

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 821 012**

51 Int. Cl.:

H04B 1/10 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

H04B 7/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.12.2017 E 17209588 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.06.2020 EP 3343784**

54 Título: **Procedimiento la lucha antiinterferencias por filtrado espacial o filtrado espacio-temporal en un receptor multicanal**

30 Prioridad:

29.12.2016 FR 1601894

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

23.04.2021

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)
Tour Carpe Diem, Place des Corolles, Esplanade
Nord
92400 Courbevoie, FR**

72 Inventor/es:

PIPON, FRANÇOIS

74 Agente/Representante:

GONZÁLEZ PECES, Gustavo Adolfo

ES 2 821 012 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 la lucha antiinterferencias por filtrado espacial o filtrado espacio-temporal en un receptor multicanal

La invención se sitúa en el campo del procesamiento de antenas y se refiere a un procedimiento de recepción en un receptor multicanal, así como a un receptor que implementa el procedimiento. La invención se aplica a las radiocomunicaciones, en particular, radiocomunicaciones militares, independientemente de la configuración (tierra-tierra, tierra-aire o aire-aire), sin limitación de uso con respecto a la banda de frecuencia, y más particularmente en la banda de HF (acrónimo de Altas Frecuencias), UHF (acrónimo de Ultra Altas Frecuencias) o banda C (de 4 GHz a 8 GHz). Se aplica en particular a las transmisiones de radio para las que se recibe una señal en presencia de interferencias, independientemente de si son intencionadas o no, cuando el receptor comprende varias antenas de recepción.

Durante la propagación de una señal radioeléctrica, procedente de la modulación en fase, en frecuencia y/o en amplitud de una portadora por una serie de símbolos, ésta está sometida a varias fuentes de degradaciones.

Entre estas fuentes de degradaciones, se encuentra el ruido intrínseco al receptor, que puede modelarse como un ruido blanco gaussiano. Cuando la señal se recibe sobre varios sensores (o antenas), se supone que el ruido es blanco espacialmente (independencia entre los sensores) y temporalmente (independencia en el tiempo) y la matriz R se puede escribir la correlación del ruido $R = \text{diag}(\sigma_k^2)$, con σ_k^2 la potencia de ruido recibida sobre el sensor k .

Entre estas fuentes de degradaciones se encuentran también los trayectos vinculados a los múltiples reflejos de la onda electromagnética durante su propagación. Estos multitrayectos se deben a reflejos sobre los diversos elementos del entorno, como edificios o accidentes geográficos, pero también puede provenir de, como suele ser el caso cuando se trata de transmisiones de HF, reflejos sobre las diferentes capas ionosféricas de la atmósfera. Estos reflejos generan réplicas de la señal, desfasadas en tiempo, en fase y/o en amplitud. Cuando se reciben multitrayectos dentro de un intervalo de tiempo más corto que la duración de un símbolo, pueden resumirse de manera constructiva o destructiva. Luego se habla de desvanecimiento plano (en inglés, flat fading), que requiere, para mejorar la calidad de la recepción, la implementación de técnicas que permitan aportar diversidad a la señal:

- diversidad temporal en caso de movilidad, obtenida mediante un entrelazado y de una codificación de los datos durante un período mayor que el tiempo de coherencia del canal de propagación,
- diversidad de frecuencia obtenida mediante un mecanismo de salto de frecuencia y de codificación de datos, o
- diversidad espacial obtenida mediante el uso de una pluralidad de antenas de emisión y/o recepción cuidadosamente espaciadas.

Cuando se reciben multitrayectos dentro de un intervalo de tiempo más largo que la duración de un símbolo, generan interferencias entre símbolos que degrada la calidad del enlace de radio: esto se denomina desvanecimiento selectivo (en inglés, selective fading). Para solucionar este problema, es necesario utilizar técnicas de codificación de canal, que permita mejorar la robustez de la señal, técnicas de ecualización, que buscan estimar el canal de propagación y recombinar en el tiempo y en fase los diferentes trayectos, o técnicas de procesamiento de antena, con el objetivo de optimizar la recepción de los diferentes trayectos útiles recombinando de manera eficaz las señales provenientes de las diferentes antenas de recepción.

Por último, entre estas fuentes de degradaciones, se encuentran las interferencias relacionadas con la interferencia, ya sea voluntaria (interferencia intencional de banda ancha, por ejemplo) o involuntaria (otras señales transmitidas en el mismo recurso de frecuencia). Entonces son necesarios procesamientos específicos para luchar contra la interferencia, como la codificación de corrección de error, la escisión de emisores de interferencias mediante filtrado de muescas, la evasión de frecuencia o, incluso, las técnicas de procesamiento de antena que tienen como objetivo recombinar las señales recibidas sobre una red de sensores para eliminar la influencia de las interferencias, a la vez que optimiza la recepción de la señal útil.

Entre el conjunto de las técnicas que permiten luchar contra las diferentes fuentes de degradaciones que afectan a la recepción de una señal útil, las técnicas de procesamiento de antena, o procesamientos multicanal, son las más prometedoras, puesto que permiten, por un procesamiento de las señales recibidas sobre las diferentes antenas de una red, optimizar la recepción de la señal útil en presencia de desvanecimiento plano, de desvanecimiento selectivo y de interferencias.

Los procesamientos monocal, o SISO (acrónimo inglés de Single Input Single Output), como la ecualización o la codificación de canal, presentan sus límites cuando el nivel de interferencias es demasiado alto o las condiciones de propagación son demasiado complejas (desvanecimiento plano cuando la banda de coherencia del canal es mayor que la banda de salto de frecuencia, desvanecimiento selectivo cuya expansión de trayectos es demasiado grande para poder ser ecualizada, interferencias de banda ancha, etc.). Entonces, es necesario combinarlos con procesamientos multicanal, la operación de la diversidad espacial proporcionada por el uso de varias antenas que permite aprovechar la diferencia entre los canales de transmisión relativos a cada antena.

Entre los procesamientos multicanal, se hace una distinción entre los procesamientos para los cuales, la diversidad de antena se aporta a la emisión, llamados procesamientos MISO (acrónimo inglés de Multiple Input Single Output), los procesamientos para los cuales, la diversidad de antena se aporta a la recepción, llamados procesamientos SIMO (acrónimo inglés de Single Input Multiple Output) y los procesamientos para los cuales se aporta diversidad de antena tanto en la emisión como en la recepción, llamados procesamientos MIMO (acrónimo inglés de Multiple Input Multiple Output).

La invención se refiere a los procesamientos SIMO.

En ausencia de interferencia, se pueden prever diferentes procesamientos de antena SIMO dependiendo de las características del canal de propagación útil.

10 Cuando el desvanecimiento es "plano" (ausencia de interferencias entre símbolos), el procesamiento SIMO óptimo es el llamado procesamiento MRC (acrónimo inglés de Maximal Ratio-Combining, o combinación de relación máxima). En una estación de recepción multicanal MRC, las señales provenientes de los diferentes canales de recepción se recombinan en fase y en amplitud, para maximizar la relación señal a ruido (en inglés Signal over Noise Ratio, o SNR) de la señal útil. De este modo, en presencia de un ruido blanco espacial y temporalmente (es decir, en ausencia de
15 interferencias), y para desvanecimiento plano (ausencia de interferencias entre símbolos), el procesamiento MRC permite una operación óptima de la diversidad espacial.

Cuando el desvanecimiento es "selectivo" en frecuencia (presencia de interferencias entre símbolos), el receptor MRC ve que sus rendimientos se degradan y es necesaria la implementación de una técnica de ecualización multicanal. En la literatura se han propuesto varias soluciones de ecualización multicanal.

20 Ciertas de estas soluciones de ecualización son llamadas "no antiinterferenciadas", es decir, que están diseñados para funcionar en ausencia de emisores de interferencias. El ruido presente sobre cada uno de los canales es, por lo tanto, blanco temporalmente y no correlacionado entre los canales (por lo tanto, blanco espacialmente).

Entre estas técnicas, la solución óptima en el sentido de máxima verosimilitud es el receptor basado en el Filtro Adaptado Espacio-temporal en Ruido Blanco Espacialmente y Temporalmente (FAST-BBST) seguido de un órgano de decisión basado en un algoritmo de Viterbi. El FAST-BBST consiste en efectuar una estimación del canal de propagación luego un filtrado adaptado al canal de propagación sobre cada uno de los canales de recepción, luego, sumando las señales obtenidas en la salida de los filtros adaptados. En la salida de FAST-BBST, la relación señal a ruido se maximiza en el símbolo actual y la interferencia residual entre símbolos se procesa mediante un algoritmo de Viterbi. Este receptor es óptimo en ausencia de interferencias, independientemente de si el desvanecimiento es selectivo o plano.
25
30

Sin embargo, los rendimientos del FAST-BBST ya no son satisfactorios cuando la señal recibida contiene interferencias que no son interferencias de bandas estrechas. Entonces es necesaria la implementación de otros tipos de procesamientos SIMO.

35 Para permitir un funcionamiento en presencia de interferencias, es decir, en un entorno con interferencias para el que el ruido recibido sobre los diferentes canales ya no es espacialmente blanco, se conocen los procedimientos de ecualización multicanal llamados "antiinterferenciados". Estos procedimientos integran técnicas especialmente dedicadas a la lucha contra las interferencias relacionadas con interferencia y los ruidos no blancos espacialmente. También se conocen con el nombre de técnicas de filtrado de antena (en esta denominación, una antena está formada por varias antenas elementales y el filtrado de la antena tiene como objetivo recombinar las señales provenientes de estas diferentes antenas elementales para optimizar la recepción de la señal útil en presencia de interferencias), o bien una antena adaptativa (enfaticar el hecho de los procesamientos sean capaces de adaptarse automáticamente a los cambios en las condiciones de propagación e interferencia).
40

Estas técnicas se desarrollaron a partir de la década de los 60. Al principio, se basaron en un filtrado espacial (por lo tanto, sin noción de ecualización) de las señales recibidas, es decir, con una ponderación de amplitud/fase en cada sensor. Luego, a partir de los 80/90, estructuras espacio-temporales, que permitían una verdadera ecualización multicanal de las señales recibidas, ha sido propuestas, con el fin de seguir la evolución de las formas de onda y el aumento de los anchos de banda de las modulaciones.
45

De este modo, la estructura más sencilla que permite luchar contra las interferencias es una estructura espacial cuyos pesos complejos sobre cada uno de los sensores se adaptan mediante un criterio de minimización de un Error Cuadrático Medio (MSE) entre la señal de salida de la antena y una señal de réplica. Tal antena, llamada FASR (Filtro adaptado espacial adaptado con ayuda de una réplica), permite el rechazo de emisores de interferencias, pero en presencia de multitrayectos de propagación útiles:
50

- "apunta" en la dirección de uno de los trayectos (el que está correlacionado con la réplica), es decir, repone en fase las contribuciones de este trayecto a los diferentes sensores. Cuando la antena está compuesta por sensores omnidireccionales, la ganancia esperada en la relación señal a ruido es del orden de $10 \log K$, donde K es el número de sensores utilizados,
55

- busca rechazar los trayectos decorrelacionados del trayecto hacia el que apunta (perdiendo así la energía asociada con estos trayectos), siendo estos vistos por la antena como emisores de interferencias totalmente.

