

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 624 983**

51 Int. Cl.:

H04B 7/08

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **28.11.2012 PCT/EP2012/004911**

87 Fecha y número de publicación internacional: **06.06.2013 WO13079191**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.11.2012 E 12812836 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **05.04.2017 EP 2798750**

54 Título: **Método de reducción de interferencias y receptor**

30 Prioridad:

01.12.2011 FR 1161062

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

18.07.2017

73 Titular/es:

**AIRBUS DS SAS (50.0%)
ZAC de la Clef Saint Pierre, 1 Boulevard Jean
Moulin
78990 Elancourt, FR y
CNAM CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS
DES METIERS (50.0%)**

72 Inventor/es:

**MEGE, PHILIPPE;
MARTINOD, LAURENT;
FETY, LUC;
PERRIN, OLIVIER y
GREGIS, NICOLAS**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 624 983 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

Método de reducción de interferencias y receptor

Esta invención se refiere a un método para reducir la interferencia en un receptor multiantena. Se refiere también a un equipo de recepción multiantena correspondiente y un programa informático.

5 Un receptor multiantena comprende al menos dos antenas de recepción a fin de recibir réplicas de la misma señal emitida, introduciendo así una diversidad adicional y dando como resultado una mejora de la calidad de la recepción. La diversidad adicional proporcionada es diversidad espacial si las dos antenas están suficientemente distanciadas o diversidad de polarización si las antenas están colocadas y son polarizadas de diferentes maneras, o un reparto de estos dos tipos de diversidad.

10 La invención se refiere particularmente a sistemas de transmisión por multiportadora, por ejemplo del tipo OFDM (multiplexado por división de frecuencia ortogonal). Tal transmisión por multiportadora proporciona diversidad de frecuencia que es independiente de la diversidad espacial y/o la diversidad de polarización proporcionadas por el uso de varias antenas de recepción.

15 Este tipo de transmisión se utiliza cada vez más frecuentemente. Se ha adoptado particularmente en sistemas LTE (evolución a largo plazo), TEDS (servicio de datos mejorado TETRA), DAB (radiodifusión de audio digital) y DVB-T (radiodifusión de video digital-terrestre).

20 En sistemas de transmisión OFDM, los datos se organizan generalmente en tramas. En cada trama, algunos símbolos distribuidos en el plano de frecuencia de tiempo se insertan entre la información útil destinada al receptor. Estos símbolos, denominados "símbolos piloto" se conocen por el emisor y el receptor. Se utilizan generalmente para sincronizar y estimar el canal de propagación.

El ruido y las interferencias afectan a la señal mientras se está propagando entre el emisor y el receptor y degradan la recepción de la señal. El tratamiento deficiente del ruido y las interferencias lleva entonces a una alta tasa de demodulación y a errores de decodificación.

25 Convencionalmente, el ruido y las interferencias se tratan comparando una señal que resulta de la combinación de las señales recibidas por las antenas del receptor con una estimación de la señal emitida. Tal estimación de la señal emitida puede conocerse por adelantado por el receptor, por ejemplo por el uso de símbolos piloto. La estimación de la señal emitida puede obtenerse también por el procesamiento preliminar de las señales recibidas en las diferentes antenas, por ejemplo por una técnica conocida con el nombre Combinación de Relación Máxima (MRC).

30 El documento FR2924884 describe un método para reducir la interferencia en un receptor que comprende al menos dos antenas que reciben cada una de ellas una señal transmitida a través de un canal de propagación de radio. Según ese método, las señales recibidas y una estimación de la señal emitida se ponderan utilizando vectores de ponderación definidos en subespacios de vector que representan las variaciones de tiempo y frecuencia del canal de propagación para las señales recibidas, y la convolución del canal de propagación consigo mismo para la estimación de la señal emitida. Sin embargo, aunque el método es más eficiente que los métodos convencionales que utilizan la técnica MRC, la restricción impuesta en los vectores de ponderación limita las prestaciones del método.

Esta invención pretende mejorar la situación.

A este fin, la invención concierne en primer lugar a un método según la reivindicación 1.

40 Símbolo piloto significa cualquier símbolo conocido para el receptor, esto es, símbolos piloto designados en los estándares de los sistemas OFDM conocidos tales como LTE y TEDs y/o símbolos de sincronización y/o símbolos que ya se han demodulado y determinado por el receptor en una etapa de procesamiento anterior.

Gracias al uso del enfoque de Máximo A Posteriori (MAP), esta invención hace posible reducir óptimamente el nivel de interferencia en un receptor multiantena y mejorar así la relación señal a ruido más interferencia (SNIR).

