(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 686 512**

(51) Int. CI.:

H04L 25/02 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.12.2016 E 16206565 (0)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **27.06.2018 EP 3188426**

(54) Título: **Procedimiento adaptativo de lucha contra interferencias en un receptor multivía**

(30) Prioridad:

29.12.2015 FR 1502720

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
18.10.2018

(73) Titular/es:

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

(72) Inventor/es:

PIPON, FRANÇOIS;
BRUGIER, JÉRÉMY y
CIPRIANO, ANTONIO

(74) Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

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 adaptativo de lucha contra interferencias en un receptor multivía

La invención se sitúa en el campo del tratamiento de antenas y se refiere a un procedimiento de recepción en un receptor multivía, así como un receptor que implementa el procedimiento. La invención se aplica a las radiocomunicaciones, en particular, a las radiocomunicaciones militares, sea cual sea su configuración (tierra-tierra, tierra-aire o aire-aire), sin limitación de uso con respecto a la banda de frecuencias y, en particular, en la banda HF (acrónimo de "High Frecuency" en inglés, Altas frecuencias), UHF (acrónimo de "Ultra-High-Frecuency" en inglés, Frecuencias Ultra Altas) o la banda C (de 4 GHz a 8 GHz). En particular, se aplica a las transmisiones por radio para las que se recibe una señal en presencia de interferencias, ya sean intencionadas o no.

Durante la propagación de una señal radioeléctrica, procedente de la modulación en fase, en frecuencia y/o en amplitud de una portadora por una sucesión de símbolos, esta se encuentra sometida a diversas fuentes de degradación.

Entre estas fuentes de degradación, se encuentra el ruido intrínseco del receptor, que se puede modelizar como un Ruido Blanco Gaussiano. Cuando la señal se recibe en diversos captadores, se supone que el ruido es espacialmente blanco (independencia entre los captadores) y la matriz de correlación del ruido puede escribirse $R = \mathrm{diag}(\sigma_k^2)$ donde σ_k^2 es la potencia de ruido recibida en el captador k. En el resto del documento, a este ruido se le denomina Ruido Espacial y Temporalmente Blanco.

Entre estas fuentes de degradación se encuentran, asimismo, las trayectorias vinculadas a las reflexiones múltiples de la onda electromagnética durante su propagación. Estas múltiples trayectorias se deben a reflexiones sobre los diversos elementos del entorno, como edificios o el relieve terrestre, pero también pueden proceder, como ocurre con frecuencia cuando se trata de transmisiones HF (acrónimo de "High Frecuency", en inglés, Altas Frecuencias), de reflexiones sobre las diferentes capas ionosféricas de la atmósfera. Estas reflexiones generan réplicas de la señal, desfasadas en tiempo, en fase y/o en amplitud. Cuando las múltiples trayectorias se reciben en un intervalo de tiempo inferior a la duración de un símbolo, pueden sumarse de manera constructiva o destructiva. Entonces, se habla de desvanecimiento plano (en inglés, "flat fading"), que requiere, con el fin de mejorar la calidad de la recepción, la implementación de técnicas que permitan aportar diversidad: diversidad temporal en caso de movilidad, obtenida por medio de un entrelazamiento y una codificación de los datos en un periodo de duración mayor que el tiempo de coherencia del canal de propagación, diversidad frecuencial obtenida por medio de un mecanismo de salto de frecuencia y de codificación de los datos o diversidad espacial obtenida utilizando una pluralidad de antenas de emisión y/o recepción debidamente espaciadas. Cuando las múltiples trayectorias se reciben en un intervalo de tiempo superior a la duración de un símbolo, generan interferencias entre símbolos que vienen a degradar la calidad del radioenlace: entonces, se habla de desvanecimiento selectivo (en inglés, "selective fading"). Para remediar este problema, es entonces necesario recurrir a técnicas de codificación de canal, con el fin de mejorar la robustez de la señal, a técnicas de ecualización, buscando estimar el canal de propagación y recombinar en tiempo y en fase las diferentes trayectorias o a técnicas de tratamiento de antena que buscan optimizar la recepción de las diferentes trayectorias útiles recombinando de manera eficaz las señales procedentes de las diferentes antenas de recepción.

Por último, entre estas fuentes de degradación, se encuentran las interferencias vinculadas a las perturbaciones, ya sean voluntarias (perturbación intencional de banda ancha, por ejemplo) o involuntaria (otras señales transmitidas por el mismo recurso frecuencial). Entonces, son necesarios unos tratamientos específicos para luchar contra las perturbaciones, como la codificación de corrección de errores, la escisión de perturbaciones mediante filtros de ranuras, la evasión de frecuencia o las técnicas de tratamiento de antena que buscan, recombinando adecuadamente las señales recibidas en una red de captadores, eliminar la influencia de las interferencias a la vez que optimizan la recepción de la señal útil.

