y frecuencia en las que ciertos símbolos, denominados símbolos pilotos, son conocidos por el receptor, comprendiendo dicho procedimiento etapas de:

- blanqueamiento de ruido para formar dos señales combinadas cuyos ruidos son independientes;
- normalización de los ruidos de las señales combinadas para formar dos señales cuyos ruidos son independientes y de normas medias iguales;
- demodulación de señal con combinación máxima de la relación señal a ruido de las dos señales de ruido independientes y de normas medias iguales

caracterizado por que la primera etapa de blanqueamiento de ruido para formar las dos señales combinadas comprende etapas secundarias de:

- ponderación de cada una de las señales recibidas con primeros vectores de ponderación respectivos asociados con una antena respectiva del receptor, siendo ponderada la señal asociada con la primera antena por un vector w_1 y siendo ponderada la señal asociada con la segunda antena por un vector w_2 ,
- combinación de las señales recibidas ponderadas para formar una primera señal combinada (c_1),
- ponderación de una señal de referencia que comprende dichos símbolos pilotos con otro vector de ponderación (w_d),
- comparación de la primera señal combinada y de la señal de referencia ponderada para formar un error (ϵ), y
- determinación de los vectores de ponderación (w_1 , w_2 y w_d) con ayuda del criterio del máximo a posteriori maximizando la probabilidad de realización de dichos vectores de ponderación condicionalmente con el error obtenido,
- ponderación de cada señal recibida con segundos vectores de ponderación, siendo ponderada la señal recibida en la primera antena por el conjugado del vector complejo w_2 y siendo ponderada la señal recibida en la primera antena ponderada por el opuesto del conjugado del vector complejo w_1 ,
- combinación de las señales recibidas ponderadas por los segundos vectores de ponderación para formar una segunda señal combinada (c_2).

Se entiende por símbolo piloto cualquier símbolo conocido por el receptor, en particular a la vez los símbolos pilotos tales como se designan en las normas de los sistemas OFDM conocidos como LTE y TEDS, y/o los símbolos de sincronización y/o los símbolos ya demodulados y decididos por el receptor en una etapa de procesamiento anterior.

Gracias al uso del enfoque del máximo a posteriori (esto puede denominarse MAP, para Máximo A Posteriori), la presente invención permite reducir de manera óptima el nivel de las interferencias en un receptor de múltiples antenas y, como tal, mejorar así la relación de señal a ruido más interferencias (se puede hablar de SINR, en inglés Signal to Interference plus Noise Ratio (“Relación de Señal a Interferencia más Ruido”).

El procedimiento descrito anteriormente permite obtener dos señales c_1 y c_2 cuyos ruidos son ortogonales entre ellos. La señal c_1 tiene un nivel de interferencia reducido de manera óptima y la señal c_2 cuyo ruido es ortogonal en cada símbolo tiene por tanto un nivel máximo de interferencia. No se pierde información cuando se considera esta combinación.

Gracias al uso del enfoque de combinación máxima de relación señal a ruido (Maximum Ratio Combining o MRC, en inglés) en una combinación de señales tal como se acaba de describir, es decir, de dos señales con una que tiene un ruido cuyo nivel de interferencia es óptimamente reducido, incluyendo el otro un ruido que incluye un nivel máximo de interferencia, y a la normalización del ruido de estas dos señales, el procedimiento propuesto responde al problema planteado por la técnica anterior.

Así, el procedimiento funciona bien en todos los casos de cifras, incluso cuando el ruido de las señales recibidas contiene poca interferencia.

En un modo de realización preferido, los coeficientes respectivos (α_1 y α_2) del canal visto por la señal útil asociada con una antena respectiva del receptor y utilizada en la etapa de demodulación de señal con la combinación máxima de la relación señal a ruido de las dos señales, r' y r'' , obtenidas al final de la etapa de blanqueamiento de ruido, se pueden determinar con ayuda del criterio del máximo a posteriori maximizando la probabilidad de realización del canal (α_1 y α_2) condicionalmente con el error presente por una parte en la señal c_1 y por otra parte en la señal c_2 , teniendo en cuenta el canal de propagación visto en la señal c_1 y en la señal c_2 .

Preferiblemente, la etapa de determinación de la etapa de blanqueamiento puede comprender etapas secundarias de:

- cálculo de una matriz de covarianza G_B del canal de propagación;
 - cálculo de una matriz de covarianza G_D del producto, símbolo por símbolo, de dos canales de propagación; y
- 5 – determinación de los vectores de ponderación con ayuda de las matrices de covarianza G_B y G_D .

En efecto, los vectores de ponderación son homogéneos con el canal de propagación. Las matrices de covarianza G_B y G_D permiten representar las restricciones de tiempo y frecuencia de este canal.

Además, la etapa de determinación de la etapa de blanqueamiento puede comprender además una etapa secundaria de descomposición de la matriz de covarianza G_B en vectores propios de acuerdo con la relación $G_B = C_B \Lambda_B C_B^H$ en la que C_B es una matriz de vectores propios de la matriz G_B y Λ_B es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_B y una etapa secundaria de descomposición de la matriz de covarianza G_D en vectores propios de acuerdo con la relación $G_D = C_D \Lambda_D C_D^H$ en donde C_D es una matriz de vectores propios de la matriz G_D y Λ_D es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_D .

15 Estas descomposiciones permiten simplificar los cálculos de los vectores de ponderación.

Ventajosamente, la etapa de determinación de la etapa de blanqueamiento puede comprender además una etapa secundaria de extracción de una matriz C'_B a partir de la matriz C_B y de una matriz Λ'_B a partir de la matriz Λ_B , comprendiendo la matriz Λ'_B un número determinado n_B' de valores propios de Λ_B y comprendiendo la matriz C'_B los vectores propios asociados con estos n_B' valores propios, y una etapa secundaria de extracción de una matriz C'_D a partir de la matriz C_D y de una matriz Λ'_D a partir de la matriz Λ_D , comprendiendo la matriz Λ'_D un número determinado n_D' de valores propios de Λ_D y comprendiendo la matriz C'_D los vectores propios asociados con estos n_D' valores propios, siendo entonces determinados los vectores de ponderación con ayuda de las matrices de vectores propios C'_B y C'_D y de valores propios Λ'_B y Λ'_D .

20 Preferiblemente, los n_B' valores propios retenidos son los valores propios más grandes de la matriz Λ_B y los n_D' valores propios retenidos son los valores propios más grandes de la matriz Λ_D .

Esto hace posible reducir la complejidad del cálculo de los vectores de ponderación y, al mismo tiempo, minimizar la pérdida de rendimiento gracias al hecho de que los vectores propios conservados en las matrices C'_B y C'_D representan una parte importante de la energía, representada por la suma de los valores propios conservados en las matrices Λ'_B y Λ'_D .

30 Preferiblemente, n_B' y n_D' son menores o iguales que el número de símbolos pilotos en cada trama.

Además, la matriz de covarianza G_B puede ser el producto de Kronecker de una matriz de covarianza $G_{B,T}$ en el dominio del tiempo y de una matriz de covarianza $G_{B,F}$ en el dominio de frecuencia y la matriz de covarianza G_D es el producto de Kronecker de una matriz de covarianza $G_{D,T}$ en el dominio del tiempo y de una matriz de covarianza $G_{D,F}$ en el dominio de la frecuencia y la etapa (28) de determinación puede comprender las etapas secundarias de:

35 – descomposición de las matrices de covarianza $G_{B,T}$ y $G_{B,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{B,T} = C_{B,T} \Lambda_{B,T} C_{B,T}^H$ y $G_{B,F} = C_{B,F} \Lambda_{B,F} C_{B,F}^H$, en las que:

- $C_{B,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
- $\Lambda_{B,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;

40 – $C_{B,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,F}$; y

- $\Lambda_{B,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,F}$;

45 – extracción de una matriz $C'_{B,T}$ a partir de la matriz $C_{B,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,T}$ un número determinado n_{Bt}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bt}' valores propios más grandes;

- extracción de una matriz $C'_{B,F}$ a partir de la matriz $C_{B,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,F}$ un número determinado n_{Bf}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bf}' valores propios más grandes;

50 – descomposición de las matrices de covarianza $G_{D,T}$ y $G_{D,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{D,T} = C_{D,T} \Lambda_{D,T} C_{D,T}^H$ y $G_{D,F} = C_{D,F} \Lambda_{D,F} C_{D,F}^H$, en las que:

- $C_{D,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{D,F}$;
- $\Lambda_{D,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{D,F}$;
- 5 – extracción de una matriz $C'_{D,T}$ a partir de la matriz $C_{D,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{D,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{D,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,T}$ un número determinado $n_{Dt'}$ de los valores propios más grandes de $\Lambda_{D,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Dt'}$ valores propios más grandes; y
- extracción de una matriz $C'_{D,F}$ a partir de la matriz $C_{D,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{D,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{D,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,F}$ un número determinado $n_{Df'}$ de los valores propios más grandes de $\Lambda_{D,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Df'}$ valores propios más grandes;
- 10 siendo entonces determinados los vectores de ponderación con ayuda de las matrices de vectores propios $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$, $C'_{D,T}$, $C'_{D,F}$ y de valores propios $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$, $\Lambda'_{D,T}$, $\Lambda'_{D,F}$.