Ventajosamente, la etapa de determinación comprende las subetapas de:

- calcular una matriz de covarianzas G_B del canal de propagación;
- 45 - calcular una matriz de covarianzas G_D del canal de propagación convolucionado consigo mismo; y
- determinar los vectores de ponderación con la ayuda de 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 hacen posible representar las restricciones de tiempo y frecuencia de ese canal.

50 Preferiblemente, la etapa de determinación comprende además una subetapa que consiste en descomponer la matriz de covarianzas 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 los valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_B y una subetapa que consiste en descomponer la matriz de covarianzas G_D en vectores propios según la relación $G_D = C_D \Lambda_D C_D^H$ en el que C_D es una matriz de vectores propios de la matriz G_D y Λ_D es una matriz diagonal que comprende los valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_D .

5 Estas descomposiciones hacen posible simplificar los cálculos de los vectores de ponderación.

En una realización, la etapa de determinación comprende además una subetapa que consiste en extraer una matriz C'_B de la matriz C_B y una matriz Λ'_B de la matriz Λ_B , comprendiendo la matriz Λ'_B un número definido 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 consistiendo una subetapa en extraer una matriz C'_D de la matriz C_D y una matriz Λ'_D de la matriz Λ_D ,
10 comprendiendo la matriz Λ'_D un número definido n'_D de valores propios de Λ_D y comprendiendo la matriz C'_D los vectores propios asociados con los n'_D valores propios, siendo determinados entonces los valores de ponderación con la ayuda de matrices de vectores propios C'_B y C'_D y las matrices de valores propios Λ'_B y Λ'_D .

Preferiblemente, los n'_B valores propios seleccionados son los mayores valores propios de la matriz Λ_B y los n'_D valores propios seleccionados son los mayores valores propios de la matriz Λ_D .

15 Esto hace posible reducir la complejidad de los vectores de ponderación mientras se minimiza la pérdida de prestaciones gracias al hecho de que los vectores propios retenidos en las matrices C'_B y C'_D representan la mayor parte de la energía representada por la suma de los valores propios retenidos en las matrices Λ'_B y Λ'_D .

Preferiblemente, n'_B y n'_D son menores que el número de símbolos piloto en cada trama o iguales que dicho número.

En una realización preferida, la matriz de covarianzas G_B es el producto de Kronecker de una matriz de covarianzas $G_{B,T}$ en el dominio de tiempo y una matriz de covarianzas $G_{B,F}$ en el dominio de frecuencia y la matriz de covarianzas G_D es el producto de Kronecker de una matriz de covarianzas $G_{D,T}$ en el dominio de tiempo y una matriz de covarianzas $G_{D,F}$ en el dominio de frecuencia, y la etapa de determinación comprende las siguientes subetapas:

- descomponer las matrices de covarianzas $G_{B,T}$ 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:

25 - $C_{B,T}$ 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

30 matriz $G_{B,F}$;

- extraer una matriz $G'_{B,T}$ de la matriz $C_{B,T}$ y una matriz $\Lambda'_{B,T}$ de la matriz $\Lambda_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,T}$ un número definido n_{Bt}' de los mayores valores propios de $\Lambda_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bt}' mayores valores propios;

- extraer una matriz $C'_{B,F}$ de la matriz $C_{B,F}$ y una matriz $\Lambda'_{B,F}$ de la matriz $\Lambda_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,F}$ un número definido n_{Bf}' de los mayores valores propios de $\Lambda_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $G'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos n_{Bf}' mayores valores propios,

- descomponer 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 vector propio 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

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

- extraer una matriz $C'_{D,T}$ de la matriz $C_{D,T}$ y una matriz $\Lambda'_{D,T}$ de la matriz $\Lambda_{D,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,T}$ un número definido $n_{Dt'}$ de los mayores valores propios de $\Lambda_{D,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Dt'}$ mayores valores propios; y

- extraer una matriz $C'_{D,F}$ de la matriz $C_{D,F}$ y una matriz $\Lambda'_{D,F}$ de la matriz $\Lambda_{D,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,F}$ un número definido $n_{Df'}$ de los mayores valores propios de $\Lambda_{D,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Df'}$ mayores valores propios,

determinándose a continuación los vectores de ponderación con la ayuda de las matrices de vector propio $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$, $C'_{D,T}$, $C'_{D,F}$ y las matrices de valor propio $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$, $\Lambda'_{D,T}$, $\Lambda'_{D,F}$.

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

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

Ese uso de la separabilidad de la matriz de covarianzas entre el dominio de tiempo y el dominio de frecuencia hace posible reducir además la complejidad del cálculo de los vectores de ponderación mientras se garantizan las prestaciones que están muy próximas a las obtenidas utilizando la totalidad de la matriz de covarianzas.