Por lo tanto, tal antena puede verse fuertemente penalizada en presencia de varios trayectos de propagación útiles. En efecto, el rechazo de trayectos útiles decorrelacionados puede realizarse en detrimento del rechazo de emisores de interferencias, los rendimientos del receptor multisensor pueden incluso volverse más pobre que el del receptor monosensor cuando dos trayectos de propagación decorrelacionados temporalmente están altamente correlacionados espacialmente.

Para mejorar los rendimientos de esta última técnica de procesamiento de antena, la idea es acoplarlo a una técnica de ecualización de monosensor. Se obtienen de este modo ecualizadores multisensor que constan de una parte espacial, compuesta por diferentes filtros dispuestos en cada uno de los canales de recepción, y una parte temporal dispuesta en la salida de la parte espacial.

A tal efecto, se puede citar la patente europea EP 0867079 B1 o la patente estadounidense 6.118.832, buscando realizar un filtrado espacial de las señales recibidas en la red de sensores, optimizando al mismo tiempo un criterio espacio-temporal que permite mantener el conjunto de los trayectos útiles. Por lo tanto, este filtrado debe ir seguido de una etapa de ecualización de una señal monocanal. El papel del filtrado espacial es recombinar las señales recibidas en los diferentes canales, mientras rechaza cualquier interferencia, así como los trayectos reflejados cuyo retraso sea mayor que el retraso máximo corregido por el ecualizador monocanal que lo sigue.

Entre las técnicas de ecualización monocanal que se pueden utilizar en la salida del filtrado espacial, la solución óptima en el sentido de máxima verosimilitud se basa en un filtrado adaptado al canal de propagación, implementado después de una etapa de estimación de canal, seguida de un órgano de decisión basado en un algoritmo de Viterbi. En la salida del filtro adaptado al canal, la relación señal a ruido se maximiza en el símbolo actual (los diferentes trayectos se recombinan en el símbolo actual, en fase) y la interferencia residual entre símbolos es procesada por un algoritmo de Viterbi.

El principal inconveniente de esta técnica de ecualización monocanal proviene del hecho de que el algoritmo de Viterbi requiere una potencia de cálculo que aumenta en M^L , con M el orden de la constelación y L la longitud del canal de propagación estimado (medida en tiempo de símbolos). De este modo, este receptor se puede utilizar en formas de onda como GSM (acrónimo inglés de Global System for Mobile Communications, o grupo móvil especial), por el cual $M=2$ y $L=5$, pero no en formas de ondas más recientes, para el cual la banda de modulación es mayor y donde las constelaciones son de orden superior.

Una alternativa al algoritmo de Viterbi, menos costoso en términos de potencia de cálculos, consiste en implementar un ecualizador monocanal en la salida del filtrado espacial. El ecualizador monocanal puede ser cualquier tipo de ecualizador conocido por los expertos en la técnica, como, por ejemplo, un ecualizador DFE (acrónimo inglés de Decision Feedback Equalizer), BDFE (acrónimo inglés de Block-DFE), un ecualizador FDE (Frequency Domain Equalization), un ecualizador transversal o un turbo ecualizador. Estos ecualizadores pueden basarse en los llamados criterios ZF (acrónimo en inglés de Zero-Forcing), MMSE (acrónimo inglés de Minimum Mean Square Error, o ecualización según un criterio de minimización del error cuadrático), MLSE (acrónimo en inglés de Maximum Likelihood Sequence Estimator, o ecualización según un criterio de máxima verosimilitud), u otros.

En la patente EP 0867079 B1, para realizar el filtrado espacial de la señal multicanal recibida, un vector \mathbf{w} , compuesto por un coeficiente por canal, se utiliza durante una etapa de procesamiento y recombinación de antena de los canales, definiendo un filtro temporal que se aplica a la secuencia de aprendizaje. Este vector \mathbf{w} es calculado, junto con un vector \mathbf{v} para minimizar el error cuadrático medio entre la señal de salida de la parte espacial, correspondiente a la señal filtrada por \mathbf{w} y la señal de salida de la parte temporal, correspondiente a la secuencia de aprendizaje filtrada por \mathbf{v} . El vector \mathbf{v} es un intermediario de cálculo que permite calcular el vector \mathbf{w} .

Se consideran dos restricciones para calcular los vectores \mathbf{w} y \mathbf{v} . La primera restricción es una restricción estándar que hace posible optimizar el filtro espacial cuando el ecualizador colocado en la salida es un ecualizador basado en el algoritmo de Viterbi (el filtro espacial calculado optimiza la relación señal a ruido sobre interferencias (en inglés Signal sobre ruido más relación de interferencia, o SNIR) asociado con todos los trayectos), mientras que la segunda restricción es una restricción de apuntamiento que permite optimizar el filtro espacial cuando el ecualizador colocado en la salida es del tipo MMSE (el filtro espacial calculado optimiza la SNIR asociada con el trayecto principal para favorecer el funcionamiento del ecualizador colocado en la salida).

Sin embargo, la patente EP 0867079 B1 presenta un cierto número de inconvenientes. Los principales son los siguientes:

- la implementación del procesamiento de la antena requiere la inversión de matrices, operación muy cara en términos de tiempo de cálculo. Ciertas de estas matrices se calculan a partir de secuencias de aprendizaje conocidas y se pueden calcular previamente aguas arriba, luego almacenadas en la memoria, reduciendo correspondientemente la potencia de cálculo requerida. Sin embargo, el tamaño de estas matrices es grande y su almacenamiento puede plantear un problema cuando aumenta el número de matrices a almacenar. Este es, en particular, el caso de aplicaciones destinadas a reducir la firma de la forma de onda mediante el uso de un gran

número de secuencias de aprendizaje diferentes.

- los algoritmos descritos requieren tomar una referencia temporal i_0 , seleccionada como correspondiente al trayecto de potencia más alto determinada durante una fase de sincronización aguas arriba. Por lo tanto, este criterio considera solo uno de los trayectos y no es necesariamente el criterio de elección óptimo.
- 5
- se puede mejorar los rendimientos relacionados con el filtrado espacial, modificando la forma en que se calculan los coeficientes de este filtrado para no rechazar los trayectos ubicados en la ventana del filtrado monocanal. Además, se puede llevar una dimensión temporal adicional al filtrado espacial, con el fin de permitirle atenuar los multitrayectos ubicados fuera de la ventana del ecualizador y/o poner en fase los trayectos múltiples ubicados en el horizonte del ecualizador y corregir desajustes entre los canales del receptor.
- 10
- Por lo tanto, la invención tiene como objetivo resolver todos o parte de los inconvenientes antes mencionados y proponer una implementación que sea a la vez eficiente y económica en términos de potencia de cálculo y espacio de memoria requerido.

Para este efecto, la invención se refiere a un procedimiento para recibir una señal y rechazar interferencias en un receptor multicanal como se define en las reivindicaciones independientes.

15 Este procedimiento comprende las etapas de:

- recepción, transposición y discretización de la señal recibida en cada uno de los canales del receptor, con el fin de obtener una señal multicanal discretizada,
 - sincronización de la señal multicanal discretizada,
 - cálculo, a partir de la señal multicanal discretizada y sincronizada, de una matriz \hat{R} de correlación del ruido total,
- 20
- cálculo, a partir de dicha matriz \hat{R} de correlación del ruido total, de un vector \mathbf{w} que comprende coeficientes de ponderación de amplitud de fase de un filtro multicanal, y
 - aplicación, a la señal multicanal discretizada y sincronizada, de un procesamiento de filtrado multicanal a partir de dicho vector \mathbf{w} , luego de un procesamiento de ecualización monocanal a la señal filtrada.

25 El cálculo de la matriz \hat{R} de correlación del ruido total recibido sobre el conjunto de los canales del receptor se puede realizar a partir de:

- una matriz \hat{R}_{XX} de autocorrelación de la señal multicanal discretizada y sincronizada recibida,
- una matriz \hat{R}_{XD} de intercorrelación entre una secuencia de aprendizaje y la señal multicanal discretizada y sincronizada recibida,
- una matriz \hat{R}_{DD} de autocorrelación de dicha secuencia de aprendizaje,

30 según la fórmula:

$$\hat{R} = \hat{R}_{XX} - \hat{R}_{XD}^H \hat{R}_{DD}^{-1} \hat{R}_{DX}.$$

Ventajosamente, la inversa de la matriz R_{DD} se calcula previamente y se almacena en una memoria del receptor multicanal.

35 El cálculo del vector \mathbf{w} que comprende coeficientes de ponderación de amplitud de fase a aplicar sobre cada uno de los canales en la parte de filtrado multicanal comprende:

- el cálculo de $\mathbf{r}_{xd}(i_0)$, siendo $\mathbf{r}_{xd}(i_0)$ la expectativa matemática de la correlación entre una secuencia de aprendizaje y la señal multicanal recibida afectada por un retraso i_0 ,
- el cálculo de $\hat{\mathbf{w}}$ según la fórmula $\hat{\mathbf{w}} = \hat{R}^{-1} \mathbf{r}_{xd}(i_0)$.

40 Según un modo de realización, el retraso i_0 se determina con respecto a la posición del trayecto de potencia más alta. Según otro modo de realización, se determina con respecto a la posición que maximiza la relación señal a ruido más interferencias en la salida del filtrado multicanal. Esta posición se obtiene mediante la fórmula:

$$i_0 = \text{ArgMax}_i \{ \text{SNIR}(i) = \hat{\mathbf{r}}_{xd}(i)^H \hat{R}^{-1} \hat{\mathbf{r}}_{xd}(i) \}.$$

45 Ventajosamente, dicha ecualización monocanal se realiza a partir de una estimación del canal de propagación monocanal \mathbf{g} dada mediante la fórmula $\mathbf{g} = \mathbf{w}^H \hat{H}$, donde \hat{H} es una matriz de canal multisensor estimada según la fórmula $\hat{H} = \hat{R}_{XD} R_{DD}^{-1}$.

Según un modo de realización del procedimiento según la invención, el filtrado multicanal es un filtrado espacial. Según otro modo de realización, el filtrado multicanal es un filtrado espacio-temporal. En este caso, el procedimiento además comprende una etapa de determinación de al menos un retraso τ_j asociado con un trayecto múltiple j de la señal

recibida, y una etapa de formación de un vector de señal multicanal espacio-temporal a partir de dicha señal discretizada y sincronizada y de dicha señal discretizada y sincronizada retrasada por dicho(s) retraso(s) τ_j . Las etapas del cálculo de una matriz \hat{R} de correlación del ruido total y la aplicación de un procesamiento de filtrado multicanal toman entonces en la entrada dicha señal multicanal espacio-temporal en lugar de una señal multicanal sincronizada y discretizada.