El producto Kronecker de dos matrices A y B, teniendo la matriz A por componentes (a_{ij}) , donde i es un número entero comprendido entre 1 y m y j es un número entero comprendido entre 1 y n, es el producto matricial denominado como $A \otimes B$ y definido por la siguiente expresión:

$$A \otimes B = \begin{pmatrix} a_{11}B & \dots & \dots & a_{1n}B \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ a_{m1}B & \dots & \dots & a_{mn}B \end{pmatrix}.$$

- 15 Esta explotación de la separabilidad de la matriz de covarianza entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia permite reducir aún la complejidad del cálculo de los vectores de ponderación al tiempo que garantiza rendimientos muy cercanos a los obtenidos utilizando la totalidad de la matriz de covarianza.

Además, la etapa de determinar la etapa de demodulación de señal puede comprender las etapas secundarias de:

- 20 – cálculo de una matriz de covarianza G_B del canal de propagación;
- determinación de los vectores de ponderación con la ayuda de la matriz de covarianza G_B .

Ventajosamente, la etapa de determinación de la etapa de demodulación de señal puede comprender además una etapa secundaria de descomposición de la matriz de covarianza G_B en vectores propios de acuerdo con la relación $G_B = C_B \Lambda_B C_B^H$ en la que C_B es una matriz de vectores propios de la matriz G_B y Λ_B es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_B .

Preferiblemente, la etapa de determinar la etapa de demodulación de señal puede comprender además una etapa secundaria de extracción de una matriz C'_B a partir de la matriz C_B y de una matriz Λ'_B a partir de la matriz Λ_B , comprendiendo la matriz Λ'_B un número determinado $n_{B'}$ de valores propios de Λ_B y comprendiendo la matriz C'_B los vectores propios asociados con estos $n_{B'}$ valores propios, siendo entonces determinados los vectores de ponderación con ayuda de la matriz de vectores propios C'_B y de valores propios Λ'_B .

Además, la matriz de covarianza G_B puede ser el producto de Kronecker de una matriz de covarianza $G_{B,T}$ en el dominio del tiempo y de una matriz de covarianza $G_{B,F}$ en el dominio de frecuencia y la etapa de determinación de la etapa de demodulación de la señal comprende las etapas secundarias de:

- 35 – descomposición de las matrices de covarianza $G_{B,T}$ y $G_{B,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{B,T} = C_{B,T} \Lambda_{B,T} C_{B,T}^H$ y $G_{B,F} = C_{B,F} \Lambda_{B,F} C_{B,F}^H$, en las que:
 - $C_{B,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - $\Lambda_{B,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - $C_{B,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,F}$; y
- 40 – $\Lambda_{B,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,F}$;
- extracción de una matriz $C'_{B,T}$ a partir de la matriz $C_{B,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,T}$ un número determinado $n_{Bt'}$ de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Bt'}$ valores propios más grandes;

45

- extracción de una matriz $C'_{B,F}$ a partir de la matriz $C_{B,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,F}$ un número determinado $n_{Bf'}$ de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Bf'}$ valores propios más grandes,

5 siendo entonces determinados los vectores de ponderación con ayuda de las matrices de vectores propios $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$ y de valores propios $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$.

Preferiblemente, la señal emitida es una señal de múltiples portadoras, en particular una señal OFDM.

La invención también puede aplicarse a sistemas de una sola portadora.

10 Según otro aspecto de la invención, se propone un equipo receptor que comprende al menos dos antenas, cada una de las cuales recibe una señal transmitida a través de un canal de propagación radioeléctrico asociado, correspondiendo las señales recibidas a una misma señal emitida que comprende tramas de símbolos distribuidos en tiempo y frecuencia en los que ciertos símbolos, llamados símbolos pilotos, son conocidos por el receptor, comprendiendo dicho procedimiento medios de:

- blanqueamiento de ruido para formar dos señales combinadas cuyos ruidos son independientes;
- normalización de los ruidos de las señales combinadas para formar dos señales cuyos ruidos son independientes y de normas medias iguales;
- etapa de demodulación de señal con combinación máxima de relación señal a ruido de las dos señales, de ruidos independientes y de normas medias iguales;

caracterizado por que el medio de blanqueamiento de ruido para formar las dos señales combinadas comprende medios de:

- 20 – ponderación de cada una de las señales recibidas con primeros vectores de ponderación respectivos asociados con una antena respectiva del receptor, siendo ponderada la señal asociada con la primera antena por un vector w_1 y siendo ponderada la señal asociada con la segunda antena por un vector w_2 ,
- combinación de las señales recibidas ponderadas para formar una primera señal combinada (c_1).
- 25 – ponderación de una señal de referencia que comprende dichos símbolos pilotos con otro vector de ponderación (w_d),
- comparación de la primera señal combinada y de la señal de referencia ponderada para formar un error (ϵ), y
- determinación de los vectores de ponderación (w_1 , w_2 y w_d) con la ayuda del criterio del máximo a posteriori maximizando la probabilidad de realización de dichos vectores de ponderación condicionalmente con el error obtenido,
- 30 – ponderación de cada señal recibida con segundos vectores de ponderación, siendo ponderada la señal recibida en la primera antena por el conjugado del vector complejo w_2 y siendo ponderada la señal recibida en la primera antena por el opuesto del conjugado del vector complejo w_1 , combinación de las señales recibidas ponderadas por los segundos vectores de ponderación para formar una segunda señal combinada (c_2).

35 Ventajosamente, el equipo receptor según la invención puede comprender además medios de determinación de los coeficientes respectivos (α_1 y α_2) del canal visto por la señal útil asociada con una antena respectiva del receptor y utilizados en la etapa de demodulación de señal con combinación máxima de relación señal a ruido de las dos señales, r' y r'' , obtenidas al final de la etapa de blanqueamiento del ruido, se pueden determinar con ayuda del criterio del máximo a posteriori maximizando la probabilidad de realización del canal (α_1 y α_2) condicionalmente con el error presente por una parte en la señal c_1 y por otra parte en la señal c_2 , teniendo en cuenta el canal de propagación visto en la señal c_1 y en la señal c_2 .

Según otro aspecto de la invención, se propone un programa de ordenador que incluye instrucciones para la implementación del procedimiento según la invención cuando el programa es ejecutado por al menos un procesador.

Descripción de las figuras y modos de realización

45 Otras ventajas y particularidades de la invención aparecerán al leer la descripción detallada de implementaciones y de modos de realización que de ninguna manera son limitativos, y de los siguientes dibujos anexos:

La fig. 1 es un esquema de un equipo receptor según la invención;

La fig. 2 es un esquema que ilustra el principio de funcionamiento del procedimiento de demodulación;

La fig. 3 es un organigrama que ilustra una primera parte del funcionamiento del procedimiento de demodulación según la invención;

La fig. 4 es una representación de una señal útil en una base de proyección; y

5 La fig. 5 es un organigrama que ilustra una segunda parte del funcionamiento del procedimiento de demodulación según la invención.

Al no ser limitativos estos modos de realización, se podrán considerar en particular variantes de la invención que no comprenden más que una selección de características descritas a continuación aisladas de las otras características descritas (incluso si esta selección está aislada dentro de una frase que comprende estas otras características), si esta selección de características es suficiente para conferir una ventaja técnica o para diferenciar la invención en relación con la técnica anterior. Esta selección comprende al menos una característica funcional más preferiblemente sin detalles estructurales, o con solo una parte de los detalles estructurales si esta parte únicamente es suficiente para conferir una ventaja técnica o para diferenciar la invención en relación con la técnica anterior.

La fig. 1 representa un equipo receptor 2 de un sistema de transmisión OFDM, como por ejemplo una estación base o un terminal móvil.

15 El receptor 2 comprende dos antenas 4, 6 para la recepción de dos señales correspondientes a una misma señal OFDM transmitida desde un emisor a través de dos canales de propagación radioeléctricos asociados con las antenas 4, 6. Se supone que los canales asociados con las antenas 4, 6 responden a restricciones físicas idénticas.

La señal OFDM emitida por el emisor se organiza en tramas de símbolos distribuidos en tiempo y frecuencia entre los cuales ciertos símbolos, denominados símbolos pilotos, son conocidos por el receptor 2 y se almacenan en una memoria 8 de dicho receptor 2. Cada trama comprende así n símbolos con n_f subportadoras y n_t tiempo-símbolos, siendo n igual al producto de n_f y de n_t .

El receptor 2 comprende un módulo de entrada 10 que comprende etapas de amplificación, puesta en forma en banda de base, muestreo y supresión del intervalo de guarda.

25 El receptor 2 comprende igualmente medios 12 para la conversión de tiempo-frecuencia de las señales recibidas por las antenas 4, 6 y procesadas por el módulo de entrada 10 para pasarlas del dominio de tiempo al dominio de frecuencia. Estos medios 12 de conversión tiempo-frecuencia ponen en práctica una transformación rápida de Fourier (se puede hablar de FFT, en inglés Fast Fourier Transform).

El receptor 2 comprende además un módulo 14 de reducción de interferencias que permite reducir el nivel de interferencias en una señal útil resultante de la combinación de las señales recibidas por las dos antenas 4, 6. Estas interferencias pueden ser causadas, a modo de ejemplo, por la presencia de perturbadores que emiten en el mismo canal de radio que el emisor.

El módulo 14 de reducción de interferencias puede proporcionar símbolos de datos en los que se minimiza la contribución de interferencias.