Ventajosamente, la señal emitida es una señal multiportadora, particularmente una señal OFDM.

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

La invención se refiere también a un receptor según la reivindicación 7.

La invención se refiere también a un programa informático que comprende instrucciones para implementar el método en la invención cuando el programa es ejecutado por al menos un procesador.

El diagrama de la figura 3 es una ilustración esquemática de la ejecución del programa informático.

Se describirán ahora realizaciones de la invención de una manera más precisa pero no limitativa con referencia a los dibujos adjuntos, en donde:

- la figura 1 es un diagrama de equipo de recepción según la invención;
- la figura 2 es un diagrama que ilustra el principio de funcionamiento del método de reducción de interferencias; y
- la figura 3 es un diagrama que ilustra el funcionamiento del método de reducción de interferencias según la invención.

La figura 1 representa un equipo de recepción 2 de un sistema de transmisión OFDM, tal como, por ejemplo, una estación base o un terminal móvil de un sistema PMR (radio móvil profesional) del tipo TEDS.

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

La señal OFDM emitida por el emisor está organizada en tramas de símbolos distribuidos en tiempo y frecuencia, entre los cuales algunos símbolos, denominados símbolos piloto, se conocen 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 símbolos de tiempo, siendo n igual al producto de n_f y n_t .

10 El receptor 2 comprende un módulo de entrada 10 que comprende fases para amplificación, formación de banda base, muestreo y eliminación de intervalos de guarda.

El receptor 2 comprende también unos medios 12 para la conversión de tiempo-frecuencia de las señales recibidas por las antenas 4, 6 procesadas por el módulo de entrada 10 para convertirlas del dominio de tiempo al dominio de frecuencia. Esos medios de conversión tiempo-frecuencia 12 utilizan una Transformada Rápida de Fourier.

15 El receptor 2 comprende además un módulo de reducción de interferencias 14 que hace posible reducir el nivel de interferencia en una señal útil resultante de la combinación de las señales recibidas por las dos antenas 4, 6. Tal interferencia puede ser debida, por ejemplo, a la presencia de elementos perturbadores que se emiten por el mismo canal de radio que el del emisor y/o los trayectos de propagación de señales múltiples.

20 El módulo de reducción de interferencias 14 es capaz de suministrar símbolos de datos en los que se minimiza la contribución de interferencia.

Un demodulador 16 del receptor 2 hace posible demodular los símbolos de datos en bits demodulados utilizando la misma técnica de modulación que la utilizada en el emisor. El demodulador 16 está dispuesto además para determinar la probabilidad de cada bit demodulado. La probabilidad de un bit tiene un valor blando negativo o positivo comparado con un valor duro tal como el valor binario "1" o "0" para indicar que el demodulador está suministrando valores flotantes reales, cada uno con un signo que impone una decisión posterior, por un decodificador 18 del receptor 2, sobre el estado del correspondiente bit, es decir, una decisión sobre el valor "duro" "0" o "1".

25 El decodificador 18 hace posible así decodificar los bits demodulados suministrados por el demodulador 16 sobre la base de las probabilidades determinadas anteriormente. El decodificador 18 implementa la decodificación correspondiente a la codificación utilizada mientras emite la señal, por ejemplo, decodificación de convolución que corrige errores utilizando el algoritmo de Viterbi.

30 La figura 2 ilustra el principio del método de reducción de interferencias utilizado por el módulo de reducción de interferencias 14.

35 Denotando las señales recibidas en las antenas 4 y 6 como r_1 y r_2 , respectivamente, el principio utilizado por esta invención consiste en aplicar ponderaciones w_1 y w_2 respectivamente a las señales r_1 y r_2 , combinando a continuación las dos señales ponderadas, por ejemplo sumándolas, para obtener una señal r' de la que se resta una estimación de la señal emitida d ponderada mediante la ponderación w_d . La diferencia resultante ϵ representa un error residual.

40 El método según la invención utiliza ventajosamente el método de máximo a posteriori para calcular las ponderaciones más probables conociendo el error.

Las etapas del método se describen con referencia al diagrama de la figura 3.

Durante una primera etapa 20, el módulo de reducción de interferencias 14 pondera las señales recibidas r_1 y r_2 , respectivamente, por los vectores de ponderación w_1 y w_2 , cuyo contenido debe determinarse.

45 En la etapa 22, el módulo de reducción de interferencias 14 combina, sumándolas aquí, las señales r_1 y r_2 ponderadas para formar una señal combinada r' .

En la etapa 24, el módulo de reducción de interferencias 14 pondera una señal de referencia d , que comprende los símbolos piloto, con otro vector de ponderación w_d , cuyo valor debe determinarse.