5 La invención también se refiere a un receptor multicanal configurado para recibir una señal sobre una pluralidad de canales y rechazar interferencias. El receptor comprende:

- 10 • al menos dos cadenas de radio, para la recepción, transposición y discretización de dicha señal recibida sobre cada uno de los canales del receptor, con el fin de obtener una señal multicanal discretizada,
- circuitos de cálculos configurados para:
 - sincronizar dicha señal multicanal discretizada,
 - calcular, a partir de la señal multicanal discretizada y sincronizada, una matriz \hat{R} de correlación del ruido total,
 - calcular, a partir de dicha matriz \hat{R} de correlación del ruido total, un vector \mathbf{w} que comprende coeficientes de ponderación de amplitud de fase de un filtro multicanal, y
 - 15 ○ aplicar a la señal multicanal discretizada y sincronizada, un procesamiento de filtrado multicanal a partir de dicho vector \mathbf{w} y de un procesamiento de ecualización monocanal a la señal filtrada.

Descripción

La invención se entenderá mejor y otras características y ventajas se apreciarán mejor tras la lectura de la siguiente descripción, aportada a título no limitativo y gracias a las figuras adjuntas entre las cuales:

- 20 • la figura 1a presenta una estructura de trama que permite implementar la invención;
- la figura 1b presenta un esquema funcional convencional de un receptor multicanal en el que se implementa un procedimiento de filtrado multicanal según un modo de realización de la invención;
- la figura 2 presenta un esquema funcional de un ecualizador antiinterferencias multicanal que permite la implementación de la invención;
- 25 • la figura 3 representa un ejemplo de un resultado obtenido por correlación entre una señal recibida y una secuencia de aprendizaje;
- la figura 4 presenta un esquema funcional de un ecualizador antiinterferencias multicanal según otro modo de realización de la invención, en el que la parte de filtrado espacial comprende una dimensión temporal adicional con respecto al estado de la técnica;
- 30 • la figura 5 es una representación en forma de diagrama de estado de las etapas de un modo de realización del procedimiento según la invención;
- la figura 6 es una representación en forma de diagrama de estado de las etapas de un modo de realización del procedimiento según la invención.

35 La figura 1a presenta la estructura de trama 100 de una señal que permite implementar la invención. Esto se aplica a cualquier tipo de señal de una sola portadora, incluidas las secuencias de aprendizaje 101, constituidas por símbolos de referencia conocidos por el emisor y el receptor, transmitidas alternativamente con secuencias de información 102, compuesto por símbolos útiles o símbolos de información. Esta estructura de trama es común a la mayoría de los estándares de comunicación monoportadora y multiportadora actuales. A modo de ejemplo, se citará el estándar GSM, el estándar 3G (3ª generación), el estándar LTE (acrónimo inglés de Long Term Evolution, o 4G), los diferentes estándares DVB (acrónimo inglés de Digital Video Broadcasting) y muchos otros.

40 El objeto de las secuencias de aprendizaje es permitir la sincronización temporal y de frecuencia del receptor, así como la estimación del canal de propagación con vistas a su compensación mediante ecualizador o cualquier otra técnica adecuada. Sus posiciones en la trama son conocidas por el receptor.

45 La longitud de las secuencias de aprendizaje y su distribución dentro de la señal transmitida, depende de las restricciones de implementación de la forma de onda (como por ejemplo la longitud de las tramas, la velocidad máxima de desplazamiento, el tipo de canal de propagación, ...). En el resto del documento, se considerará que las secuencias de aprendizaje son de tamaños idénticos iguales a P símbolos, y que las secuencias de datos son de tamaños idénticos iguales a N símbolos. La invención se aplica de manera idéntica cuando varían los tamaños de las secuencias de aprendizaje y de las secuencias de datos, o cuando las secuencias de aprendizaje no son todas idénticas.

50 La figura 1b presenta un esquema funcional convencional de un receptor multicanal en el que se implementa un procedimiento de ecualización multicanal según un modo de realización de la invención.

El receptor 110 comprende al menos dos antenas (o sensores) 111 y 112, destinadas a recibir una señal. Cada una de las antenas es el punto de entrada a uno de los canales del receptor. También comprende una cadena de radio

121 y 122 por canal, cuyo objeto es transformar la señal analógica recibida en frecuencia portadora en una señal de banda base discretizada. Para ello, la cadena de radio implementa medios para convertir la frecuencia portadora de la señal. Un modo de realización convencional consiste en transponer la señal primero a una frecuencia intermedia, luego transformarla en señales discretas equivalentes en banda de base a través de un oscilador local, de un desfasador y mezcladores que crean respectivamente un primer canal en fase y un segundo canal Q en cuadratura de fase con la señal de entrada. Las señales entregadas por los mezcladores son discretizadas por convertidores analógicos/digitales, o CAN. También se pueden implementar medios para filtrar la señal en diversas etapas de la transposición de la señal con el fin de evitar los fenómenos de aumento de espectro asociados con las transposiciones de frecuencia y reducciones en la tasa de muestreo. La señal en la salida de la cadena de radio es una señal digital de banda base muestreada a una tasa mayor que la tasa de símbolo de la modulación (generalmente un múltiplo entero de la tasa de símbolo).

Aguas abajo de la cadena de radio, el receptor comprende unos circuitos de cálculo encargados de ejecutar todos los algoritmos de procesamientos de señales necesarios para asegurar una buena recepción de la señal. Estos circuitos de cálculo pueden presentarse, por ejemplo, en forma de una máquina de cálculo reprogramable, tal como un procesador, un DSP (acrónimo inglés de Digital Signal Processor, o procesador de señal digital) o un microcontrolador, en forma de una máquina de cálculo dedicado, tal como un conjunto de puertas lógicas como una FPGA (acrónimo inglés de Field-Programmable Gate Array o circuito integrado programable) o un ASIC (acrónimo inglés de Application Specific Integrated Circuit o circuito integrado de aplicación específica), o en forma de cualquier otro módulo material que permita ejecutar cálculos. Disponen, o están conectados, de un espacio de almacenamiento que permiten almacenar datos, como, por ejemplo, el aprendizaje de secuencias o matrices durante los diversos procesamientos que realizan.

Los circuitos de cálculo se encargan de la sincronización del receptor. El objeto de la sincronización es seleccionar el mejor instante de muestreo y medir y compensar los desfases de tiempo y frecuencia debidos a la propagación de la señal. La sincronización generalmente se lleva a cabo considerando las secuencias de aprendizaje. La posición de sincronización temporal y de frecuencia determinada es idéntica para el conjunto de los canales. Esto se puede determinar sincronizando cada uno de los canales de forma independiente y luego eligiendo la posición que ofrece los mejores rendimientos, o mediante un procedimiento de sincronización multicanal más específico, tal como el descrito en la patente europea EP 0665665 B1, ofreciendo esta última solución mejores rendimientos en términos de robustez frente al ruido y las interferencias. La señal resultante se presenta entonces la forma de una señal multicanal sincronizada, normalmente muestreada a tasa de símbolo.

Los circuitos de cálculo también se encargan de filtrar y ecualizar multicanal antiinterferencia de la señal, que constituye el objeto de la invención. Esta ecualización multicanal comprende un filtrado multicanal antiinterferencias, seguido de la ecualización de la señal monocanal resultante del filtrado multicanal. La función del filtrado multicanal antiinterferencia consiste en optimizar la recepción del conjunto de los multitrayectos asociados con la señal deseada y eliminar las señales interferentes no deseadas generando "agujeros" en el diagrama de radiación de las antenas en la dirección de las interferencias y las señales multitrayecto cuya expansión de retraso está fuera de la ventana del ecualizador monocanal colocado en la salida. La longitud de la ventana del ecualizador monocanal es una elección de implementación, determinada en función de un compromiso entre las probabilidades de ocurrencia de un canal de propagación cuya expansión sea mayor que este tamaño, y la complejidad necesaria para su implementación. La ecualización monocanal puede realizarse indistintamente en el campo temporal o en el campo de frecuencia.

Por último, los circuitos de cálculo se encargan del conjunto de los algoritmos de procesamiento de la señal necesarios para reconstituir los bits útiles transmitidos a partir de la estimada de la serie de símbolos emitidos. Estos algoritmos son, por ejemplo, algoritmos de decodificación de canal, de desentrelazamiento, de descifrado, u otro, cuya elección y parámetros de implementación dependen del estándar de comunicación utilizado. Según el tipo de algoritmo utilizado, los símbolos estimados transmitidos a los circuitos de cálculo pueden ser símbolos decididos o indecisos. También se pueden asociar con una estimación de la SNR para permitir o no un cálculo de la relación de verosimilitud logarítmica (en inglés Log Likelihood Ratio, o LLR).

En lo que sigue, se utilizarán las siguientes clasificaciones:

- A (mayúscula) designa una matriz,
- \mathbf{a} (negrita) denota un vector,
- $\hat{}$ (acento circunflejo) designa una cantidad estimada,
- H designa el operario transpuesto-conjugado,
- $E[a]$ designa la expectativa matemática de a .
- P es la longitud de las secuencias de aprendizaje, en número de símbolos,
- N es la longitud de las secuencias de información, en número de símbolos,

- K designa el número de canales del receptor,
 - L es la longitud de la ventana del ecualizador, en número de símbolos. Esta ventana corresponde a la expansión máxima de los trayectos que se pueden ecualizar. Cuando el canal de propagación comprende multitrayectos cuya expansión es mayor que esta distancia L , estos trayectos se consideran señales interferentes.
- 5
- $x_j(n)$ designa la señal recibida en el canal j para el símbolo n ,
 - $\mathbf{x}(n)$ designa el vector de señal multisensor recibido para el símbolo n , de dimensión K ,
 - $\mathbf{d}(n)$ designa la señal emitida sobre las secuencias de aprendizaje,
 - $\mathbf{s}(n)$ designa la señal emitida sobre las secuencias de información,
 - $\hat{\mathbf{s}}(n)$ designa la señal estimada sobre las secuencias de información,
- 10
- $\mathbf{b}(n)$ es un vector de dimensión K que designa el ruido de recepción total (ruido de fondo más interferencias posibles, más multitrayectos útiles posibles ubicado fuera de la ventana de ecualización, es decir, que llegan antes del primer trayecto comprendido en la ventana de ecualización o cuyo retraso es mayor que L símbolos con respecto a este primer trayecto),
- 15
- $\mathbf{h}(n)$, para $n = 0, \dots, L - 1$, es el vector, de dimensión K , que contiene la respuesta de impulso del canal de propagación útil multisensor asociado con los trayectos que entran en la ventana de ecualización,
 - R designa la matriz de autocorrelación del ruido de recepción total,
 - \hat{R}_{DD} designa la matriz de autocorrelación de la señal de aprendizaje,
 - R_{DX} designa la matriz de intercorrelación entre la señal de aprendizaje y la señal correspondiente recibida, y
 - R_{XX} designa la matriz de autocorrelación de la señal recibida.
- 20
- Cabe señalar, en particular:
- $\mathbf{d}(n) = [d(n), d(n - 1), \dots, d(n - L + 1)]^T$ el vector de tamaño L formado a partir de los símbolos de aprendizaje, y
 - $H = [\mathbf{h}(0), \mathbf{h}(1), \dots, \mathbf{h}(L-1)]$ la matriz de canal multisensor formado a partir de los vectores $\mathbf{h}(i)$ de tamaño (K, L) ,
- así como las matrices:

$$\hat{R}_{DD} = \frac{1}{P - L + 1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \mathbf{d}(n)\mathbf{d}(n)^H, \quad (1)$$

$$\hat{R}_{XD} = \frac{1}{P - L + 1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \mathbf{x}(n)\mathbf{d}(n)^H, \quad (2)$$

$$\hat{R}_{XX} = \frac{1}{P - L + 1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H. \quad (3)$$

Por lo tanto, la invención se aplica a una señal multicanal y sigue a la etapa de sincronización 140.