35 Un demodulador 16 del receptor 2 permite demodular estos símbolos de datos en bits demodulados según la misma técnica de modulación que la utilizada en el emisor. El demodulador 16 está además dispuesto para determinar una similitud de cada bit demodulado. La similitud de un bit tiene un valor blando ("soft value" en inglés) negativo o positivo, en comparación con un valor duro ("hard value" en inglés) tal como el valor binario "1" o "0", para indicar que el demodulador 16 entrega valores flotantes reales que tienen cada uno un signo que impone una decisión posterior, por un decodificador 18 del receptor 2, sobre el estado del bit correspondiente, es decir, una decisión sobre el valor "duro" "0" o "1".

El decodificador 18 como tal hace posible decodificar los bits demodulados suministrados por el demodulador 16 en función de las similitudes previamente determinadas. El decodificador 18 pone en práctica una decodificación que corresponde a la codificación utilizada cuando se emite la señal, por ejemplo, una decodificación convolutiva que corrige los errores por medio del algoritmo de Viterbi.

45 La fig. 2 ilustra el principio del procedimiento de reducción de interferencias utilizado por el módulo 14 de reducción de interferencias.

Indicando como s_1 y s_2 las señales recibidas respectivamente en las antenas 4 y 6, el principio utilizado por la presente invención consiste en aplicar ponderaciones w_1 y w_2 respectivamente a las señales s_1 y s_2 , y luego combinar las dos señales ponderadas, por ejemplo sumándolas, para formar una señal c_1 de la cual se resta una estimación de la señal emitida d ponderada por una ponderación w_d . La diferencia resultante ϵ representa un error residual.

El procedimiento de la invención utiliza ventajosamente el enfoque del máximo a posteriori para calcular las ponderaciones más probables conociendo este error.

Las etapas de este procedimiento se describen en referencia al organigrama de la fig. 3.

5 Durante una primera etapa 20, el módulo 14 de reducción de interferencias pondera las señales s_1 y s_2 con los primeros vectores de ponderación (w_1 ; w_2) respectivos asociados con una antena (4, 6) respectiva del receptor (2). Los primeros vectores de ponderación (w_1 ; w_2) definen una dirección mínima, indicada como DIRmin, para las interferencias como se muestra en la fig. 4. El contenido de los primeros vectores de ponderación (w_1 ; w_2) queda por determinar.

En la etapa 22, el módulo 14 de reducción de interferencias combina, aquí sumándolas, las señales ponderadas s_1 y s_2 para formar una primera señal combinada (c_1).

Como tal, se tiene: $c_1 = w_1s_1 + w_2s_2$.

10 En la etapa 24, el módulo 14 de reducción de interferencias pondera una señal de referencia d , que comprende los símbolos pilotos, con otro vector de ponderación w_d cuyo contenido hay que determinar.

Los vectores w_1 , w_2 y w_d son vectores de columnas, cada uno de los cuales contiene tantas líneas como la señal recibida en una trama contiene símbolos, es decir, n líneas.

15 En la etapa 26, el módulo 14 de reducción de interferencias determina un error ϵ que corresponde a la diferencia entre la primera señal combinada c_1 y la señal de referencia ponderada.

Así denominando w al vector que consiste en una concatenación de los vectores w_1 , w_2 y w_d y R , la matriz que comprende las señales recibidas y la señal de referencia definida según la expresión:

$$R = \begin{bmatrix} s_{1,0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_{1,\dots} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & s_{1,\dots} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & s_{1,n_f,n_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{2,0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_{2,\dots} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & s_{2,\dots} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & s_{2,n_f,n_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -d_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -d_{\dots} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & -d_{\dots} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -d_{n_f,n_r} \end{bmatrix}$$

el error ϵ es un vector expresado por $\epsilon = R \cdot w$.

20 En la etapa 28, el módulo 14 de reducción de interferencias calcula el vector w_1 , w_2 y w_d utilizando el enfoque MAP.

Este enfoque consiste en maximizar la probabilidad de realización del vector de ponderación w . Esta probabilidad es condicional a la observación del error ϵ .

25 Al utilizar la fórmula de Bayes, esta probabilidad es igual a la probabilidad de que el error ϵ se observe condicionalmente a la probabilidad de que la ponderación sea igual al vector w , multiplicándose esta probabilidad condicional por la probabilidad de que se realice el vector de ponderación w . Esto se expresa mediante la siguiente relación:

$$P(w) = f(w/\epsilon) \propto f(\epsilon/w) \cdot f(w),$$

en donde P y f indican probabilidades y el símbolo \propto indica la relación « equivalente a ».

30 Ahora bien, los vectores de ponderación w_1 , w_2 y w_d están vinculados al canal de propagación. Este canal está condicionado por restricciones relacionadas con su dispersión de tiempo máxima, debido a reflexiones sobre obstáculos distantes, y con su dispersión de frecuencia máxima, debido a la velocidad del equipo receptor y a la frecuencia de la portadora, es decir, la dispersión Doppler.

Por una parte, en el dominio de la frecuencia, la dispersión de frecuencia del canal, llamada dispersión Doppler, debida a las reflexiones sobre los obstáculos cercanos está limitada. Esta dispersión está comprendida entre $-F_D$ y $+F_D$, en donde F_D es la frecuencia Doppler máxima dada por la relación $F_D = \frac{v}{c} \cdot F_p$, en donde v es la velocidad del

35 receptor 2, c es la velocidad de la luz y F_p es la frecuencia portadora. Los componentes del espectro de frecuencia del canal de propagación de acuerdo con el eje de frecuencia están, por lo tanto, comprendidos entre estos límites $-F_D$ y $+F_D$.

40 Por otra parte, la dispersión de tiempo del canal, debida a las reflexiones sobre los obstáculos lejanos, es limitada. Esta dispersión en el tiempo depende de la banda de frecuencias utilizada y del entorno. A modo de ejemplo, a una frecuencia portadora de 400 MHz, en un entorno urbano, la dispersión en el tiempo es de aproximadamente 5 μ s, mientras que en un entorno montañoso, esta dispersión es de aproximadamente 15 μ s. Los componentes de la respuesta de tiempo del canal están, por lo tanto, comprendidos entre límites fijos para condiciones de entorno dadas.

Los límites del espectro de frecuencia y de la respuesta de tiempo del canal son conocidos por el receptor 2 y se almacenan en la memoria 8.

Estas características del canal de propagación están representadas por una matriz denominada matriz de covarianza global G.

- 5 Debido a las restricciones expresadas en la matriz de covarianza global G, la probabilidad de que ocurra el vector de ponderación w viene dada por la expresión:

$$f(\mathbf{w}) = \beta \times e^{-\frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{G}^{-1} \mathbf{w}}$$

en la que β es una constante y la notación X^H indica que se trata de una matriz X conjugada y transpuesta.

- 10 Además, bajo la hipótesis de que el ruido del canal es de tipo gaussiano, la probabilidad condicional de observación del error ϵ viene dada por la expresión:

$$f(\epsilon / \mathbf{w}) = \alpha \times e^{-\frac{|\mathbf{R} \cdot \mathbf{w}|^2}{(2\sigma^2)}}$$

en la que α es una constante y σ^2 representa la varianza del ruido en la señal correspondiente a las señales recibidas en las diversas antenas ponderadas y combinadas.

- 15 Así la probabilidad de realización, expresando el criterio MAP, del vector de ponderación w viene dada por la siguiente expresión [1]:

$$P(\mathbf{w}) = \alpha \times e^{-\frac{|\mathbf{R} \cdot \mathbf{w}|^2}{(2\sigma^2)}} \times \beta \times e^{-\frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{G}^{-1} \mathbf{w}} \quad [1].$$

Además, la varianza, o potencia, σ^2 es igual a:

$$\sigma^2 = \sigma_1^2 \|w_1\|^2 + \sigma_2^2 \|w_2\|^2,$$

en donde σ_1^2 es la varianza del ruido en la primera antena 4 y σ_2^2 es la varianza del ruido en la segunda antena 6.

- 20 Suponiendo que la potencia del ruido es la misma en cada una de las dos antenas, es decir, que $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ la varianza del ruido total es igual a $\sigma^2 = \sigma_1^2 (\|w_1\|^2 + \|w_2\|^2)$.

Tomando el opuesto del logaritmo de la expresión [1], se obtiene la siguiente expresión [2]:

$$L(P(\mathbf{w})) = \frac{\|\mathbf{R} \cdot \mathbf{w}\|^2}{\sigma_1^2 (\|w_1\|^2 + \|w_2\|^2)} + \mathbf{w}^H \mathbf{G}^{-1} \mathbf{w} + cst \quad [2],$$

en donde cst designa un valor constante.

- 25 El módulo de reducción de interferencias 14 busca minimizar este logaritmo $L(P(w))$.

Por otra parte, la matriz de covarianza G es una matriz diagonal por bloques constituida por concatenación de matrices de covarianza correspondientes a cada uno de los vectores de ponderación w_1 , w_2 y w_d .

- 30 La matriz de covarianza de w_1 es la misma que la de w_2 dado que los dos vectores de ponderación w_1 y w_2 son homogéneos con un canal de propagación, en el caso de dos antenas receptoras. Esta matriz de covarianza se indica como G_B y representa las restricciones de tiempo y frecuencia relativas al canal de propagación.