Los vectores w_1 , w_2 y w_d son vectores de columna, conteniendo cada uno de ellos tantas líneas como símbolos contenidos en la señal recibida, o n líneas.

50 En la etapa 26, el módulo de reducción de interferencias 14 determina un error ϵ correspondiente a la diferencia entre la señal combinada r' y la señal de referencia ponderada.

Así, denotando como $\mathbf{w}$ el vector que consiste en una concatenación de los vectores $\mathbf{w}_1$, $\mathbf{w}_2$ y $\mathbf{w}_d$ y $\mathbf{R}$, comprendiendo la matriz las señales recibidas y la señal de referencia definida según la expresión:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{1,0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_{1,\dots} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & r_{1,\dots} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & r_{1,n_f,n_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{2,0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_{2,\dots} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & r_{2,\dots} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & r_{2,n_f,n_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -d_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -d_{\dots} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & -d_{\dots} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -d_{n_f,n_t} \end{bmatrix},$$

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

- 5 En la etapa 28, el módulo de reducción de interferencias 14 calcula los vectores $\mathbf{w}_1$, $\mathbf{w}_2$ y $\mathbf{w}_d$ utilizando el enfoque MAP.

El enfoque consiste en maximizar la probabilidad de realización del vector de ponderación $\mathbf{w}$. Esa probabilidad es condicional tras la observación del error ϵ .

- 10 Utilizando la fórmula de Bayes, esa probabilidad es igual a la probabilidad con la que se observa condicionalmente el error ϵ en base a la probabilidad de que la ponderación sea igual al vector $\mathbf{w}$, multiplicándose esa probabilidad condicional por la probabilidad de que se materialice el vector de ponderación $\mathbf{w}$. Esto se expresa por la siguiente relación:

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

donde P y f indican probabilidades y el símbolo $\propto$ indica la relación "equivalente a".

- 15 No obstante, los vectores de ponderación $\mathbf{w}_1$, $\mathbf{w}_2$ y $\mathbf{w}_d$ están relacionados con el canal de propagación. Ese canal depende de las restricciones relacionadas con su dispersión de tiempo máxima, debida a reflexiones desde obstáculos lejanos, y con su velocidad de frecuencia máxima debida a la velocidad del equipo de recepción y la frecuencia portadora, es decir, la dispersión Doppler.

- 20 En primer lugar, en el dominio de frecuencia, se limita la dispersión de frecuencia del canal denominada dispersión Doppler, debida a reflexiones desde obstáculos cercanos. Los rangos de dispersión entre $-F_D$ y $+F_D$, donde F_D es la

frecuencia Doppler máxima dada por la relación $F_D = \frac{v}{c} \cdot F_p$, en la que v es la velocidad del 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 a lo largo del eje de frecuencia están así entre estos límites $-F_D$ y $+F_D$.

- 25 En segundo lugar, se limita la dispersión de tiempo del canal debida a reflexiones desde obstáculos lejanos. Esa dispersión de tiempo depende de la banda de frecuencia utilizada y del entorno. Por ejemplo, a una frecuencia portadora de 400 MHz en un entorno urbano, la dispersión de tiempo es del orden de 5 μs , mientras que, en un entorno montañoso, la dispersión es del orden de 15 μs . Los componentes de la respuesta de tiempo del canal están localizados así entre los límites fijados para condiciones medioambientales dadas.

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

Estas características del canal de propagación están representadas por una matriz denominada la matriz de covarianzas total $\mathbf{G}$.

Debido a las restricciones expresadas en la matriz de covarianzas total $\mathbf{G}$, la probabilidad de aparición del vector de ponderación $\mathbf{w}$ se da por la expresión:

35
$$f(\mathbf{w}) = \beta \times e^{-\frac{1}{2} \mathbf{w}^H \mathbf{G}^{-1} \mathbf{w}}$$

en la que β es una constante y la notación $\mathbf{X}^H$ indica que es una matriz de transposiciones conjugadas $\mathbf{X}$.

Además, bajo la hipótesis de que el ruido de canal sea del tipo gaussiano, la probabilidad condicional de observación del error ϵ se da por la expresión:

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

donde α es una constante y σ^2 representa la varianza de ruido en la señal correspondiente a las señales recibidas en las diferentes antenas, ponderadas y combinadas.

Así, la probabilidad de realización, expresando el criterio de MAP del vector de ponderación $\mathbf{w}$, se da 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:

$$\sigma^2 = \sigma_1^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 + \sigma_2^2 \|\mathbf{w}_2\|^2,$$

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

Suponiendo que la potencia de ruido sea la misma en ambas antenas, es decir que $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$, la varianza de ruido

total es así igual a $\sigma^2 = \sigma_1^2 (\|\mathbf{w}_1\|^2 + \|\mathbf{w}_2\|^2)$.