De entre el conjunto de técnicas que permiten luchar contra las diferentes fuentes de degradación que afectan a la recepción de una señal útil, las técnicas de tratamiento de antena son las más prometedoras, puesto que permiten, mediante un tratamiento de las señales recibidas en las diferentes antenas de una red, optimizar la recepción de la señal útil en presencia de desvanecimiento plano, de desvanecimiento selectivo y de interferencias.

Para implementar la mayoría de los tratamientos mencionados anteriormente, es habitual insertar en la señal transmitida unas secuencias conocidas por el receptor, denominadas secuencias de aprendizaje, que permiten estimar el canal de propagación o las interferencias presentes. Estas secuencias se repiten de manera periódica, permitiendo así el seguimiento de las variaciones de las características del canal de transmisión.

Los tratamientos monovía o SISO (acrónimo inglés de "Single Input Single Output" entrada única, salida única), presentan sus limitaciones, habida cuenta que el nivel de las interferencias se vuelve demasiado importante o que las condiciones de propagación son demasiado complejas (desvanecimiento plano cuando la banda de coherencia del canal es superior a la banda de salto de frecuencia, desvanecimiento selectivo cuyo despliegue de las trayectorias es demasiado importante para poder ecualizarse, interferencias de banda ancha, etc.). Entonces, es necesario combinarlos con tratamientos multivía, la explotación de la diversidad espacial aportada por el uso de varias antenas que permiten aprovechar la diferencia entre los canales de transmisión relativos a cada antena.

Entre los tratamientos multivía, se distinguen los tratamientos para los que la diversidad de antena se aporta en la emisión, denominados tratamientos MISO (acrónimo inglés de "Multiple Input Single Output", Entrada Múltiple, Salida Única), los tratamientos para los que la diversidad de antena se aporta en la recepción, denominados tratamientos SIMO (acrónimo inglés de "Single Input Multiple Output" Entrada Única, Salida Múltiple) y los tratamientos para los que la diversidad de antena se aporta a la vez en la emisión y en la recepción, denominados tratamientos MIMO (acrónimo inglés de "Multiple Input Multiple Output", Entrada Múltiple, Salida Múltiple).

La invención se aplica al caso de tratamientos SIMO.

En ausencia de interferencias, se pueden contemplar diferentes receptores en función de las características del canal de propagación útil. Cuando el desvanecimiento es "plano" (ausencia de interferencia entre símbolos), el tratamiento óptimo es el tratamiento denominado MRC (acrónimo inglés de "Maximal Ratio-Combining" o Combinación de Relación Máxima).

En un puesto de recepción multivía MRC, las señales procedentes de diferentes vías de recepción se recombinan en fase y en amplitud (según la potencia de la señal), de manera que se maximice la relación de señal a ruido (en inglés, "Signal over Noise Ratio", o SNR) de la señal útil. De este modo, en presencia de un ruido espacial y temporalmente blanco (es decir, en ausencia de interferencias) y para un desvanecimiento plano (ausencia de interferencias entre símbolos), el tratamiento MRC permite un aprovechamiento óptimo de la diversidad espacial.

De manera más precisa, cuando el desvanecimiento es plano, el vector de señal recibida en la red de captadores se expresa:

$$\boldsymbol{x}(n) = \boldsymbol{h}\, s(n) + \boldsymbol{b}(n) \qquad (1)$$

donde $s(n)$ es la señal emitida en la muestra n, $\mathbf{h}$ es el vector de canal de propagación y $\boldsymbol{b}(n)$ es el vector de ruido de recepción.

La señal a la salida de la recombinación MRC se expresa entonces:

$$y(n) = \frac{\sum \frac{h_i^* x_i(n)}{\sigma_i^2}}{\sum \frac{|h_i|^2}{\sigma_i^2}}, \qquad (2)$$

donde σ_i^2 es la potencia del ruido recibida en el captador i.

Cuando el desvanecimiento es "selectivo" (presencia de interferencias entre símbolos), este receptor ve como su rendimiento se degrada y es necesario implementar una ecualización multivía. Se han propuestos diversas soluciones de ecualización multivía en la literatura.

Cuando están diseñadas para funcionar en entornos no perturbados, es decir, en los que el ruido presente en cada una de las vías es temporalmente blanco y no está correlacionado entre las vías (es decir, espacialmente blanco), estas soluciones de ecualización se denominan "no antiperturbación".