El vector de ponderación w_d es homogéneo con el producto, símbolo por símbolo, de dos canales de propagación, en el caso de dos antenas receptoras. La matriz de covarianza correspondiente G_D muestra las restricciones de tiempo y frecuencia relativas a dicho producto.

La matriz de covarianza G, por lo tanto, se puede escribir como:

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \mathbf{G}_B & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{G}_B & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{G}_D \end{pmatrix}.$$

Además, se impone la siguiente restricción:

$$k^2 = \|\mathbf{w}_1\|^2 + \|\mathbf{w}_2\|^2 = cst_2$$

5 Esta restricción no limita las soluciones al problema de minimización de la expresión [2]. De hecho, independientemente del valor de k^2 , la solución w no cambia dado que cambiar esta constante no haría más que multiplicar la solución por una constante escalar.

10 En lo que sigue, k^2 se establece en 2. Esto permite considerar que las ponderaciones w_1 y w_2 son cada una de potencia unitaria. Entonces la matriz G_B es la matriz de covarianza normalizada, es decir, obtenida con una potencia media unitaria del canal, y la matriz G_D es la matriz de covarianza correspondiente al producto, símbolo por símbolo, de dos canales de potencia unitaria. En consecuencia, σ_1 representa la inversa de la relación señal a ruido observada en cualquiera de las antenas.

15 Es posible establecer un valor objetivo para la relación señal a ruido, sin que este valor cambie cualquiera que sea el valor efectivo de la potencia de ruido y de la potencia de señal útil. Son posibles otras soluciones como, por ejemplo, estimar la relación señal a ruido a medida que se reciben y demodulan informaciones recibidas, por ejemplo, en los símbolos pilotos que son conocidos por el emisor y el receptor. En este caso, es posible adaptar dinámicamente la relación señal a ruido en el proceso de estimación del canal.

$$L(P(\mathbf{w})) = \frac{\|\mathbf{R}\cdot\mathbf{w}\|^2}{2\sigma_1^2} + \mathbf{w}^H \mathbf{G}^{-1} \mathbf{w} + cst.$$

La expresión [2] se puede escribir entonces como:

El problema de minimización de la etapa 28 es, así un problema de optimización con restricción, que se resuelve con los multiplicadores de Lagrange según la siguiente relación:

$$20 \quad \nabla_{\mathbf{w}} (L(P(\mathbf{w}))) = \left(\frac{\mathbf{R}^H \mathbf{R}}{2\sigma_1^2} + \mathbf{G}^{-1} \right) \mathbf{w} - \mu \mathbf{N}^H \mathbf{N} \mathbf{w}$$

donde $\nabla_{\mathbf{w}}$ designa el gradiente en relación con el vector de ponderación w y la matriz N es la matriz identidad para las dos señales recibidas en las antenas 4, 6 y la matriz nula para la señal de referencia.

En otros términos, la matriz N se puede escribir como:

$$\mathbf{N} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 1 & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

25 La minimización del gradiente da entonces la siguiente expresión [3]:

$$\nabla_{\mathbf{w}} (L(P(\mathbf{w}))) = 0 \Rightarrow \left(\frac{\mathbf{R}^H \mathbf{R}}{2\sigma_1^2} + \mathbf{H} \right) \mathbf{w} = \mu \mathbf{N}^H \mathbf{N} \mathbf{w} \quad [3],$$

en donde la matriz H es igual a la inversa de la matriz de covarianza G .

El vector de ponderación w solución del problema de minimización es así un vector propio generalizado a la vez del término $\left(\frac{\mathbf{R}^H \mathbf{R}}{2\sigma_1^2} + \mathbf{H} \right)$ y del término $\mathbf{N}^H \mathbf{N}$ y μ es el valor propio generalizado asociado.

30 Además, la solución debe satisfacer la relación $L(P(w)) = \mu + cst$.

Así, el vector de ponderación w que minimiza $L(P(w))$ es el vector propio generalizado correspondiente al valor propio generalizado μ más pequeño.

Según una realización preferida, para reducir la complejidad de los cálculos, las matrices de covarianza G_B y G_D se descomponen en la etapa 28 en vectores propios y valores propios de la siguiente manera:

$$5 \quad \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{G} = \begin{pmatrix} \mathbf{G}_B & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{G}_B & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{G}_D \end{pmatrix} \\ \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{G}_B = \mathbf{C}_B \cdot \mathbf{\Lambda}_B \cdot \mathbf{C}_B^H \\ \mathbf{G}_D = \mathbf{C}_D \cdot \mathbf{\Lambda}_D \cdot \mathbf{C}_D^H \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{G}_B^{-1} = \mathbf{C}_B \cdot \mathbf{\Lambda}_B^{-1} \cdot \mathbf{C}_B^H \\ \mathbf{G}_D^{-1} = \mathbf{C}_D \cdot \mathbf{\Lambda}_D^{-1} \cdot \mathbf{C}_D^H \end{array} \right. \end{array} \right.$$

donde las matrices C_B y C_D son matrices de vectores propios de las matrices G_B y G_D respectivamente y las matrices Λ_B y Λ_D son las matrices diagonales de los valores propios correspondientes respectivamente.

La matriz de covarianza G puede escribirse así $G = C\Lambda C^H$ en donde C es una matriz de vectores propios de la matriz G y Λ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G .

10 Así, la matriz inversa de la matriz de covarianza G es igual a:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{G}^{-1} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_B \cdot \mathbf{\Lambda}_B^{-1} \cdot \mathbf{C}_B^H & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_B \cdot \mathbf{\Lambda}_B^{-1} \cdot \mathbf{C}_B^H & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{C}_D \cdot \mathbf{\Lambda}_D^{-1} \cdot \mathbf{C}_D^H \end{pmatrix} \\ 0 \text{ sea} \\ \mathbf{G}^{-1} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{C}^H \end{array} \right.$$

15 Según una realización, la complejidad del cálculo se reduce aún más al retener solo ciertos valores propios de la matriz de covarianza G , así como los valores propios correspondientes. En este caso, una matriz C' se extrae a partir de la matriz C y una matriz Λ' se extrae a partir de la matriz Λ , comprendiendo la matriz Λ' un número determinado n' de valores propios de Λ y comprendiendo la matriz C' los vectores propios asociados con estos n' valores propios. El vector de ponderación w se determina entonces con ayuda de las matrices de vectores propios C' y de valores propios Λ' .

20 En una realización preferida, la matriz de covarianza G es una matriz diagonal por bloque, constituida por las matrices G_B , G_T y G_D , y para la cual cada una de las matrices G_B y G_D es el producto de Kronecker de una matriz de covarianza $G_{B,T}$, respectivamente $G_{D,T}$, en el dominio del tiempo y de una matriz de covarianza $G_{B,F}$, respectivamente $G_{D,F}$, en el dominio de la frecuencia y la etapa de determinación comprende las etapas secundarias de:

- descomposición de las matrices de covarianza $G_{B,T}$ y $G_{B,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{B,T} = C_{B,T} \Lambda_{B,T} C_{B,T}^H$ y $G_{B,F} = C_{B,F} \Lambda_{B,F} C_{B,F}^H$, en las que:
 - $C_{B,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - 25 - $\Lambda_{B,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - $C_{B,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,F}$; y
 - $\Lambda_{B,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,F}$;
- 30 - extracción de una matriz $C'_{B,T}$ a partir de la matriz $C_{B,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,T}$ un número determinado n_{Bt}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bt}' valores propios más grandes; y
- extracción de una matriz $C'_{B,F}$ a partir de la matriz $C_{B,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,F}$ un número determinado n_{Bf}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bf}' valores propios más grandes,
- 35 - descomposición de las matrices de covarianza $G_{D,T}$ y $G_{D,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{D,T} = C_{D,T} \Lambda_{D,T} C_{D,T}^H$ y $G_{D,F} = C_{D,F} \Lambda_{D,F} C_{D,F}^H$, en las que:

- $C_{D,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{D,T}$;
 - $\Lambda_{D,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{D,T}$;
 - $C_{D,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{D,F}$; y
- 5 - $\Lambda_{D,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{D,F}$;
- extracción de una matriz $C'_{D,T}$ a partir de la matriz $C_{D,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{D,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{D,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,T}$ un número determinado $n_{D,T}'$ de los valores propios más grandes de $\Lambda_{D,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{D,T}'$ valores propios más grandes; y
- 10 - extracción de una matriz $C'_{D,F}$ a partir de la matriz $C_{D,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{D,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{D,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,F}$ un número determinado $n_{D,F}'$ de los valores propios más grandes de $\Lambda_{D,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{D,F}'$ valores propios más grandes.

El vector de ponderación w se determina entonces con ayuda de las matrices de vectores propios $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$, $C'_{D,T}$, $C'_{D,F}$ y de valores propios $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$, $\Lambda'_{D,T}$, $\Lambda'_{D,F}$.