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

$$L(P(\mathbf{w})) = -\frac{\|\mathbf{R}\cdot\mathbf{w}\|^2}{\sigma_1^2 (\|\mathbf{w}_1\|^2 + \|\mathbf{w}_2\|^2)} + \mathbf{w}^H \mathbf{G}^{-1} \mathbf{w} + cst \quad [2],$$

donde cst es un valor constante.

El módulo de reducción de interferencias 14 se dirige a minimizar ese logaritmo $L(P(\mathbf{w}))$.

Además, la matriz de covarianzas $\mathbf{G}$ es una matriz diagonal de bloque constituida por la concatenación de matrices de covarianzas correspondientes a cada uno de los vectores de ponderación $\mathbf{w}_1$, $\mathbf{w}_2$ y $\mathbf{w}_d$.

La matriz de covarianzas de $\mathbf{w}_1$ es la misma que la de $\mathbf{w}_2$ dado que los dos vectores de ponderación $\mathbf{w}_1$ y $\mathbf{w}_2$ son ambos homogéneos con un canal de propagación, en caso de dos antenas de recepción. Esa matriz de covarianzas se denomina $\mathbf{G}_B$ y representa las restricciones de tiempo y frecuencia en relación con el canal de propagación.

El vector de propagación $\mathbf{w}_d$ es homogéneo con la convolución de dos canales de propagación, en el caso de dos antenas de recepción. La matriz de covarianzas correspondiente $\mathbf{G}_D$ representa las restricciones de tiempo y frecuencia en relación con tal convolución.

La matriz de covarianzas $\mathbf{G}$ podría escribirse así:

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

Además, se impone la siguiente restricción:

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

Esa restricción no limita las soluciones al problema de la minimización de la expresión [2]. Esto es debido a que, a pesar del valor de k^2 , la solución $\mathbf{w}$ no cambia ya que cambiar esa constante solamente multiplicaría la solución por una limitación escalar.

En lo que sigue, k^2 se fija en 2. Esto hace posible considerar que las ponderaciones $\mathbf{w}_1$ y $\mathbf{w}_2$ tienen cada de ellas una potencia unidad. A continuación, la matriz $\mathbf{G}_B$ es la matriz de covarianzas estandarizada, es decir, se obtiene con una potencia unidad media del canal, y la matriz $\mathbf{G}_D$ es la matriz de covarianzas correspondiente a la convolución de dos canales con la potencia unidad. Como resultado σ^2 representa la inversa de la relación señal a ruido observada en una cualquiera de las antenas.

Puede fijarse una relación objetivo señal a ruido cuyo valor no cambie a pesar del valor efectivo de la potencia de ruido y la potencia de señal útil. Son posibles otras soluciones, tales como estimar la relación señal a ruido cuando se recibe y se demodula la información, por ejemplo, con símbolos piloto que se conocen por el emisor y el receptor. En ese caso, es posible adaptar la relación señal a ruido dinámicamente en el proceso de estimación de canal.

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

5 La expresión [2] puede escribirse así:

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

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

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

En otros términos la matriz $\mathbf{N}$ puede escribirse como:

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

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

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

15 donde la matriz $\mathbf{H}$ es igual a la inversa de la matriz de covarianzas $\mathbf{G}$.

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

Además, la solución debe verificar la relación $L(P(\mathbf{w})) = \mu + cst$.

20 Así, el vector de ponderación $\mathbf{w}$ minimizando $L(P(\mathbf{w}))$ es el vector propio generalizado correspondiente al valor propio μ generalizado más pequeño.

En una realización preferida, a fin de reducir la complejidad de los cálculos, las matrices de covarianza $\mathbf{G}_B$ y $\mathbf{G}_D$ se descomponen en la etapa 28 en vectores propios y valores propios de la siguiente manera:

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

25 donde las matrices $\mathbf{C}_B$ y $\mathbf{C}_D$ son las matrices de vector propio de las matrices $\mathbf{G}_B$ y $\mathbf{G}_D$, respectivamente, y las matrices $\mathbf{\Lambda}_B$ y $\mathbf{\Lambda}_D$ son respectivamente las matrices diagonales de valor propio correspondientes.

La matriz de covarianzas $\mathbf{G}$ puede escribirse así $\mathbf{G} = \mathbf{C} \mathbf{\Lambda} \mathbf{C}^H$, donde $\mathbf{C}$ es una matriz de vector propio de la matriz $\mathbf{G}$ y $\mathbf{\Lambda}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $\mathbf{G}$.