Se trata del cálculo de los coeficientes que se utilizarán para el filtrado multicanal y la ecualización de la señal recibida y, por lo tanto, se basa en particular en las secuencias de aprendizaje.

- 30 La figura 2 presenta un esquema funcional de un ecualizador antiinterferencias multicanal que permite la implementación de la invención.

Después de la sincronización, el vector de señal recibido sobre la red de sensores se escribe:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} e(n-i)\mathbf{h}(i) + \mathbf{b}(n) \quad (4)$$

con $e(n)$ la señal transmitida, que vale $d(n)$ para las secuencias de aprendizaje y $s(n)$ para las secuencias de información.

5 Observando $\mathbf{e}(n) = [e(n), e(n-1), \dots, e(n-L+1)]^T$ el vector de tamaño L formado a partir de los símbolos emitidos por la fuente útil, entonces se puede escribir la relación anterior $\mathbf{x}(n) = \mathbf{H}\mathbf{e}(n) + \mathbf{b}(n)$.

10 El ecualizador antiinterferencias multicanal según la invención comprende una parte de filtrado multicanal 201 y una parte 202 que realiza la ecualización monocanal. La señal $x(n)$ se recibe en cada uno de los K canales (en el ejemplo, dos canales 211 y 212 respectivamente reciben $x_1(n)$ y $x_2(n)$). La parte de filtrado multicanal implementa un filtro con un solo coeficiente complejo por canal (221, 222), que permite ponderar la señal de entrada multicanal mediante un vector de ponderación de amplitud de fase \mathbf{w} . Las señales provenientes de la ponderación con cada uno de los coeficientes complejos se suman mediante un sumador 231. La parte de ecualización monocanal 202 implementa un ecualizador responsable de recombinar las señales provenientes de los diferentes multitrayectos útiles, a partir de una estimada \mathbf{g} del canal de propagación asociado con la señal recombinada. Esta estimada \mathbf{g} es la longitud L finita.

15 Si se conoce la estructura del ecualizador multisensor antiinterferencias, la novedad de la invención reside en el cálculo de los coeficientes \mathbf{w} .

En la patente EP 0867079 B1, el cálculo del filtro espacial \mathbf{w} se realiza junto con el cálculo de un filtro temporal v , para minimizar un criterio de error cuadrático medio (EQM) sobre las secuencias de aprendizaje:

$$EQM = E(\|\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(n) - v^H \mathbf{d}(n)\|^2). \quad (5)$$

20 Dos procedimientos que permiten calcular estos coeficientes, que presenta cada uno ventajas e inconvenientes, se describen en la patente.

El primer procedimiento busca optimizar la energía global de todos los trayectos recibidos, calculando el filtro espacial $\hat{\mathbf{w}}$ según la fórmula:

$$\hat{\mathbf{w}} = \hat{R}_{XX}^{-1} \hat{R}_{DX}^H \mathbf{v}. \quad (6)$$

El vector \mathbf{v} se obtiene calculando el vector propio asociado con el valor propio mínimo de la matriz B , con

$$25 \quad B = \hat{R}_{DD} - \hat{R}_{DX} \hat{R}_{XX}^{-1} \hat{R}_{DX}^H. \quad (7)$$

El cálculo de v luego necesita la descomposición en valores propios de la matriz B , que es una matriz de tamaño ($L \times L$). Por lo tanto, esta descomposición es tanto más costosa cuanto que el canal a igualar es de gran longitud, lo que rápidamente se convierte en una limitación importante para el uso de este procesamiento en los estándares de comunicación actuales.

30 El segundo procedimiento tiene como objetivo optimizar la energía del trayecto de potencia máxima. En este procedimiento, los trayectos secundarios no se "ven", es decir, que el filtrado multicanal tampoco busca optimizar la ganancia en la dirección de los trayectos secundarios, como en el primer procedimiento, ni rechazarlos, como en el FASR.

Para ello, la patente EP 0867079 B1 propone calcular el filtro espacial:

$$35 \quad \hat{\mathbf{w}} = A^{-1} \cdot (\mathbf{r}_{xd}(i_0) - \hat{R}_{D'X}^H \hat{R}_{D'D'}^{-1} \mathbf{r}_{D'd}(i_0)) \quad (8)$$

con

$$A = \hat{R}_{XX} - \hat{R}_{D'X}^H \hat{R}_{D'D'}^{-1} \hat{R}_{D'X}, \quad (9)$$

40 i_0 siendo la posición asociada con el pico de sincronización principal, \hat{R}_{DX} y $\hat{R}_{DD'}$ siendo las matrices \hat{R}_{DX} y \hat{R}_{DD} obtenidas utilizando el vector $\mathbf{d}'(n)$ en lugar de $\mathbf{d}(n)$, $\mathbf{d}'(n)$ siendo el vector $\mathbf{d}(n)$ del cual ha sido retirado el componente i_0 y $\mathbf{r}D'd(i_0)$ el producto de correlación entre $\mathbf{d}'(n)$ y $\mathbf{d}(n - i_0)$.

La resolución de las ecuaciones anteriores necesita dos inversiones: la inversión de la matriz A , que es de tamaño $(K \times K)$, K siendo el número de sensores del receptor y la inversión de la matriz \hat{R}_{DD} , de tamaño $((L-1) \times (L-1))$.

5 La inversión de la matriz A no plantea *a priori* problemas, no estando el tamaño de esta matriz vinculado a la longitud del canal ecualizado sino al número de sensores, siendo improbable que este último alcance valores tales que la inversión de esta matriz se vuelva demasiado restrictiva.

Respecto a la matriz \hat{R}_{DD} , esto se calcula a partir de las secuencias de aprendizaje. Como estas secuencias son conocidas, la inversa de esta matriz puede calcularse previamente aguas arriba y almacenarse en la memoria. Como esta matriz depende del valor de i_0 , es necesario calcular previamente una matriz \hat{R}_{DD} invertida para cada uno de los L posibles valores de i_0 . El espacio de memoria requerido para el almacenamiento de estas matrices \hat{R}_{DD} por lo tanto vale $L \times (L-1) \times (L-1)$.

10

Ciertas formas de onda, en particular las formas de ondas militares, buscar garantizar una baja probabilidad de interceptación y de interferencia. Para esto, se encargan de minimizar cualquier tipo de firma de radio, firma vinculada al uso de motivos repetidos, que podrían permitir a un receptor exterior caracterizar el tipo de comunicación utilizada, y que son todos puntos débiles en términos de robustez frente a los emisores de interferencias, la interferencia de las secuencias de aprendizaje únicamente resulta en la imposibilidad de recibir el conjunto de la transmisión.

15

Como parte de estas formas de ondas, por lo tanto, es habitual prever un gran número de secuencias de aprendizaje diferentes, conocidos tanto por el emisor como por el receptor, luego seleccionar las secuencias utilizadas en la transmisión de entre estas secuencias, al hacer que esta elección dependa de un parámetro conocido por el conjunto de los actores de la transmisión, como, por ejemplo, la hora de transmisión y una clave de cifrado.

20 La implementación del segundo procedimiento de la patente EP 0867079 B1 necesita entonces el almacenamiento en memoria de M matrices \hat{R}_{DD} invertidas, el tamaño de estas matrices se convierte en un criterio de dimensionamiento del receptor $(M \times L \times (L-1) \times (L-1))$.

El objeto de la invención consiste en proponer un nuevo modo de cálculo del filtro espacial \mathbf{w} , que permite reducir el espacio de memoria ocupado, a la vez que vigila la complejidad de implementación relacionada con la inversión de las matrices, y mejorando los rendimientos del procesamiento.

25

Para ello, la invención propone considerar los vectores columna de la matriz \hat{R}_{XD} , anotados a continuación $\mathbf{r}_{xd}(i)$:

$$\hat{R}_{XD} = [\mathbf{r}_{xd}(0), \dots, \mathbf{r}_{xd}(L-1)]. \quad (10)$$

Estos vectores constituyen estimaciones de los vectores directores asociados con cada trayecto útil. Observando i_0 la posición del trayecto con mayor potencia, determinada durante la fase de sincronización como la posición correspondiente al máximo del criterio de sincronización, $\mathbf{r}_{xd}(i_0)$ constituye una estimada del vector director asociado con el trayecto principal.

30

A diferencia de los procedimientos antiinterferencias según el estado de la técnica que utiliza el Filtro Adaptado Espacial de Referencia (FASR) definido por el vector de ponderación de fase de amplitud de los canales:

$$\hat{\mathbf{w}} = \hat{R}_{XX}^{-1} \mathbf{r}_{xd}(i_0), \quad (11)$$

35 la invención implementa el filtro adaptado espacial de referencia de ruido solo (FAS-RBS) definido por el vector \mathbf{w} según:

$$\hat{\mathbf{w}} = \hat{R}^{-1} \mathbf{r}_{xd}(i_0), \quad (12)$$

con R la matriz de correlación del ruido total, es decir, ruido de fondo más interferencias posibles, y ruido asociado con multitrayectos útiles posibles ubicados fuera de la ventana de ecualización.

40 En efecto, el FASR presenta el mayor inconveniente de procesar multitrayectos útiles decorrelacionadas del trayecto i_0 como interferencias completas (aparecen en la matriz de correlación \hat{R}_{XX}), mientras que podrían ser procesados eficazmente por el ecualizador monocanal colocado en la salida de la parte espacial. La consecuencia es que el ESAF puede incluso conducir a rendimientos más bajos que un procesamiento de ecualización monocanal.

45 En el procedimiento según la invención de filtrado espacial adaptado de referencia de ruido solo, los multitrayectos útiles decorrelacionados del trayecto i_0 no aparecen en la matriz de correlación \hat{R} : en consecuencia, el FAS-RBS no busca rechazarlos, sino que busca rechazar únicamente las interferencias que no puede ser aprovechada por el ecualizador monocanal.

La implementación de filtrado espacial adaptado según la invención (FAS-RBS) requiere la estimación de la matriz R

de correlación del ruido total, que se puede obtener directamente a partir de las matrices estimadas \hat{R}_{XX} , \hat{R}_{XD} y \hat{R}_{DD} mediante la fórmula:

$$\hat{R} = \hat{R}_{XX} - \hat{R}_{XD} \hat{R}_{DD}^{-1} \hat{R}_{XD}^H. \quad (13)$$

5 Estos cálculos solo requieren la inversión de la matriz de correlación del ruido total. R , que es el tamaño $(K \times K)$, y el de la matriz R_{DD} , que es de tamaño $(L \times W)$ y puede calcularse aguas arriba y almacenarse en la memoria.