- 15 Volviendo a la expresión [3] y utilizando la descomposición en vectores propios y en valores propios de la matriz de covarianza, se obtiene:

$$\left(\frac{\mathbf{R}^H \mathbf{R}}{\sigma^2} + \mathbf{H}\right) \mathbf{w} = \mu \mathbf{N}^H \mathbf{N} \mathbf{w} \begin{cases} \Leftrightarrow \left(\frac{\mathbf{R}^H \mathbf{R}}{2\sigma^2} + \mathbf{C} \Lambda^{-1} \mathbf{C}^H\right) \mathbf{w} = \mu \mathbf{N}^H \mathbf{N} \mathbf{w} \\ \Leftrightarrow \left(\frac{\mathbf{C}^H \mathbf{R}^H \mathbf{R} \mathbf{C}}{2\sigma^2} + \Lambda^{-1}\right) \mathbf{y} = \mu \mathbf{C}^H \mathbf{N}^H \mathbf{N} \mathbf{C} \mathbf{y} \end{cases}$$

en donde $\mathbf{y} = \mathbf{C}^H \mathbf{w}$ en donde \mathbf{y} es la concatenación de los vectores y_1 , y_2 e y_d :

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_d \end{bmatrix} = \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_B^H & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{C}_B^H & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{C}_D^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_d \end{bmatrix}$$

- 20 El problema puede simplificarse aún más separando las ecuaciones en y_1 e y_2 de las de y_d . Esto se puede hacer multiplicando la ecuación de la izquierda por $\mathbf{M} = \mathbf{I} - \mathbf{N}$, respectivamente la ecuación de la izquierda por \mathbf{N} .

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{M} \mathbf{C}^H \mathbf{R}^H \mathbf{R} \mathbf{C} + \mathbf{M} \Lambda^{-1}\right) \bar{\mathbf{y}} &= \mu \mathbf{M} \mathbf{C}^H \mathbf{N} \mathbf{C} \bar{\mathbf{y}} = 0 \\ \left(\frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{N} \mathbf{C}^H \mathbf{R}^H \mathbf{R} \mathbf{C} + \mathbf{N} \Lambda^{-1}\right) \bar{\mathbf{y}} &= \mu \mathbf{N} \mathbf{C}^H \mathbf{N} \mathbf{C} \bar{\mathbf{y}} = \mu \mathbf{C}^H \mathbf{N} \mathbf{C} \bar{\mathbf{y}} \end{aligned}$$

La solución para la primera ecuación en y_d da:

$$\left(\mathbf{C}_D^H \mathbf{d}^H \mathbf{d} \mathbf{C}_D + 2\sigma^2 \Lambda_D^{-1}\right) y_d = \left[\mathbf{C}_D^H \mathbf{d}^H s_1 \mathbf{C}_B \quad \mathbf{C}_D^H \mathbf{d}^H s_2 \mathbf{C}_B\right] y_{12}, \quad \bar{y}_{12} \equiv \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$$

- 25 de donde

$$\left(\frac{1}{2\sigma^2} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_B^H s_1^H s_1 \mathbf{C}_B & \mathbf{C}_B^H s_1^H s_2 \mathbf{C}_B \\ \mathbf{C}_B^H s_2^H s_1 \mathbf{C}_B & \mathbf{C}_B^H s_2^H s_2 \mathbf{C}_B \end{bmatrix} - \frac{1}{2\sigma^2} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_B^H s_1^H \mathbf{d} \mathbf{C}_D \\ \mathbf{C}_B^H s_2^H \mathbf{d} \mathbf{C}_D \end{bmatrix} \left(\mathbf{C}_D^H \mathbf{d}^H \mathbf{d} \mathbf{C}_D + 2\sigma^2 \Lambda_D^{-1}\right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_D^H \mathbf{d}^H s_1 \mathbf{C}_B & \mathbf{C}_D^H \mathbf{d}^H s_2 \mathbf{C}_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Lambda_B & 0 \\ 0 & \Lambda_B \end{bmatrix}^{-1}\right) \bar{y}_{12} = \mu \bar{y}_{12}$$

Después de haber determinado el vector \mathbf{y} a partir de la expresión anterior, el módulo 14 de reducción de interferencias calcula el vector de ponderación \mathbf{w} de acuerdo con la relación:

$$\mathbf{w} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{y}.$$

- 30 En la etapa 30, el módulo 14 de reducción de interferencias pondera las señales recibidas s_1 y s_2 respectivamente por vectores de ponderación w_2^* y $-w_1^*$. Así, el vector (w_1, w_2) , denominado primer vector de ponderación, formado

por los primeros vectores de ponderación (w_1, w_2) es ortogonal (es decir, que el producto hermítico es cero) en cada símbolo del vector ($w_2^*, -w_1^*$), denominado segundo vector de ponderación, formado por los segundos vectores de ponderación ($w_2^*, -w_1^*$). Los segundos vectores de ponderación ($w_2^*, -w_1^*$) definen una dirección máxima, indicada como DIRmax, para las interferencias como se muestra en la fig. 4).

5 La notación X^* indica que se trata de una matriz X conjugada.

En la etapa 32, el módulo 14 de reducción de interferencias combina, aquí sumándolas, las señales c_1 y c_2 ponderadas por los segundos vectores de ponderación ($w_2^*, -w_1^*$) para formar una señal combinada c_2 .

Así, se tiene: $c_2 = w_2^*s_1 - w_1^*s_2$.

Se obtienen por tanto dos señales c_1 y c_2 cuyos ruidos no están correlacionados ya que son ortogonales.

10 Luego, se lleva a cabo una etapa de normalización (no representada) de los ruidos de las señales combinadas (c_1 ; c_2) para formar dos señales (r' ; r'') cuyos ruidos son independientes y tienen normas medias iguales.

Las siguientes etapas del procedimiento se describen en referencia al organigrama de la fig. 5.

Se denominan (α_1, α_2) los respectivos coeficientes del canal visto por la señal útil asociada con una antena respectiva (4, 6) del receptor (2).

15 Los vectores α_1, α_2 se calculan utilizando el enfoque MAP.

Durante una primera etapa 40, el módulo 14 de reducción de interferencias pondera las señales recibidas s_1 y s_2 respectivamente por vectores de ponderación w_1 y w_2 determinados previamente.

En la etapa 42, el módulo 14 de reducción de interferencias combina, aquí sumándolas, las señales ponderadas s_1 y s_2 para formar una señal combinada c_1 .

20 Así, se obtiene la siguiente señal: $c_1 = w_1s_1 + w_2s_2$.

En la etapa 44, el módulo 14 de reducción de interferencias pondera una señal de referencia d , que comprende los símbolos pilotos, con otro vector de ponderación w_d .

25 Se observa que w_d se puede obtener combinando una ponderación del primer vector de ponderación (w_1, w_2) determinada durante la etapa (28) de determinación de la etapa de blanqueamiento E1 por el vector de canal (α_1, α_2). Así, idealmente: $w_d = w_1\alpha_1 + w_2\alpha_2$.

Los vectores α_1, α_2 son vectores de columna que contienen cada uno tantas líneas como símbolos contiene en cada trama la señal recibida, es decir, n líneas.

En la etapa 46, el módulo 14 de reducción de interferencias determina un error ϵ que corresponde a la diferencia entre la señal combinada obtenida $c_1 = w_1s_1 + w_2s_2$ y la señal de referencia d ponderada de $w_d = w_1\alpha_1 + w_2\alpha_2$.

30 Así, denominando α al vector que consiste en una concatenación de vectores w_1, w_2 y $w_d = w_1\alpha_1 + w_2\alpha_2$ y comprendiendo la matriz las señales recibidas como se definió anteriormente, se tiene todavía el error ϵ , que es el vector expresado por $\epsilon = R\alpha$.

En la etapa 48, el módulo 14 de reducción de interferencias calcula el vector α_1, α_2 utilizando el enfoque MAP.

35 Este enfoque consiste en maximizar la probabilidad de realización del vector de ponderación α . Esta probabilidad está condicionada a la observación del error ϵ .

Al usar la fórmula de Bayes, esta probabilidad es igual a la probabilidad de que el error ϵ sea observado condicionalmente a la probabilidad de que la ponderación sea igual al vector α , multiplicándose esta probabilidad condicional por la probabilidad de que el vector de ponderación α se realice. Esto se expresa mediante la siguiente relación:

40
$$P(\alpha) = f(\alpha / \epsilon) \propto f(\epsilon / \alpha) \cdot f(\alpha),$$

en donde P y f indican probabilidades y el símbolo \propto indica la relación «equivalente a».

Como anteriormente, los límites del espectro de frecuencias y de la respuesta de tiempo del canal son conocidos por el receptor 2 y se almacenan en la memoria 8.

45 Estas características del canal de propagación están representadas por una matriz denominada matriz de covarianza global G_2 .

$$\begin{cases} \mathbf{G}_2 = \begin{pmatrix} \mathbf{G}_B & 0 \\ 0 & \mathbf{G}_B \end{pmatrix} \\ \mathbf{G}_B = \mathbf{C}_B \cdot \mathbf{\Lambda}_B \cdot \mathbf{C}_B^H \Rightarrow \mathbf{G}_B^{-1} = \mathbf{C}_B \cdot \mathbf{\Lambda}_B^{-1} \cdot \mathbf{C}_B^H \end{cases}$$

Debido a las restricciones expresadas en la matriz de covarianza global \mathbf{G}_2 , la probabilidad de que ocurra el vector de ponderación α viene dada por la expresión:

$$f(\alpha) = \beta' \times e^{-\frac{1}{2} \alpha^H \mathbf{G}_2^{-1} \alpha}$$

5 en donde β' es una constante.