Así, la matriz inversa de la matriz de covarianzas G es igual a:

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

o sea

$$\mathbf{G}^{-1} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{\Lambda}^{-1} \cdot \mathbf{C}^H$$

En una realización, la complejidad de cálculo se reduce además reteniendo solamente algunos valores propios de la matriz de covarianza G y los valores propios correspondientes. En ese caso, se extrae una matriz C' de la matriz C y una matriz Λ' se extrae de la matriz Λ , comprendiendo la matriz Λ' un número definido n' de valores propios de Λ y comprendiendo la matriz C' los vectores propios asociados con los n' valores propios. El vector de ponderación w se determina a continuación con la ayuda de las matrices de vector propio C' y las matrices de valor propio Λ' .

En una realización preferida, la matriz de covarianzas G es una matriz diagonal de bloque hecha de las matrices G_B , G_B y G_D y para lo cual cada una de las matrices G_B y G_D es el producto de Kronecker de una matriz $G_{B,T}$, respectivamente $G_{D,T}$ con covarianza en el dominio de tiempo, y una matriz $G_{B,F}$, respectivamente, $G_{D,F}$, con covarianza en el dominio de frecuencia, y la etapa de determinación incluye las subetapas de:

- descomponer las matrices de covarianza $G_{B,T}$ y $G_{B,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{B,T} = \mathbf{C}_{B,T} \mathbf{\Lambda}_{B,T} \mathbf{C}_{B,T}^H$ y $G_{B,F} = \mathbf{C}_{B,F} \mathbf{\Lambda}_{B,F} \mathbf{C}_{B,F}^H$ en las que:

- $\mathbf{C}_{B,T}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,T}$;

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

- $\mathbf{C}_{B,F}$ es una matriz de vectores propios de la matriz $G_{B,F}$; y

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

- extraer una matriz $\mathbf{G}'_{B,T}$ de la matriz $\mathbf{C}_{B,T}$ y una matriz $\mathbf{\Lambda}'_{B,T}$ de la matriz $\mathbf{\Lambda}_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\mathbf{\Lambda}'_{B,T}$ un número definido $n_{B,T}'$ de los mayores valores propios de $\mathbf{\Lambda}_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $\mathbf{C}'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{B,T}'$ mayores valores propios; y

- extraer una matriz $\mathbf{C}'_{B,F}$ de la matriz $\mathbf{C}_{B,F}$ y una matriz $\mathbf{\Lambda}'_{B,F}$ de la matriz $\mathbf{\Lambda}_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\mathbf{\Lambda}'_{B,F}$ un número definido $n_{B,F}'$ de los mayores valores propios de $\mathbf{\Lambda}_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $\mathbf{C}'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{B,F}'$ mayores valores propios.

- descomponer las matrices de covarianza $G_{D,T}$ y $G_{D,F}$ en vectores propios según las relaciones $G_{D,T} = \mathbf{C}_{D,T} \mathbf{\Lambda}_{D,T} \mathbf{C}_{D,T}^H$ y $G_{D,F} = \mathbf{C}_{D,F} \mathbf{\Lambda}_{D,F} \mathbf{C}_{D,F}^H$ en las que:

- $\mathbf{C}_{D,T}$ es una matriz de vector propio de la matriz $G_{D,T}$;

- $\mathbf{\Lambda}_{D,T}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{D,T}$;

- $\mathbf{C}_{D,F}$ 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 $G_{D,F}$;

- extraer una matriz $C'_{D,T}$ de la matriz $C_{D,T}$ y una matriz $\Lambda'_{D,T}$ de la matriz $\Lambda_{D,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,T}$ un número definido $n_{Dt'}$ de los mayores valores propios de $\Lambda_{D,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Dt'}$ mayores valores propios; y
- extraer una matriz $C'_{D,F}$ de la matriz $C_{D,F}$ y una matriz $\Lambda'_{D,F}$ de la matriz $\Lambda_{D,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,F}$ un número definido $n_{Df'}$ de los mayores valores propios de $\Lambda_{D,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Df'}$ mayores valores propios,

El vector de ponderación w se determina a continuación con la ayuda de las matrices de vector propio $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$, $C'_{D,T}$, $C'_{D,F}$ y las matrices de valor propio $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$, $\Lambda'_{D,T}$, $\Lambda'_{D,F}$.

Volviendo a la expresión [3] y utilizando la descomposición en vectores propios y valores propios de la matriz de covarianzas, se obtiene

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

Después de determinar el vector y a partir de la expresión previa, el módulo de reducción de interferencias calcula el vector de ponderación w según la relación:

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

En la ecuación anterior, las matrices $\mathbf{C}$ y Λ pueden reducirse ventajosamente eliminando un cierto número de sus valores propios como se describe anteriormente.