Entre estas técnicas, la solución óptima en el sentido de la máxima probabilidad es el receptor basado en el Filtro Adaptado Espacio-Temporal en Ruido Espacial y Temporalmente Blanco (FAET-RETB) seguido de un elemento de decisión basado en un algoritmo de Viterbi. El FAET-RETB consiste en efectuar una estimación del canal de propagación, luego un filtrado adaptado al canal en cada una de las vías de recepción y en sumar las señales obtenidas a la salida de los filtros adaptados. A la salida del FAET-RETB, la relación señal a ruido está maximizada sobre el símbolo corriente y la interferencia entre símbolos residual se trata con un algoritmo de Viterbi.

El principal inconveniente de este receptor, que es óptimo en ausencia de interferencias, ya sea el desvanecimiento selectivo o ya sea plano, es que el algoritmo de Viterbi requiere una potencia de cálculo que aumenta en M^L, donde M es el orden de la constelación y L el tamaño del canal. De este modo, este receptor se puede implementar en formas de onda como el GSM (acrónimo inglés de "Global System for Mobile communications", Sistema Global para Comunicaciones Móviles o grupo especial móvil), para el que $M = 2$ y $L = 5$, pero no en formas de ondas más recientes, para las que la banda de modulación es más importante y donde las constelaciones son de un orden más elevado. Una alternativa al algoritmo de Viterbi, menos costosa en potencia de cálculo, es implementar un ecualizador monovía a la salida del FAET-RETB. El ecualizador monovía puede ser cualquier otro tipo de ecualizador conocido por el experto en la materia, como, por ejemplo, un ecualizador DFE (acrónimo inglés de "Decision Feedback Equalizer" Ecualizador de Decisión Retroalimentada), BDFE (acrónimo inglés de "Block-DFE" DFE en Bloque) o un ecualizador transversal.

Una alternativa a las soluciones basadas en el FAET-RETB está constituida por las soluciones de tipo MRC tras la ecualización.

En estas soluciones, se efectúa una ecualización monovía en cada vía de recepción de manera independiente, luego los símbolos estimados (por tanto, no decididos) a la salida de cada ecualizador se recombinan en función de la SNR estimada a la salida de cada ecualizador.

Este tratamiento MRC es "casi" óptimo en ausencia de interferencias (el epíteto "casi" se debe a que el filtro espacio-temporal equivalente implementado por esta solución es diferente del filtro óptimo constituido por el FAET-RETB), ya sea el desvanecimiento selectivo o no y puede adaptarse a la lucha contra las perturbaciones de banda estrecha cuando está asociado a una técnica de filtrado de ranuras en cada uno de los ecualizadores monovía dispuestos sobre cada una de las vías de recepción.

No obstante, el rendimiento de tales métodos de ecualización multivía no antiperturbaciones ya no es satisfactorio habida cuenta que las interferencias no son interferencias de banda estrecha. La implementación de otros tipos de tratamientos SIMO es entonces necesaria.

Para permitir un funcionamiento en un entorno perturbado, para el que el ruido recibido por las diferentes vías ya no es espacialmente blanco, se conocen procedimientos de ecualización multivía denominados "antiperturbación", es decir, procedimientos que integran técnicas de lucha contra las interferencias vinculadas a las perturbaciones y los ruidos no blancos espacialmente. Estos procedimientos son también conocidos con el número de técnicas de filtrado de antena (en esta denominación, una antena se compone de varias antenas elementales y el filtrado de antena busca recombinar las señales procedentes de estas diferentes antenas elementales de manera que se optimice la recepción de la señal útil en presencia de interferencias) o bien de una antena adaptativa (para destacar el hecho de que los tratamientos son capaces de adaptarse automáticamente a las evoluciones de las condiciones de propagación e interferencia).

Estas técnicas se desarrollaron a partir de los años 60. En un primer momento, se basaban en un filtrado espacial (por tanto, sin concepto de ecualización) de las señales recibidas, es decir, con una ponderación de amplitud/fase en cada captador. Después, a partir de los años 80/90, se propusieron estructuras espacio-temporales, que permitían una verdadera ecualización multivía de las señales recibidas, con el fin de seguir la evolución de las formas de onda y el aumento de los anchos de banda de las modulaciones.

Se pueden citar, para tal efecto, la patente europea EP 0669729 B1, que describe un procedimiento que realiza:

- un pretratamiento previo de decorrelación espacial entre la componente de ruido de fondo más interferencias y la señal recibida, que permite suprimir una parte de las interferencias. Esta decorrelación precisa la estimación, para cada una de las vías, del canal de propagación y de las muestras de ruido total (ruido más interferencias) en unas secuencias de aprendizaje, luego el cálculo de la matriz de correlación del ruido total R asociado,
- la implementación de un tratamiento de ecualización multivía no antiperturbación:
    - estimación, para cada una de las vías, del canal de propagación y del ruido residual en la señal pretratada,
    - filtrado de cada una de las vías mediante el filtro temporal adaptado al canal dependiendo de la estimación del canal de propagación calculado, de manera que se optimice la relación de señal sobre ruido obtenida en el símbolo actual,
    - recombinación entre las diferentes vías, y
    - ecualización de la señal después de la recombinación, pudiendo realizarse la ecualización mediante un algoritmo de Viterbi, si la potencia de cálculo lo permite o mediante cualquier otro ecualizador monovía.