Además, bajo la hipótesis de que el ruido del canal es de tipo gaussiano, la probabilidad condicional de observación del error ϵ viene dada por la expresión:

$$f(\alpha / w) = \alpha' \times e^{-\frac{\|\mathbf{R}\alpha\|^2}{(2\sigma^2)}}$$

10 en la que α' es una constante y σ^2 representa la varianza del ruido en la señal correspondiente a las señales recibidas en las diversas antenas ponderadas y combinadas.

Así, la probabilidad de que ocurra, expresando el criterio MAP, del vector de ponderación α viene dada por la siguiente expresión [1]:

$$P(\alpha) = \alpha' \times e^{-\frac{\|\mathbf{R}\alpha\|^2}{(2\sigma^2)}} \times \beta' \times e^{-\frac{1}{2} \alpha^H \mathbf{G}_2^{-1} \alpha} \quad [4]$$

Tomando el opuesto del logaritmo de la expresión [4] se obtiene la siguiente expresión [5]:

$$L(P(\alpha)) = \frac{\|\mathbf{R}\alpha\|^2}{\sigma^2} + \alpha^H \mathbf{G}_2^{-1} \alpha + cst' \quad [5]$$

15

en la que cst' designa un valor constante.

El módulo 14 de reducción de interferencias intenta minimizar este logaritmo $L(P(\alpha))$, lo que viene a minimizar:

$$\frac{\left\| \begin{bmatrix} w_1 & w_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} - d \begin{bmatrix} w_1 & w_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \right\|_{\|b_{\min}\|^2}^2 + \left\| \begin{bmatrix} w_2^* & -w_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} - d \begin{bmatrix} w_2^* & -w_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \right\|_{\|b_{\max}\|^2}^2}{\|b_{\min}\|^2 + \|b_{\max}\|^2} + \begin{bmatrix} \alpha_1^* & \alpha_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_B^{-1} & 0 \\ 0 & G_B^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix}$$

20 Con b_{\min} el ruido más interferencias a lo largo del eje DIRmin y b_{\max} el ruido más interferencias a lo largo del eje DIRmax.

La resolución de esta ecuación permite encontrar los coeficientes α_1, α_2 .

Para minimizar la expresión anterior, se va a anular su gradiente simplemente.

Se obtiene así la siguiente relación que permitirá encontrar α_1 y α_2 :

$$-\left(\frac{1}{\|b_{\min}\|^2} \begin{bmatrix} w_1^* \\ w_2^* \end{bmatrix} d^H \begin{bmatrix} w_1 & w_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\|b_{\max}\|^2} \begin{bmatrix} w_2 \\ -w_1 \end{bmatrix} d^H \begin{bmatrix} w_2^* & -w_1^* \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} - d \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} G_B^{-1} & 0 \\ 0 & G_B^{-1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} = 0$$

25 Para ello, de la misma manera que anteriormente, se plantea lo siguiente:

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = C_2^H \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_B^H & 0 \\ 0 & C_B^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix}$$

Así, la ecuación se convierte en:

$$\left(\frac{1}{\|b_{\min}\|^2} \begin{bmatrix} w_1^* \\ w_2^* \end{bmatrix} d^H \begin{bmatrix} w_1 & w_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\|b_{\max}\|^2} \begin{bmatrix} w_2 \\ -w_1 \end{bmatrix} d^H \begin{bmatrix} w_2^* & -w_1^* \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} - d \begin{bmatrix} C_B & 0 \\ 0 & C_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_B \Lambda_B^{-1} & 0 \\ 0 & C_B \Lambda_B^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_B & 0 \\ 0 & C_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}$$

con:

- 5 Por lo tanto, esto permite obtener α_1 y α_2 .

Todas las observaciones anteriores sobre la separabilidad de tiempo/frecuencia de las matrices de covarianza G_B , y por lo tanto C_B , así como la reducción de estas matrices con C' pueden aplicarse entonces.

Solo las matrices G_B y C_B aparecen en los cálculos. Las matrices G_D y C_D ya no aparecen en los cálculos.

- 10 Como anteriormente, las matrices $G_{B,T}$, $G_{B,F}$, luego $G'_{B,T}$ $G'_{B,F}$, se introducen nuevamente. Todos los métodos para resolver el sistema presentados en la primera resolución de Maximum A Posteriori se pueden aplicar de la misma manera (sin la matriz G_D).

- 15 Según una realización, la complejidad del cálculo se reduce aún más al retener solo ciertos valores propios de la matriz de covarianza G_2 , así como los valores propios correspondientes. En este caso, una matriz C' se extrae de la matriz C_2 y una matriz Λ' se extrae de la matriz Λ_2 , comprendiendo la matriz Λ' un número determinado n' de valores propios de Λ_2 y comprendiendo la matriz C' los vectores propios asociados con estos n' valores propios. El vector de ponderación α se determina entonces con ayuda de las matrices de vectores propios C' y de valores propios Λ' .

- 20 En una realización preferida, la matriz de covarianza G_2 es una matriz diagonal por bloque, constituida por las matrices G_B , G_B , y para la cual cada una de las matrices G_B es el producto de Kronecker de una matriz de covarianza $G_{B,T}$, en el dominio del tiempo y de una matriz de covarianza $G_{B,F}$, en el dominio de frecuencia y la etapa de determinación comprende las etapas secundarias de:

- descomposición de las matrices de covarianza $G_{B,T}$ y $G_{B,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{B,T} = C_{B,T} \Lambda_{B,T} C_{B,T}^H$ y $G_{B,F} = C_{B,F} \Lambda_{B,F} C_{B,F}^H$, en las que:
 - $C_{B,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - $\Lambda_{B,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - $C_{B,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,F}$; y
 - $\Lambda_{B,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,F}$;
 - extracción de una matriz $C'_{B,T}$ a partir de la matriz $C_{B,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,T}$ un número determinado $n_{Bf'}$ de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Bf'}$ valores propios más grandes; y
 - extracción de una matriz $C'_{B,F}$ a partir de la matriz $C_{B,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,F}$ un número determinado $n_{Bf'}$ de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Bf'}$ valores propios más grandes,
- 35 El vector de ponderación α se determina entonces con ayuda de las matrices de vectores propios $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$, y de valores propios $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$.

Los coeficientes α_1 , α_2 se utilizan a continuación en la etapa de demodulación de señal con combinación máxima de la relación señal a ruido en las dos señales (r' , r'').

Por supuesto, la invención no se limita a los ejemplos que se acaban de ser descritos y se pueden aportar muchas configuraciones a estos ejemplos sin salir del alcance de la invención.

En particular, el enfoque se ha descrito para dos antenas, pero se puede generalizar con un mayor número de antenas.

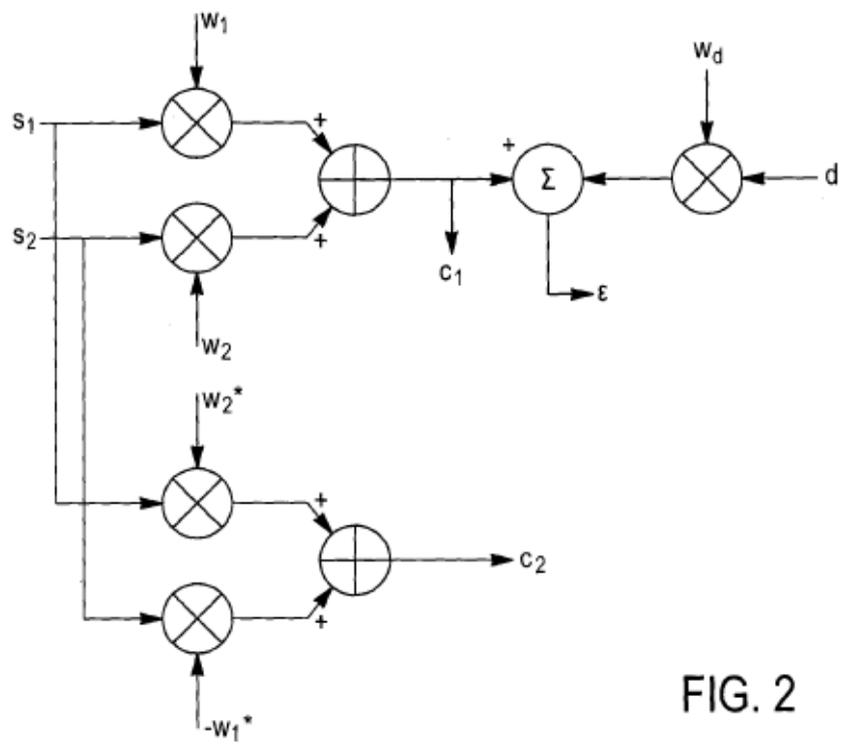
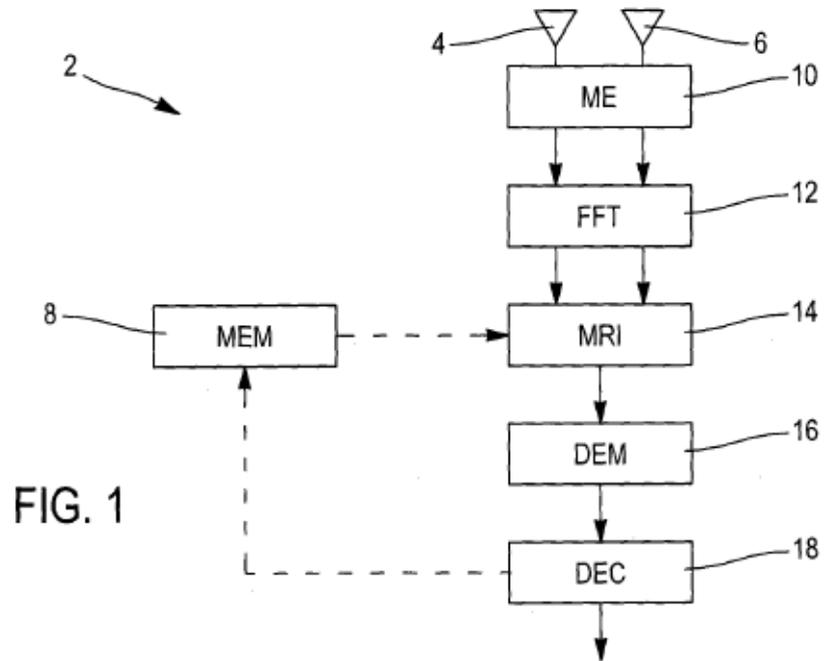
REIVINDICACIONES