Por supuesto, pueden contemplarse también otras realizaciones.

Más particularmente, las matrices de covarianza pueden calcularse dinámicamente a fin de tener en cuenta las variaciones de las restricciones del canal.

Es posible también tener en cuenta otros parámetros mientras se calculan las matrices de covarianza, particularmente perfiles de retardo, etc.

REIVINDICACIONES

1. Método para reducir la interferencia en un receptor (2) que comprende al menos dos antenas (4, 6), recibiendo cada una de ellas una señal transmitida a través de un canal de propagación de radio asociado, comprendiendo las señales recibidas que corresponden a la misma señal emitida unas tramas de símbolos distribuidos en tiempo y frecuencia, entre los cuales algunos símbolos, denominados símbolos piloto, son conocidos para el receptor, en donde dicho método comprende las siguientes etapas:
 - ponderar (20) cada una de las señales recibidas con un vector de ponderación asociado respectivamente con una antena respectiva del receptor;
 - combinar (22) las señales ponderadas recibidas para obtener una señal recibida combinada;
 - ponderar (24) una señal de referencia que comprende símbolos piloto con otro vector de ponderación;
 - comparar (26) la señal recibida combinada y la señal de referencia ponderada para obtener un error;estando **caracterizado** dicho método por que comprende la siguiente etapa:
 - determinar (28) los vectores de ponderación mediante el uso de un criterio de máximo a posteriori maximizando una probabilidad de realización de dichos vectores de ponderación condicionalmente con el error obtenido.
2. Método según la reivindicación 1, en el que la etapa de determinar (28) incluye las siguientes subetapas:
 - calcular una matriz de covarianzas G_B del canal de propagación;
 - calcular una matriz de covarianzas G_D del canal de propagación convolucionado consigo mismo; y
 - determinar los vectores de ponderación utilizando matrices de covarianzas G_B y G_D .
3. Método según la reivindicación 2, en el que la etapa de determinar (28) comprende además una subetapa que consiste en descomponer la matriz de covarianzas 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 los valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_B , y una subetapa que consiste en descomponer la matriz de covarianzas 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 los valores propios asociados con los vectores propios de la matriz G_D .
4. Método según la reivindicación 3, en el que la etapa de determinar (28) comprende además una subetapa que consiste en extraer una matriz C_B' de la matriz C_B y una matriz Λ_B' de la matriz Λ_B , comprendiendo la matriz Λ_B' un número definido n_B' de valores propios de Λ_B y comprendiendo la matriz C_B' los vectores propios asociados con esos n_B' valores propios, y una subetapa que consiste en extraer una matriz C_D' de la matriz C_D y una matriz Λ_D' de la matriz Λ_D , comprendiendo la matriz Λ_D' un número definido n_D' de valores propios de Λ_D y comprendiendo la matriz C_D' los vectores propios asociados con esos n_D' valores propios, determinándose a continuación los vectores de ponderación mediante el uso de las matrices de vectores propios C_B' y C_D' y las matrices de valores propios Λ_B' y Λ_D' .
5. Método según la reivindicación 3, en el que la matriz de covarianzas G_B es el producto de Kronecker de una matriz de covarianzas $G_{B,T}$ en el dominio de tiempo y una matriz de covarianzas $G_{B,F}$ en el dominio de frecuencia y la matriz de covarianzas G_D es el producto de Kronecker de una matriz de covarianzas $G_{D,T}$ en el dominio de tiempo y una matriz de covarianzas $G_{D,F}$ en el dominio de frecuencia, y la etapa de determinar (28) comprende las siguientes subetapas:
 - descomponer las matrices de covarianzas $G_{B,T}$ 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 $G_{B,F}$;
- 5
- extraer una matriz $G'_{B,T}$ de la matriz $C_{B,T}$ y una matriz $\Lambda'_{B,T}$ de la matriz $\Lambda_{B,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,T}$ un número definido $n_{Bt'}$ de los mayores valores propios de $\Lambda_{B,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Bt'}$ mayores valores propios;
 - extraer una matriz $C'_{B,F}$ de la matriz $C_{B,F}$ y una matriz $\Lambda'_{B,F}$ de la matriz $\Lambda_{B,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{B,F}$ un número definido $n_{Bf'}$ de los mayores valores propios de $\Lambda_{B,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{B,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Bf'}$ mayores valores propios,
- 10
- descomponer las matrices de covarianzas $G_{D,T}$ 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
 - $\Lambda_{D,F}$ es una matriz diagonal que comprende valores propios asociados con los vectores propios de la matriz $G_{D,F}$;
- 15
- extraer una matriz $C'_{D,T}$ de la matriz $C_{D,T}$ y una matriz $\Lambda'_{D,T}$ de la matriz $\Lambda_{D,T}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,T}$ un número definido $n_{Dt'}$ de los mayores valores propios de $\Lambda_{D,T}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,T}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Dt'}$ mayores valores propios; y
 - extraer una matriz $C'_{D,F}$ de la matriz $C_{D,F}$ y una matriz $\Lambda'_{D,F}$ de la matriz $\Lambda_{D,F}$, comprendiendo la matriz $\Lambda'_{D,F}$ un número definido $n_{Df'}$ de los mayores valores propios de $\Lambda_{D,F}$ y comprendiendo la matriz $C'_{D,F}$ los vectores propios asociados con estos $n_{Df'}$ mayores valores propios,
- 20
- 25
- determinándose a continuación los vectores de ponderación mediante el uso de las matrices de vectores propios $C'_{B,T}$, $C'_{B,F}$, $C'_{D,T}$, $C'_{D,F}$ y las matrices de valores propios $\Lambda'_{B,T}$, $\Lambda'_{B,F}$, $\Lambda'_{D,T}$, $\Lambda'_{D,F}$.
6. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal emitida es una señal multiportadora, particularmente una señal OFDM.
- 30
7. Receptor (2) que comprende al menos dos antenas (4, 6) capaces cada una de ellas de recibir una señal transmitida a través de un canal de propagación de radio asociado, comprendiendo las señales recibidas que corresponden a la misma señal emitida unas tramas de símbolos distribuidos en tiempo y frecuencia, entre los