Con respecto a \hat{R} , su tamaño, no depende de la longitud del canal de propagación expandido, sino de la cantidad de sensores. Por lo tanto, es poco probable que este número sea alto y su inversión no debería plantear ningún problema particular.

10 Con respecto a \hat{R}_{DD} , al igual que $\hat{R}_{DD'}$ anteriormente, se puede calcular previamente a partir de las secuencias de aprendizaje. Siendo una matriz completa, solo es necesario memorizar una sola versión de esta matriz invertida. De este modo, el espacio de memoria requerido es de tamaño $(L \times L)$ para la inversión de la matriz \hat{R}_{DD} , contra $L \times (L-1) \times (L-1)$ para la inversión de la matriz $\hat{R}_{DD'}$ de la técnica anterior. El espacio de memoria requerido para el almacenamiento de esta matriz, por lo tanto, disminuye en un orden de magnitud cercano a L , lo que es particularmente ventajoso cuando se debe memorizar un gran número de estas matrices.

15 Las ecuaciones anteriores permiten calcular el vector \hat{w} , que representa el factor de ponderación complejo a aplicar sobre cada uno de los canales de la parte correspondiente al filtrado espacial 201. La señal $y(n)$ resultante del filtrado espacial de las señales multicanal es, por lo tanto, una señal monocanal que vale $y(n) = \hat{w}^H x(n)$. Esta operación de filtrado espacial elimina los emisores de interferencias y los multitrayectos útiles ubicadas fuera de la ventana del ecualizador (de tamaño L) y optimizar la ganancia en la dirección del trayecto principal manteniendo los diferentes trayectos útiles ubicados en la ventana del ecualizador.

20 Cuando el ruido es blanco temporalmente, el filtrado espacial así realizado está adaptado, es decir, maximiza la relación señal a ruido en el símbolo $s(n - i_0)$. Sin embargo, esta operación no permite eliminar la interferencia entre símbolos vinculada al canal de propagación en los símbolos $(s(n), s(n - 1), \dots, s(n - L + 1))$. Esta es la razón por la que esta operación de filtrado debe ir seguida de una etapa de ecualización monocanal de la señal $y(n)$ para obtener la secuencia de símbolos estimados $\hat{s}(n)$.

25 La invención se diferencia de los procedimientos descritos en la patente EP 0867079 B1 en los siguientes puntos:

- el primer modo de cálculo del filtro adaptado espacial \hat{w} descrito en el documento EP 0867079 B1 está adaptado cuando el filtrado espacial es seguido por una etapa de ecualización monocanal basada en un ecualizador MLSE. Este tipo de ecualizador es eficaz cuando la longitud L de la ventana de ecualización es pequeña y la constelación utilizada tiene pocos estados. Concretamente, este tipo de ecualizador no está adaptado a los estándares de comunicaciones actuales, por lo que conducen a unos peores rendimientos y una mayor potencia de cálculo. Además, la invención requiere la inversión de una matriz de tamaño $(K \times K)$, contra la descomposición en valores propios de una matriz $(L \times L)$ para este modo de cálculo de la solicitud de patente EP;
- 30 • el segundo modo de cálculo del filtro adaptado espacial \hat{w} descrito en el documento EP 0867079 B1 está adaptado cuando el filtrado espacial es seguido por una etapa de ecualización monocanal basada en un ecualizador MMSE. El procedimiento de ecualización según la invención presenta unos rendimientos equivalentes a este modo de cálculo, mientras que es más estable numéricamente y requiere menos espacio de almacenamiento en la memoria (del orden de $L \times L$ contra $L \times (L-1) \times (L-1)$ para la solicitud de patente EP), lo que presenta un gran interés, en particular, cuando es necesario memorizar un gran número de secuencias de aprendizaje.

35 En el procedimiento de recepción de una señal multicanal según la invención, el acoplamiento entre la parte 201 que realiza el filtrado espacial de las señales y la parte 202 que realiza la ecualización monocanal se puede realizar de diferentes formas, dependiendo de si se desea optimizar la potencia de cálculo o minimizar la interacción entre las dos partes.

La secuenciación de los procesamientos realizados en un ecualizador monocanal 202 es la siguiente:

- 45 • Sincronización temporal de la señal recibida: la señal de entrada se muestrea a la tasa de muestreo. Esta etapa permite seleccionar el instante de muestreo correcto y submuestrear la señal para devolverla a la tasa de símbolos. Ventajosamente, esta etapa también puede comprender una sincronización de frecuencia destinada a eliminar un desfase de frecuencia vinculado al Doppler, a las derivas de relojes, etc...
- Estimación del canal de propagación monocanal,
- 50 • Ecualización propia de cualquier tipo de ecualizador monocanal, como, por ejemplo, de un ecualizador MLSE que se puede implementar mediante un filtrado adaptado seguido de un algoritmo de Viterbi, o de un ecualizador MMSE, implementado por un ecualizador transversal, un ecualizador de retroalimentación de decisión (DFE) lineal

o en bloques (BDFE), por una ecualización en el campo de frecuencia (FDE), etc...

Según un primer modo de realización, la parte 201 que realiza el filtrado multicanal de las señales y la parte 202 que realiza la ecualización monocanal del receptor son completamente independientes. En la salida del filtrado espacial, la señal monocanal se muestrea a la misma tasa que en la entrada y el ecualizador monocanal trabaja de la misma manera que si tuviera que procesar una señal monocanal recibida directamente sobre la antena. Este procedimiento permite minimizar la recuperación de código que se efectuará en el ecualizador monocanal al añadir procesamiento multicanal a un receptor monocanal, pero no es óptimo en términos de potencia de cálculo requerida.

Según un segundo modo de realización, el bloque 140 del receptor, que realiza la sincronización multicanal inicial, está configurado para transmitir al bloque 150 de filtrado multicanal y ecualización monocanal información relativa a la posición de sincronización óptima y el desfase de frecuencia estimado. A continuación, el bloque 150 realiza el filtrado espacial de la señal multicanal y está configurado para diezmar la señal monocanal en la frecuencia del símbolo y, opcionalmente, para compensar el desfase de frecuencia. De este modo, la señal que sale de la parte de filtrado espacial 201 está sincronizada, muestreada a la tasa de símbolo y, posiblemente, corregido por un desfase de frecuencia estimado. Esta señal se suministra al ecualizador monocanal, que luego no tiene que realizar la etapa de sincronización y diezmo de la señal.

Según un tercer modo de realización, la parte de filtrado espacial diezma la señal en la frecuencia del símbolo y compensa los desfases de frecuencias, de forma idéntica a lo que se hace en el segundo modo de realización. En la salida de la parte de filtrado espacial, la señal está sincronizada, muestreada a la tasa de símbolo y, posiblemente, corregido por un desfase de frecuencia estimado. Esta señal se suministra al ecualizador monocanal, así como una estimada del canal de propagación monocanal. El ecualizador monocanal solo realiza la etapa de ecualización propiamente dicha.

En este tercer modo de realización, la estimada del canal de propagación se suministra al ecualizador monocanal, que lo utiliza para eliminar la interferencia entre símbolos. Esta estimada es el vector del canal de propagación después del filtrado espacial, anotado \mathbf{g} , de tamaño $(1, L)$, obtenido a partir de una estimación de la matriz \hat{H} de canal de propagación multisensor, de tamaño (K, L) mediante la siguiente fórmula:

$$\mathbf{g} = \mathbf{w}^H \hat{H} \quad (14)$$

donde \hat{H} es la matriz de canal multisensor estimada directamente a partir de las matrices calculadas anteriormente:

$$\hat{H} = \hat{R}_{XD} R_{DD}^{-1}. \quad (15)$$

Este modo de realización, en el que la parte de filtrado espacial y la parte de ecualización monocanal del receptor multicanal están acopladas, es particularmente ventajoso en términos de complejidad de implementación. En efecto, el filtrado adaptado espacial de referencia de ruido solo entonces presenta una complejidad reducida con respecto a la técnica anterior, pero también permite reducir la complejidad de las operaciones de procesamientos realizadas aguas abajo durante la ecualización monocanal de la señal.

La invención también propone un segundo eje de mejora del estado de la técnica, que se refiere a la determinación del valor de la posición i_0 , utilizado para el cálculo del vector $\hat{\mathbf{w}}$ utilizado por el filtro adaptado espacial. Una forma de determinar este valor se da en la patente EP 0867079 B1, y consiste en elegir i_0 como siendo la posición del trayecto de mayor potencia, siendo esta posición se determina durante la fase de sincronización que precede al cálculo de los coeficientes del filtro espacial.

En presencia de multitrayectos, esta posición no es necesariamente óptima. En efecto, la sincronización no tiene en cuenta la existencia de un algoritmo de ecualización posicionado más lejos en la cadena de procesamientos. De este modo, la sincronización tiene como objetivo seleccionar el trayecto más fuerte, considerando el conjunto de los otros trayectos como emisores de interferencias, con el objeto de "apuntar" el filtro espacial en la dirección de este trayecto.

La invención propone elegir i_0 durante la etapa de cálculo del vector \mathbf{w} . El cálculo se puede realizar a partir de la matriz de autocorrelación del ruido total \hat{R} , que únicamente comprende el ruido blanco gaussiano y el conjunto de los trayectos ubicados fuera de la ventana del ecualizador. La posición elegida utilizando esta matriz será, por lo tanto, la que maximice el rechazo de estos emisores de interferencias, contrario al estado de la técnica, en el que el conjunto de múltiples trayectos, independientemente de si están ubicados dentro o fuera de la ventana del ecualizador, se consideran como emisores de interferencias.

La posición i_0 por lo tanto, corresponde a la posición que maximiza el SNIR en la salida del filtro espacial, y se determina según la fórmula:

$$i_0 = \text{ArgMax}_i \{ \text{SNIR}(i) = \hat{\mathbf{r}}_{xd}(i)^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{r}}_{xd}(i) \}, \quad (16)$$

Por último, la invención propone un tercer eje de mejora con respecto al estado de la técnica, que consiste en ampliar la estructura de filtrado espacial propuesta dotándola de un componente temporal adicional.

5 La figura 3 representa un ejemplo de un resultado obtenido por correlación entre una señal recibida y una secuencia de aprendizaje. El eje de abscisas es un eje de tiempo graduado en tiempos de símbolos, mientras que el eje de ordenadas proporciona el módulo de correlación.

10 En este ejemplo, hay tres multitrayectos 301, 302 y 303. El primer trayecto 301 es el trayecto más fuerte. El segundo trayecto 302 es un trayecto de potencia más baja, su desviación con respecto al primer trayecto permite que un ecualizador de longitud lo tenga en cuenta L colocado en el primer trayecto. El tercer trayecto 303 está alejado en una distancia τ mayor que la longitud de la ventana del ecualizador. Colocando la sincronización sobre el primer trayecto, el tercero estará fuera del horizonte del ecualizador y se considerará un emisor de interferencias.