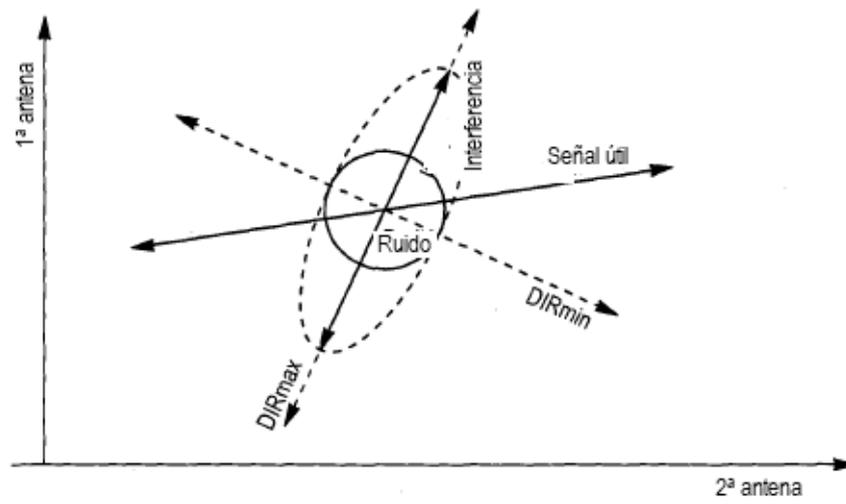
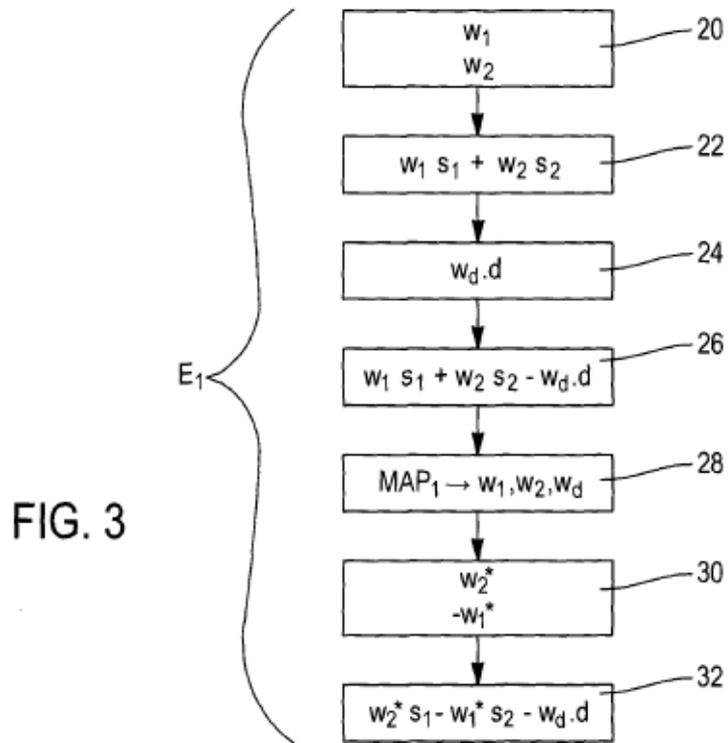
1. Un procedimiento de demodulación de una señal en un receptor (2) que comprende al menos dos antenas (4, 6) recibiendo cada una de ellas una señal (s_1 ; s_2) transmitida a través de un canal de propagación radioeléctrico asociado, correspondiendo las señales recibidas (s_1 ; s_2) a una misma señal emitida o emitidas que comprenden tramas de símbolos divididos en tiempo y frecuencia en los que el receptor conoce ciertos símbolos, llamados símbolos pilotos, comprendiendo dicho procedimiento las etapas de:
 - 5 – blanqueamiento (E1) de ruido para formar dos señales combinadas (c_1 ; c_2) cuyos ruidos son independientes;
 - normalización de los ruidos de las señales combinadas (c_1 ; c_2) para formar dos señales (r' ; r'') cuyos ruidos son independientes y con normas medias iguales;
 - 10 – una etapa de demodulación de señal con combinación máxima de relación señal a ruido de las dos señales con ruido independientes y normas medias iguales (r' ; r'')
 caracterizado por que la primera etapa de blanqueamiento de ruido para formar las dos señales combinadas (c_1 ; c_2) comprende etapas secundarias de:
 - 15 – ponderación (20) de cada una de las señales recibida (s_1 ; s_2) con primeros vectores de ponderación (w_1 ; w_2) respectivos asociados con una antena respectiva (4, 6) del receptor (2), siendo ponderada la señal asociada con la primera antena por un vector w_1 y siendo ponderada la señal asociada con la segunda antena por un vector w_2 ,
 - combinación (22) de las señales ponderadas recibidas para formar una primera señal combinada (c_1),
 - 20 – ponderación (24) de una señal de referencia (d) que comprende dichos símbolos pilotos con otro vector de ponderación (w_d),
 - comparación (26) de la primera señal combinada (c_1) y de la señal de referencia ponderada para formar un error (ϵ), y
 - determinación (28) de los vectores de ponderación (w_1 ; w_2) con ayuda de un criterio del máximo a posteriori (MAP_1) maximizando la probabilidad de realización de dichos vectores de ponderación condicionalmente al error obtenido,
 - 25 – ponderación (30) de cada señal recibida (s_1 , s_2) con segundos vectores de ponderación (w_2^* , $-w_1^*$), siendo ponderada la señal recibida en la primera antena por el conjugado del vector complejo w_2 y siendo ponderada la señal recibida en la segunda antena por el opuesto del conjugado del vector complejo w_1 ,
 - 30 – combinación (32) de las señales recibidas (s_1 , s_2) ponderadas por los segundos vectores de ponderación para formar una segunda señal combinada (c_2).
2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por que los coeficientes respectivos (α_1 y α_2) del canal visto por la señal útil asociada con una antena respectiva (4, 6) del receptor (2) y utilizados en la etapa de demodulación de señal con combinación máxima de relación de señal a ruido de las dos señales, r' y r'' , obtenidas a la salida de la etapa de blanqueamiento del ruido, se determinan utilizando el criterio del máximo a posteriori maximizando la probabilidad de realización del canal (α_1 y α_2) condicionalmente al error presente por una parte en la señal c_1 y por otra parte en la señal c_2 , teniendo en cuenta el canal de propagación visto en la señal c_1 y en la señal c_2 .
3. Procedimiento según la reivindicación 1 o 2, en el que la etapa (28) de determinación de la etapa de blanqueamiento (E1) comprende etapas secundarias de:
 - 40 – cálculo de una matriz de covarianza G_B del canal de propagación;
 - cálculo de una matriz de covarianza G_D del producto de símbolo por símbolo de dos canales de propagación; y
 - determinación de los vectores de ponderación utilizando las matrices de covarianza G_B y G_D .
4. Procedimiento según la reivindicación 3, en el que la etapa (28) de determinación de la etapa de blanqueamiento (E1) comprende además una etapa secundaria de descomposición de la matriz de covarianza G_B en vectores propios según la relación $G_B = C_B \Lambda_B C_B^H$ en la que C_B es una matriz de vectores propios de la matriz G_B y Λ_B es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_B y una etapa secundaria de descomposición de la matriz de covarianza G_D en vectores propios según la relación $G_D = C_D \Lambda_D C_D^H$ en la que C_D es una matriz de vectores propios de la matriz G_D y Λ_D es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_D .
5. Procedimiento según la reivindicación 4, en el que la etapa (28) de determinación de la etapa de blanqueamiento (E1) comprende además una etapa secundaria de extracción de una matriz C'_B a partir de la matriz C_B y de una