cuales algunos símbolos, denominados símbolos piloto, son conocidos para el receptor, en donde dicho receptor comprende medios (14) para lo siguiente:

- ponderar cada una de las señales recibidas con un vector de ponderación asociado respectivamente con una antena respectiva del receptor;
- 5 - combinar las señales ponderadas recibidas para obtener una señal recibida combinada;
- ponderar una señal de referencia que comprende símbolos piloto con otro vector de ponderación;
- comparar la señal recibida combinada y la señal de referencia ponderada para obtener un error;

estando **caracterizado** dicho receptor por que comprende medios (14) para lo siguiente:

- 10 - determinar los vectores de ponderación mediante el uso de un criterio de máximo a posteriori maximizando una probabilidad de realización de dichos vectores de ponderación condicionalmente con el error obtenido.
8. Programa informático que comprende instrucciones para implementar el método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6 cuando el programa es ejecutado por al menos un procesador.

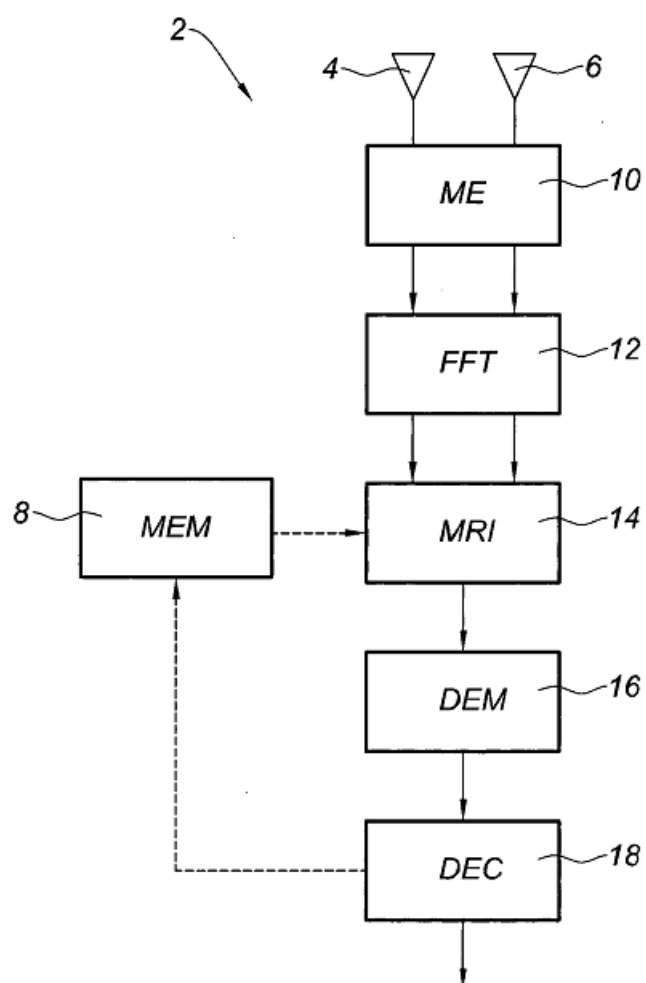


Fig. 1