La adición de una dimensión temporal adicional al filtrado de la antena permite recombinar esta señal con las señales útiles y, por lo tanto, tenerla en cuenta, mejorando así la relación señal a ruido, reduciendo las interferencias entre símbolos y, por lo tanto, mejorando los rendimientos del receptor.

15 La figura 4 presenta un esquema funcional de un ecualizador antiinterferencias multicanal según otro modo de realización de la invención, en el que la parte de filtrado multicanal comprende una dimensión temporal adicional con respecto al estado de la técnica. Entonces se habla de filtrado espacio-temporal.

20 En este ejemplo, la arquitectura del ecualizador antiinterferencias multicanal es tal que solo puede procesar un solo trayecto adicional. Los expertos en la técnica que deseen extender esta estructura a más de un trayecto podrían lograrlo muy fácilmente a partir de las enseñanzas que se dan a continuación.

25 El ecualizador multicanal tal como se define por la invención se basa en la estructura de filtrado multicanal de la figura 2, cuya parte 401 dedicada al filtrado espacial es modificada por la adición, para cada uno de los canales de entrada 211 y 212, de una rama adicional que comprende una línea de retraso 431 y 432, y un filtro de coeficiente complejo 421 y 422. La inclusión de rutas adicionales se puede lograr agregando una rama adicional en cada uno de los canales de entradas por trayecto adicional.

30 Las líneas de retraso 431 y 432 introducen un retraso τ correspondiente a la desviación entre la posición de sincronización y el trayecto teniendo que tenerse en cuenta. En el ejemplo presentado en la figura 3, este retraso corresponde a la desviación entre el trayecto 301 y el trayecto 303. El trayecto adicional que se tiene en cuenta también podría ser el trayecto 302, con el fin de volver a ponerlo en fase con el trayecto principal aguas arriba del ecualizador. En la práctica, los trayectos sobre los que se lleva a cabo la adaptación se eligen durante la etapa inicial de sincronización de multicanal.

35 El filtrado espacio-temporal presentado conserva la capacidad de rechazo de las interferencias del filtrado espacial presentado en la figura 2 y su optimalidad para canales no expandidos (propagación en espacio libre y desvanecimiento plano), y la mejora cuando el canal de propagación útil es selectivo en frecuencia, volviendo a poner en fase los trayectos secundarios seleccionados entre los diferentes canales. Esta puesta en fase también se puede aplicar a múltiples trayectos que salen del horizonte del ecualizador, lo que presenta un interés en el caso de canales de propagación, cuya expansión temporal puede ser mayor que el horizonte del ecualizador. Un caso de aplicación interesante se refiere a aviones, para los cuales es deseable el uso de un ecualizador con el fin de tener en cuenta los multitrayectos vinculados a los reflejos sobre la cabina o los edificios vecinos cuando el avión está en tierra (retrasos típicamente menores de 5 o incluso 10 μs), pero puede resultar muy costoso cuando se trata de tener en cuenta los retrasos vinculados al reflejo en tierra cuando el avión está en altitud (retrasos que pueden ser superiores a 20 μs para dos aviones a gran altura). El filtrado espacio-temporal propuesto por la invención aporta una solución que permite tener en cuenta estos trayectos fuera del horizonte del ecualizador en receptores cuyo ecualizador monocanal no está dimensionado para procesar tales trayectos.

45 La estructura de filtrado espacio-temporal descrita es compatible con los diferentes tipos de formas de onda que constan de secuencias de referencia.

Los coeficientes w de la parte espacio-frecuencial de este modo de realización se pueden calcular de manera idéntica a los presentados anteriormente, reemplazando vectores $\mathbf{X}(n)$ y \mathbf{w} por sus equivalentes espacio-temporales:

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(n) \\ \mathbf{x}(n + \tau) \end{bmatrix} = [x_1(n), x_2(n), x_1(n + \tau), x_2(n + \tau)]^T \quad (17)$$

$$\tilde{\mathbf{w}} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

con \mathbf{w}_1 los coeficientes determinados a partir del trayecto no retrasado, y \mathbf{w}_2 los coeficientes determinados a partir del trayecto adicional retrasado en τ .

La señal de salida del filtro espacio-temporal, después de la suma, se escribe:

$$y(n) = \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{x}(n) + \mathbf{w}_2^H \mathbf{x}(n + \tau) \quad (19)$$

y se suministra al ecualizador monocanal adaptado a la forma de onda en cuestión.

Otra ventaja aportada por la estructura de filtrado espacio-temporal tal como se describe en la invención reside en la capacidad de corrección de defectos de desajuste entre los canales de recepción.

En efecto, las cadenas de recepción del receptor son generalmente imperfectas, es decir, no todos los canales de recepción son exactamente idénticos. Estas imperfecciones se deben principalmente a variaciones específicas de los componentes analógicos. Los procesamientos de filtrado de la antena toman como hipótesis que las señales recibidas en cada uno de los sensores son procesadas de manera idéntica por las cadenas de radio. Las imperfecciones de los componentes crean entonces variaciones en la banda de la señal que degradan los rendimientos de estos procesamientos.

Cuando el filtrado de la antena presenta únicamente un componente espacial (ver figura 2), su respuesta de frecuencia es plana en la banda de la señal. Por lo tanto, el filtrado espacial no puede compensar las variaciones de frecuencia de la señal relacionadas con desajustes. Al contrario, la introducción de un concepto temporal adicional a este procesamiento de filtrado de antena (figura 4) permite que el filtro aporte una respuesta de frecuencia y, por lo tanto, compensar las variaciones vinculadas a los desajustes.

Por lo tanto, la invención se refiere a un procedimiento de ecualización multicanal en un receptor, constando la ecualización de una parte del filtrado multicanal espacial o espacio-temporal, acoplado a una parte de ecualización monocanal, así como al receptor configurado para implementar este procedimiento.

La figura 5 es una representación en forma de diagrama de estado de las etapas de un modo de realización del procedimiento según la invención, cuando la estructura de filtrado multicanal considerada es la representada en la figura 2.

La primera etapa 501 del procedimiento consiste en recibir de la señal, la señal que comprende secuencias de aprendizaje y secuencias de datos, sobre una pluralidad de sensores o antenas. También comprende el conjunto de procesamientos que conducen a la digitalización de la señal, a saber, en particular, la transposición de la señal en banda base y los filtrados asociados y la conversión de analógico a digital.

La segunda etapa 502 del procedimiento consiste en la sincronización temporal y de frecuencia de la señal multicanal recibida, pudiendo esta etapa realizarse ventajosamente mediante un algoritmo de sincronización multicanal. El objeto de la sincronización es encontrar el instante de muestreo que permita optimizar la recepción de la señal y determinar la posición en la señal recibida de las secuencias de aprendizaje y de las secuencias de datos. La sincronización también puede comprender una sincronización de frecuencia de las señales, destinado a compensar un desfase entre los relojes del equipo de emisión y de recepción.

La tercera etapa 503 del procedimiento consiste en calcular, a partir de las secuencias de aprendizaje de la señal recibida en el conjunto de los canales del receptor, una matriz \hat{R} de correlación del ruido total recibido, pudiendo el cálculo de esta matriz realizarse ventajosamente a partir de la fórmula:

$$\hat{R} = \hat{R}_{XX} - \hat{R}_{XD} \hat{R}_{DD}^{-1} \hat{R}_{XD}^H. \quad (20)$$

En particular, este cálculo requiere la inversión de una matriz \hat{R}_{DD} de autocorrelación de la secuencia de aprendizaje sobre la que se realiza la estimada de los coeficientes del ecualizador espacio-temporal. Con el fin de limitar la carga de cálculo, esta matriz inversa puede almacenarse ventajosamente en una memoria del receptor multicanal según la invención.

La cuarta etapa 504 del procedimiento consiste en calcular, a partir de la matriz \hat{R} y de un valor $r_{xd}(i_0)$, el vector \mathbf{w} que contiene los coeficientes complejos que debe aplicar el receptor durante la etapa de filtrado multicanal. En este caso, el filtrado multicanal es un filtrado espacial. El valor $r_{xd}(i_0)$ es la expectativa matemática de la correlación entre una secuencia de aprendizaje y la señal multicanal recibida afectada por un retraso i_0 . Este retraso i_0 puede seleccionarse como siendo el retraso entre la posición de sincronización y la posición de la señal de mayor potencia, o bien la posición que maximiza el SINR en la salida del procesamiento espacial.

La quinta etapa 505 del procedimiento consiste en aplicar el filtrado espacial multicanal calculado a la señal recibida, para obtener una señal monocanal, luego ecualizar esta señal para eliminar la interferencia residual entre símbolos.

5 Al final del filtrado espacial, la señal es una señal monocanal que se escribe $y(n) = \hat{\mathbf{w}}(n)^H \mathbf{x}(n)$, y cuyas interferencias y trayectos múltiples ubicados fuera de la ventana del ecualizador monocanal se han atenuado. El objeto de la ecualización monocanal que sigue al filtrado es explotar el conjunto de múltiples trayectos residuales contenidos en la ventana de ecualización para eliminar las interferencias entre símbolos.

Por lo tanto, el procedimiento según la invención permite calcular los coeficientes de los vectores que deben utilizarse por la parte de filtrado espacial y por la parte de ecualización monocanal de un ecualizador espacio-temporal con el fin de luchar contra las interferencias.

10 Las etapas 501 a 504 del procedimiento se realizan a partir de las secuencias de aprendizaje recibidas, siendo estas secuencias entonces conocidas por el receptor. Se pueden realizar cálculos para cada secuencia de aprendizaje. Luego, el procesamiento se adapta para monitorear las variaciones rápidas del canal de propagación. También se pueden realizar para cada secuencia de aprendizaje, y combinarse entre sí, para suavizar los errores de cálculo relacionados con el ruido.

15 La etapa 505 se aplica a las secuencias de datos útiles. Los símbolos útiles filtrados espacialmente y ecualizados que resultan de los mismos pueden ser procesados por los algoritmos de procesamientos de la señal en función del estándar de comunicación utilizado, para reconstituir los bits útiles transmitidos.

20 Según un modo de realización, el bloque de filtrado multicanal según la invención comprende además una dimensión temporal sobre cada uno de los canales de recepción: el filtrado multicanal de las señales de entrada se realiza mediante una estructura espacio-temporal.

La figura 6 es una representación en forma de diagrama de estado de las etapas de un modo de realización del procedimiento según la invención, cuando la estructura del bloque de filtrado multicanal considerado es la representada en la figura 4, para lo cual el filtrado de las señales de entrada se realiza mediante una estructura espacio-temporal.

25 De este modo, el procedimiento comprende, además de las etapas 501 y 502 de recepción, transposición y discretización de la señal y de sincronización multicanal, una etapa 601 de determinación de al menos un retraso $(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N)$ entre la posición de sincronización y uno o más trayectos de la señal recibida. Este o estos retrasos se estiman ventajosamente junto con la etapa 502 de sincronización a partir de la función de correlación entre la señal recibida y las secuencias de aprendizaje.