- matriz Λ'_B a partir de la matriz Λ_B , comprendiendo la matriz Λ'_B un número determinado n_B' de valores propios de Λ_B y comprendiendo la matriz C'_B los vectores propios asociados con estos n_B' valores propios, y una etapa secundaria de extracción de la matriz C'_D a partir de la matriz C_D y de una matriz Λ'_D a partir de la matriz Λ_D , comprendiendo la matriz Λ'_D un número determinado n_D' de valores propios de Λ_D y comprendiendo la matriz C'_D los vectores propios asociados con estos n_D' valores propios, siendo determinados entonces los vectores de ponderación con ayuda de las matrices de vectores propios C'_B y C'_D y de valores propios Λ'_B y Λ'_D .
- 5
6. Procedimiento según la reivindicación 4, en el que la matriz de covarianza G_B es el producto de Kronecker de una matriz de covarianza $G_{B,T}$ en el dominio del tiempo y una matriz de covarianza $G_{B,F}$ en el dominio de frecuencia y la matriz de covarianza G_D es el producto de Kronecker de una matriz de covarianza $G_{D,T}$ en el dominio del tiempo y una matriz de covarianza $G_{D,F}$ en el dominio de frecuencia y la etapa (28) de determinación comprende los etapas secundarias de:
- 10
- descomposición de las matrices de covarianza $G_{B,T}$ y $G_{B,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{B,T}=C_{B,T}\Lambda_{B,T}C_{B,T}^H$ y $G_{B,F}=C_{B,F}\Lambda_{B,F}C_{B,F}^H$, en las que:
 - $C_{B,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - 15 - $\Lambda_{B,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - $C_{B,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,F}$; y
 - $\Lambda_{B,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,F}$;
 - 20 - extracción de una matriz $C'_{B,T}$ a partir de la matriz $C_{B,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,T}$ un número determinado n_{Bt}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bt}' valores propios más grandes;
 - extracción de una matriz $C'_{B,F}$ a partir de la matriz $C_{B,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,F}$ un número determinado n_{Bf}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bf}' valores propios más grandes,
 - 25 - descomposición de las matrices de covarianza $G_{D,T}$ y $G_{D,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{D,T}=C_{D,T}\Lambda_{D,T}C_{D,T}^H$ y $G_{D,F}=C_{D,F}\Lambda_{D,F}C_{D,F}^H$, en las que:
 - $C_{D,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{D,T}$;
 - $\Lambda_{D,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{D,T}$;
 - 30 - $C_{D,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{D,F}$; y
 - $\Lambda_{D,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{D,F}$;
 - 35 - extracción de una matriz $C'_{D,T}$ a partir de la matriz $C_{D,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{D,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{D,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,T}$ un número determinado n_{Dt}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{D,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,T}$ los vectores propios asociados con estos n_{Dt}' valores propios más grandes; y
 - extracción de una matriz $C'_{D,F}$ a partir de la matriz $C_{D,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{D,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{D,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,F}$ un número determinado n_{Df}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{D,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,F}$ los vectores propios asociados con estos n_{Df}' valores propios más grandes.
- 40 Siendo entonces determinados los vectores de ponderación con ayuda de las matrices de vectores propios $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$, $C'_{D,T}$, $C'_{D,F}$ y de valores propios $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$, $\Lambda'_{D,T}$, $\Lambda'_{D,F}$.
7. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 2 a 6, caracterizado por que la etapa de determinación de la etapa de demodulación de señal comprende las etapas secundarias de:
- cálculo de una matriz de covarianza G_B del canal de propagación;
 - 45 - determinación de los vectores de ponderación utilizando la matriz de covarianza G_B .
8. Procedimiento según la reivindicación 7, en el que la etapa de determinación de la etapa de demodulación de señal comprende además una etapa secundaria de descomposición de la matriz de covarianza G_B en vectores propios de acuerdo con la relación $G_B = C_B\Lambda_B C_B^H$ en la que C_B es una matriz de vectores propios de la matriz G_B y Λ_B es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_B .

9. Procedimiento según la reivindicación 8, en el que la etapa de determinación de la etapa de demodulación de señal comprende además una etapa secundaria de extracción de una matriz C'_B a partir de la matriz C_B y una matriz Λ'_B a partir de la matriz Λ_B , comprendiendo la matriz Λ'_B un número determinado n_B' de valores propios de Λ_B y comprendiendo la matriz C'_B los vectores propios asociados con estos n_B' valores propios, siendo determinados entonces los vectores de ponderación con ayuda de la matriz de vectores propios C'_B y de valores propios Λ'_B .
10. Procedimiento según la reivindicación 8, en el que la matriz de covarianza G_B es el producto de Kronecker de una matriz de covarianza $G_{B,T}$ en el dominio del tiempo y de una matriz de covarianza $G_{B,F}$ en el dominio de frecuencia y la etapa de determinación de la etapa de demodulación de señal comprende etapas secundarias de:
- descomposición de las matrices de covarianza $G_{B,T}$ y $G_{B,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{B,T}=C_{B,T}\Lambda_{B,T}C_{B,T}^H$ y $G_{B,F}=C_{B,F}\Lambda_{B,F}C_{B,F}^H$, en las que:
 - $C_{B,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - $\Lambda_{B,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;
 - $C_{B,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,F}$; y
 - $\Lambda_{B,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{B,F}$;
 - extracción de una matriz $C'_{B,T}$ a partir de la matriz $C_{B,T}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,T}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,T}$ un número determinado n_{Bt}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bt}' valores propios más grandes;
 - extracción de una matriz $C'_{B,F}$ a partir de la matriz $C_{B,F}$ y de una matriz $\Lambda'_{B,F}$ a partir de la matriz $\Lambda_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,F}$ un número determinado n_{Bf}' de los valores propios más grandes de $\Lambda_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bf}' valores propios más grandes,
- siendo determinados entonces los vectores de ponderación con ayuda de las matrices de vectores propios $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$ y de valores propios $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$.
11. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal emitida es una señal de múltiples portadoras, en particular una señal OFDM.
12. Un equipo receptor (2) que comprende al menos dos antenas (4, 6) que reciben cada una de ellas una señal (s_1 ; s_2) transmitida a través de un canal de propagación radioeléctrico asociado, correspondiendo las señales recibidas (s_1 ; s_2) a una misma señal emitida o emitidas que comprende tramas de símbolos divididos en tiempo y frecuencia en los que el receptor conoce algunos símbolos, llamados símbolos pilotos, comprendiendo dicho procedimiento medios de:
- blanqueamiento (E1) de ruido para formar dos señales combinadas (c_1 ; c_2) cuyos ruidos son independientes;
 - normalización de los ruidos de las señales combinadas (c_1 ; c_2) para formar dos señales (r' ; r'') cuyos ruidos son independientes y con normas medias iguales;
 - demodulación de señal con combinación máxima de relación señal a ruido de las dos señales con ruidos independientes y normas medias iguales (r' ; r'')
- caracterizado por que el medio de blanqueamiento de ruido para formar ambas señales combinadas (c_1 ; c_2) comprende medios de:
- ponderación de cada una de las señales recibidas (s_1 ; s_2) con primeros vectores de ponderación respectivos (w_1 ; w_2) asociados con una antena respectiva (4, 6) del receptor (2),
 - combinación de las señales ponderadas recibidas para formar una primera señal combinada (c_1),
 - ponderación de una señal de referencia (d) que comprende dichos símbolos pilotos con otro vector de ponderación (w_d),
 - comparación de la primera señal combinada (c_1) y de la señal de referencia ponderada para formar un error (ϵ), y
 - determinación de los vectores de ponderación (w_1 ; w_2) con ayuda del criterio de máximo a posteriori (MAP1) maximizando la probabilidad de realización de dichos vectores de ponderación condicionalmente al error obtenido,

- 5 – ponderación de cada señal recibida (s_1, s_2) con segundos vectores de ponderación ($w_2^*, -w_1^*$) respectivos asociados con una antena respectiva (4, 6) del receptor (2) de modo que un vector (w_1, w_2), llamado primer vector de ponderación, formado por los primeros vectores de ponderación (w_1, w_2) es ortogonal en cada símbolo al vector ($w_2^*, -w_1^*$), llamado segundo vector de ponderación, formado por los segundos vectores de ponderación ($w_2^*, -w_1^*$),
 - combinación (32) de las señales recibidas (s_1, s_2) ponderadas por los segundos vectores de ponderación para formar una segunda señal combinada (c_2).
- 10 13. Equipo receptor según la reivindicación 12, caracterizado por que comprende además medios de determinación de los coeficientes respectivos (α_1 y α_2) del canal visto por la señal útil asociada con una antena respectiva (4, 6) del receptor (2) y utilizados en la etapa de demodulación de señal con combinación máxima de relación señal a ruido de las dos señales, r' y r'' , obtenidas al final de la etapa de blanqueamiento del ruido, se determinan con ayuda del criterio máximo a posteriori maximizando la probabilidad de realización del canal (α_1 y α_2) condicionalmente al error presente por un lado en la señal c_1 y por otro lado en la señal c_2 , teniendo en cuenta el canal de propagación visto en la señal c_1 y en la señal c_2 .
- 15 14. Programa informático que incluye instrucciones para la implementación del procedimiento según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11 cuando el programa es ejecutado por al menos un procesador.





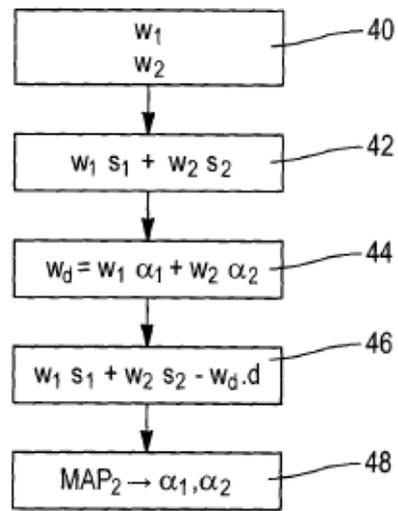


FIG. 5