30 Una etapa 602 consiste en retrasar cada uno de los canales del receptor del o de los retrasos calculados y en formar un vector de señal multicanal a partir de la señal multicanal discretizada y sincronizada recibida $x(n)$, y versiones retrasadas de esta misma señal:

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(n) \\ \mathbf{x}(n + \tau_1) \\ \dots \\ \mathbf{x}(n + \tau_N) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

35 Las siguientes etapas del procedimiento son idénticas a las del procedimiento de la figura 5, excepto que usan la señal $\tilde{\mathbf{x}}(n)$ en vez de $x(n)$.

De este modo, la etapa 503 de cálculo de la matriz de correlación del ruido total \hat{R} está hecho a partir de la señal $\tilde{\mathbf{x}}(n)$. Esta etapa comprende el cálculo de las matrices \hat{R}_{XX} y \hat{R}_{XD} formadas a partir de la señal espacio-temporal $\tilde{\mathbf{x}}(n)$.

El cálculo 504 del vector \mathbf{w} se realiza a partir de \hat{R} , \mathbf{w} constituyendo el filtro espacio-temporal que se aplicará a la señal multicanal $\tilde{\mathbf{x}}(n)$.

40 Por último, el procedimiento comprende la etapa 505 de filtrado multicanal a partir del vector \mathbf{w} , pero esta etapa se aplica a la señal $\tilde{\mathbf{x}}(n)$. Se trata entonces de un filtrado espacio-temporal, la señal monocanal resultante deberá luego procesarse por un ecualizador monocanal.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias en un receptor multicanal (110), comprendiendo dicho procedimiento las etapas de:

- 5 • recepción, transposición y discretización (501) de dicha señal recibida sobre cada uno de los canales del receptor (111, 112), con el fin de obtener una señal multicanal discretizada,
- sincronización (502, 140) de la señal multicanal discretizada,

y **caracterizado porque** también comprende las etapas de:

- 10 • cálculo (503), a partir de la señal multicanal discretizada y sincronizada, de una matriz \hat{R} de correlación del ruido total,
- cálculo de una matriz \hat{R}_{XD} de intercorrelación entre una secuencia de aprendizaje y la señal multicanal discretizada y sincronizada recibida,
- cálculo, a partir de la matriz \hat{R}_{XD} , de una estimada del vector director asociado con un trayecto,
- cálculo (504), a partir de dicha matriz \hat{R} de correlación del ruido total y de la estimada del vector director asociado con un trayecto, de un vector \mathbf{w} que comprende coeficientes de ponderación de amplitud de fase (221, 222) de un filtro multicanal, y
- 15 • aplicación (505), a la señal multicanal discretizada y sincronizada, de un procesamiento de filtrado multicanal (201) a partir de dicho vector \mathbf{w} , luego de un procesamiento de ecualización monocanal (202) a la señal filtrada.

2. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según la reivindicación 1, en el que el cálculo de la matriz \hat{R} de correlación del ruido total recibido sobre el conjunto de los canales del receptor se realiza a partir de:

- una matriz \hat{R}_{XX} de autocorrelación de la señal multicanal discretizada y sincronizada recibida,
- una matriz \hat{R}_{DD} de autocorrelación de dicha secuencia de aprendizaje, según la fórmula:

$$\hat{R} = \hat{R}_{XX} - \hat{R}_{XD}^H \hat{R}_{DD}^{-1} \hat{R}_{DX}.$$

3. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según la reivindicación 2, en el que la inversa de la matriz \hat{R}_{DD} se calcula previamente y se almacena en una memoria del receptor multicanal.

4. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según una de las reivindicaciones anteriores, en el que el cálculo del vector \mathbf{w} que comprende coeficientes de ponderación de amplitud de fase a aplicar sobre cada uno de los canales en la parte de filtrado multicanal (201) comprende:

- 30 • el cálculo de $r_{xd}(i_0)$, siendo $r_{xd}(i_0)$ la expectativa matemática de la correlación entre una secuencia de aprendizaje y la señal multicanal recibida afectada por un retraso i_0 ,
- el cálculo de $\hat{\mathbf{w}}$ según la fórmula $\hat{\mathbf{w}} = \hat{R}^{-1} r_{xd}(i_0)$.

5. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según la reivindicación 4, en el que el retraso i_0 se determina con respecto a la posición del trayecto de potencia más alta.

6. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según la reivindicación 4, en el que el retraso i_0 se determina con respecto a la posición que maximiza la relación señal a ruido más interferencias en la salida del filtrado multicanal (201).

7. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según la reivindicación 6, en el que la posición que maximiza la relación señal a ruido más interferencias se obtiene mediante la fórmula:

$$i_0 = \text{ArgMax}_i \{ SNIR(i) = \hat{\mathbf{r}}_{xd}(i)^H \hat{R}^{-1} \hat{\mathbf{r}}_{xd}(i) \}.$$

8. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según una de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha ecualización monocanal se realiza a partir de una estimación del canal de propagación monocanal \mathbf{g} dada mediante la fórmula $\mathbf{g} = \mathbf{w}^H \hat{H}$, donde H es una matriz de canal multisensor estimada según la fórmula $\hat{H} = \hat{R}_{XD} R_{DD}^{-1}$.

9. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según una de las reivindicaciones anteriores 1 a 8, en el que dicho filtrado multicanal es un filtrado espacial.

10. Procedimiento de recepción de una señal y de rechazo de las interferencias según una de las reivindicaciones anteriores 1 a 8, en el que dicho filtrado multicanal es un filtrado espacio-temporal, comprendiendo el procedimiento

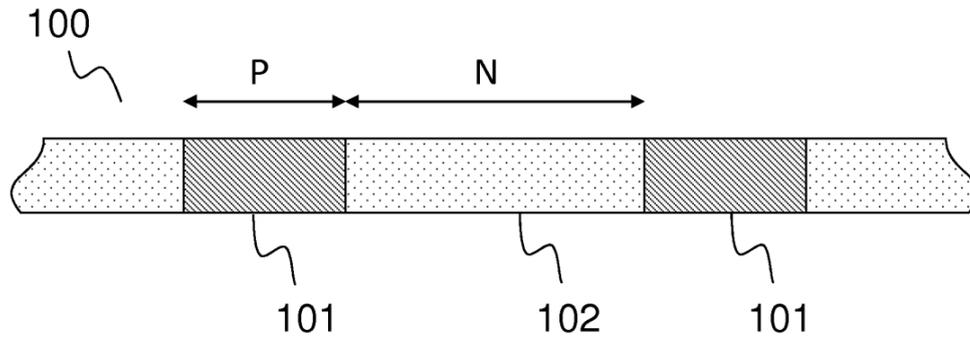
además una etapa (601) de determinación de al menos un retraso τ_j asociado con un trayecto múltiple j de la señal recibida, y una etapa (602) de formación de un vector de señal multicanal espacio-temporal a partir de dicha señal discretizada y sincronizada y de dicha señal discretizada y sincronizada retrasada por dicho(s) retraso(s) τ_j , tomando las etapas (503) de cálculo de una matriz \hat{R} de correlación del ruido total, y (505) de aplicación de un procesamiento de filtrado multicanal como señal multicanal sincronizada y discretizada dicha señal multicanal espacio-temporal.

5
11. Receptor multicanal configurado para recibir una señal sobre una pluralidad de canales y rechazar interferencias, que comprende:

- al menos dos cadenas de radio (121, 122), para la recepción, transposición y discretización de dicha señal recibida sobre cada uno de los canales del receptor (111, 112), con el fin de obtener una señal multicanal discretizada, y
- circuitos de cálculos (130) configurados para sincronizar (140) dicha señal multicanal discretizada,

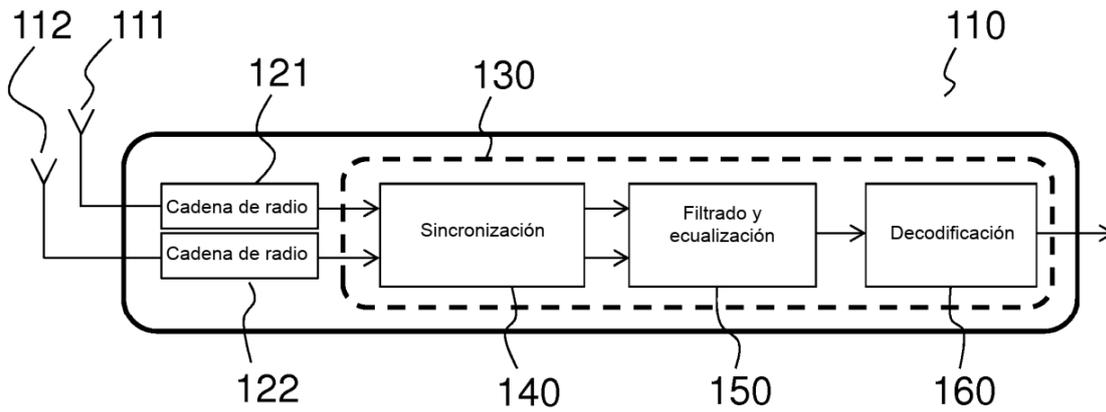
estando dicho receptor **caracterizado porque** los circuitos de cálculos (130) están configurados además para:

- calcular, a partir de la señal multicanal discretizada y sincronizada, una matriz \hat{R} de correlación del ruido total,
- calcular una matriz \hat{R}_{XD} de intercorrelación entre una secuencia de aprendizaje y la señal multicanal discretizada y sincronizada recibida,
- calcular, a partir de la matriz \hat{R}_{XD} , una estimada del vector director asociado con un trayecto,
- calcular, a partir de dicha matriz R de correlación del ruido total y de la estimada del vector director asociado con un trayecto, un vector w que comprende coeficientes de ponderación de amplitud de fase (221, 222) de un filtro multicanal, y
- aplicar a la señal multicanal discretizada y sincronizada, un procesamiento de filtrado multicanal (201) a partir de dicho vector w y de un procesamiento de ecualización monocanal (202) a la señal filtrada.



Técnica anterior

Fig. 1a



Técnica anterior

Fig. 1b

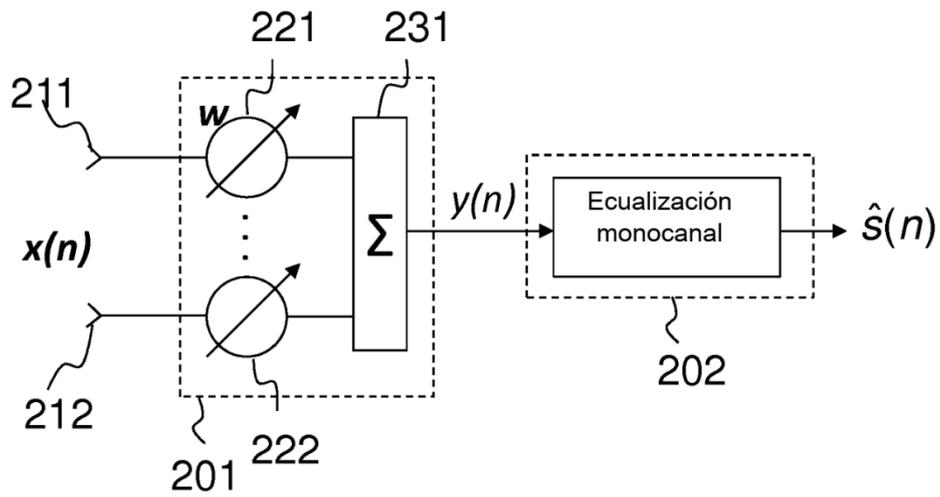


Fig. 2

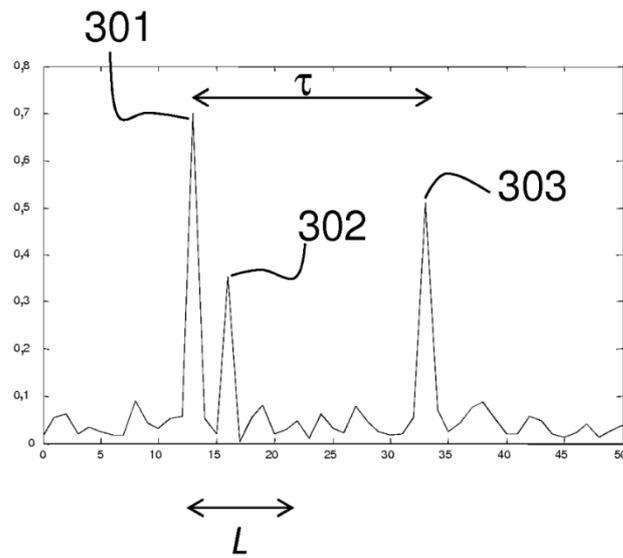


Fig. 3

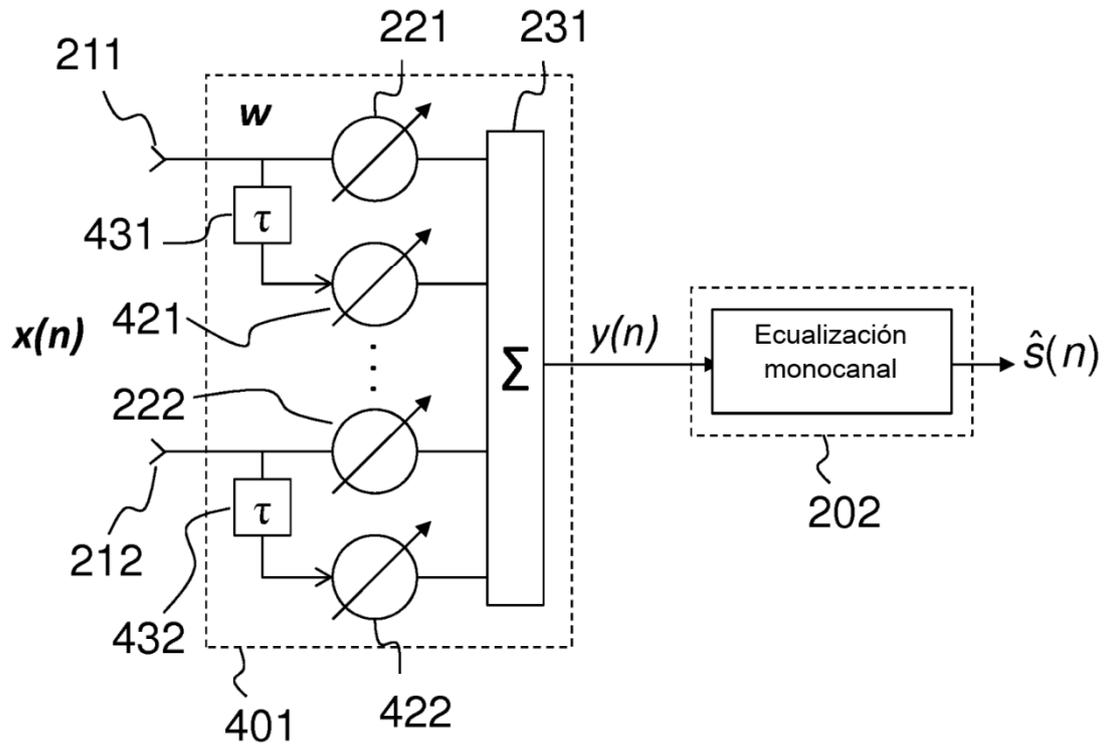


Fig. 4

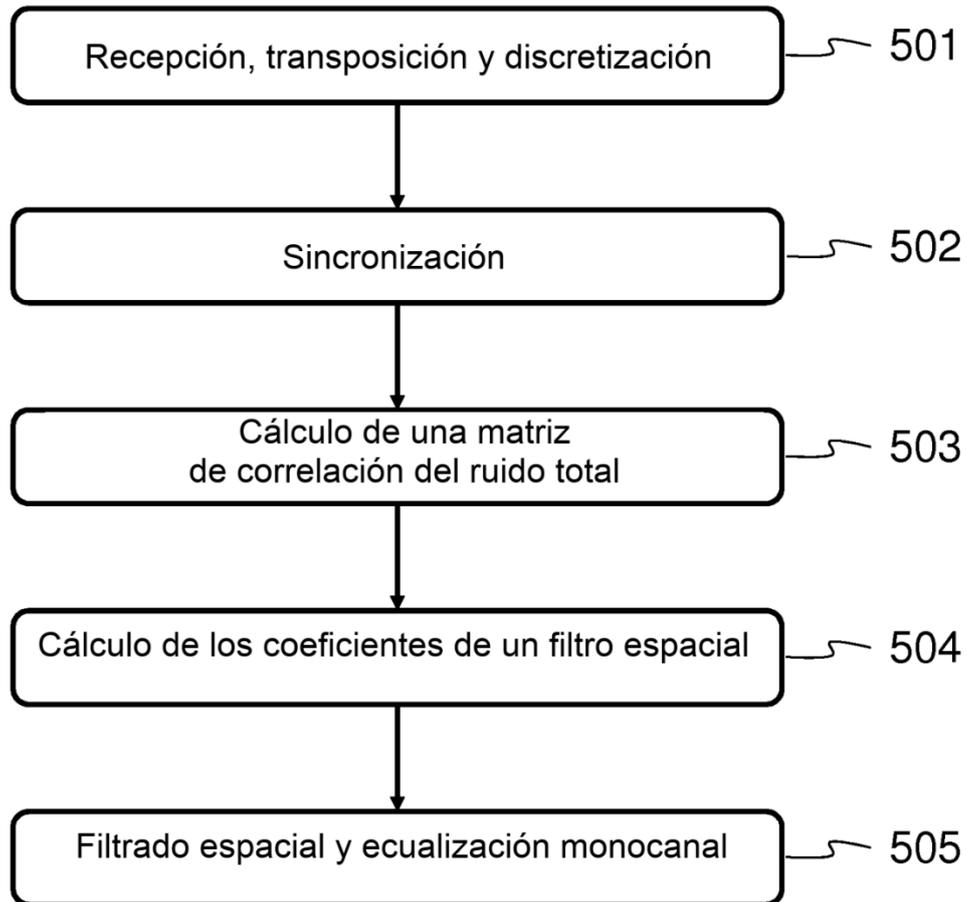


Fig. 5

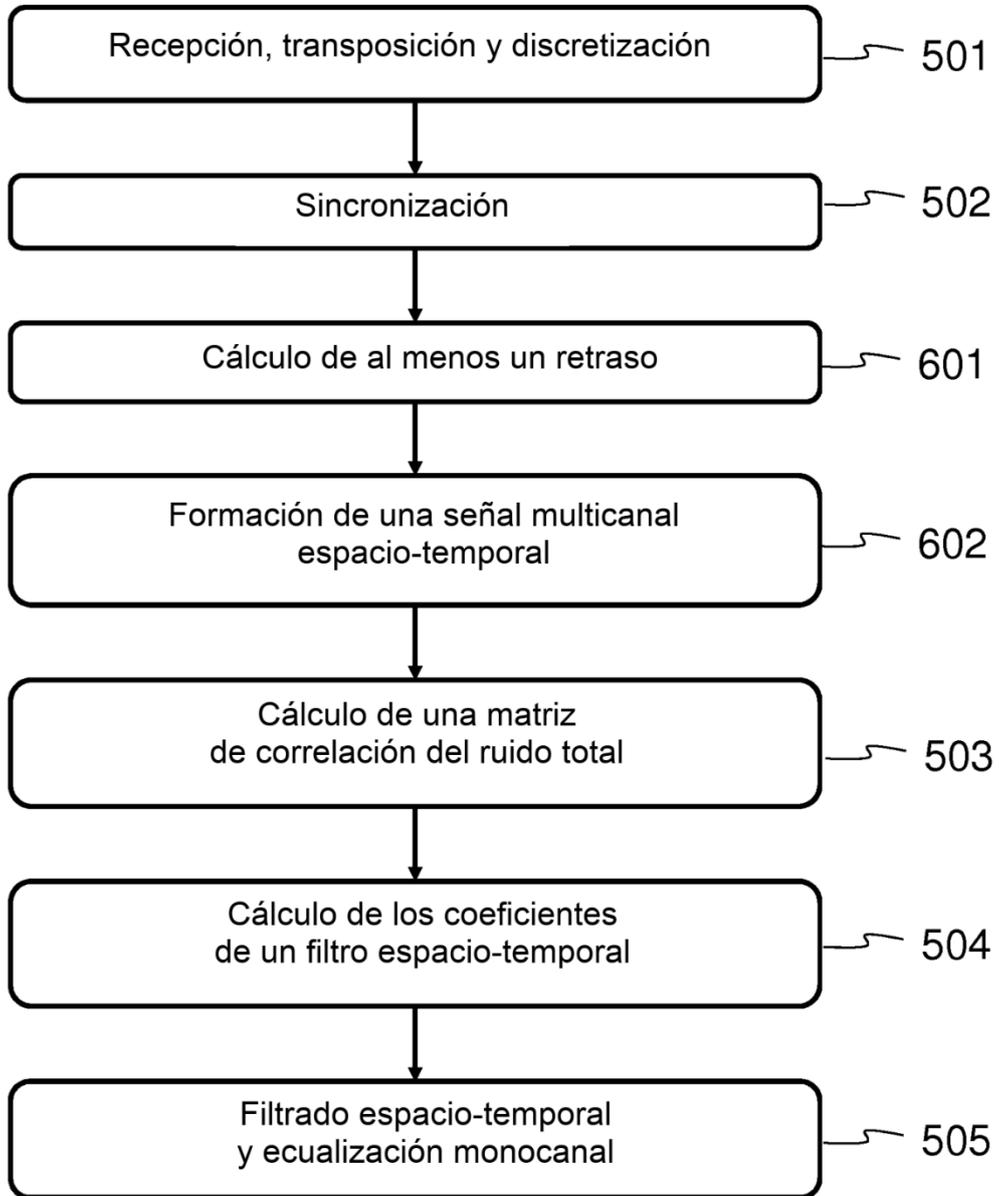


Fig. 6