El procedimiento descrito en esta patente es particularmente interesante dado que es óptimo cuando el ruido es temporalmente blanco, pero no es por fuerza espacialmente blanco (ruido de fondo temporalmente blanco e interferencia(s) temporalmente blanca(s), en una única trayectoria de propagación). No obstante, se plantea el problema de la potencia de cálculo necesaria para su implementación.

La patente europea EP 0867079 B1 busca disminuir esta complejidad de implementación. En esta ocasión, la patente busca estimar un vector w compuesto por un coeficiente por vía y utilizarlo durante una etapa de tratamiento de antena y de recombinación de las vías, junto con un vector ***h*** de estimación del canal de propagación asociado a la señal recombinada. Los vectores se calculan de manera que se minimice el error cuadrático medio en las secuencias de aprendizaje. El filtrado espacial mediante ***w*** viene seguido de una etapa de ecualización monovía. El conjunto de los cálculos busca apuntar la dirección del filtro espacial en dirección a la trayectoria principal en el caso de un canal de propagación de múltiples trayectorias. Por lo tanto, se optimiza la recepción de la trayectoria principal, no obstante, en caso de un canal de propagación de trayectorias múltiples de la señal útil, el procedimiento no saca totalmente partido de las trayectorias secundarias. Por tanto, la solución no es óptima cuando el canal de propagación es un canal de trayectorias múltiples, aprovechándose la potencia aportada por las trayectorias adicionales de manera poco óptima. La solicitud de patente WO97/08849 describe un procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación de una señal en un receptor multivía, comprendiendo dicha señal al menos una secuencia de aprendizaje formada por símbolos conocidos y al menos una secuencia de datos útiles formada por símbolos desconocidos, comprendiendo el procedimiento las etapas de:

- recepción de dicha señal en una pluralidad de vías del receptor, transposición y discretización de la señal multivía en una señal multivía equivalente de banda base discretizada,
- sincronización de la señal multivía de banda base discretizada,
- cálculo de una respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía y de una matriz R de correlación del ruido y de las interferencias, a partir de al menos una parte correspondiente a una secuencia de aprendizaje de dicha señal multivía sincronizada.

La patente francesa FR 2758926 añade una dimensión temporal al filtrado espacial de la patente anterior. En esta patente, se construye una matriz de múltiples captadores R de correlación espacial del ruido de fondo más interferencias siguiendo el mismo procedimiento que en la patente EP 0669729 B1 citada previamente. En esta patente, el filtrado espacio-temporal de las diferentes vías del receptor se realiza directamente utilizando la matriz W = [$\hat{w}(0)$, $\hat{w}(1)$,..., $\hat{w}(L-1)$] = $R^{-1}[h(0),h(1)\ h(L-1)]$, $\boldsymbol{h}(n)$ la componente de índice n de la matriz de canal de múltiple captadores, sin efectuar el pretratamiento previo de decorrelación espacial entre la componente de ruido de fondo más interferencias y la señal recibida en la patente EP 0669729 B1. Este receptor es óptimo cuando el ruido total es temporalmente blanco. En la señal monodimensional obtenida como resultado de este filtrado espacio-temporal, las diferentes trayectorias útiles presentes en las diferentes vías se han recombinado en fase sobre el símbolo corriente. Se eliminan las interferencias vinculadas a las perturbaciones y a las trayectorias útiles fuera de la ventana de ecualización, pero las interferencias entre símbolos vinculadas a las diferentes trayectorias comprendidas en la ventana del ecualizador están siempre presentes. Es la razón por la que el filtrado espacio-temporal va seguido de una etapa complementaria de ecualización monovía de la señal obtenida por la suma de las diferentes vías. La ecualización puede realizarse mediante el algoritmo de Viterbi, si la potencia de cálculo lo permite o mediante cualquier otro ecualizador monovía.

La solución aportada por esta solicitud de patente está adaptada al problema del rechazo de las perturbaciones y al aprovechamiento del conjunto de trayectorias en la ventada de un ecualizador. No obstante, su implementación es bastante compleja.

La invención se propone mejorar el procedimiento de ecualización multivía antiperturbación descrito en la patente anterior, proponiendo un procedimiento de ecualización multivía realizado en el dominio de la frecuencia, lo que permite reducir la complejidad de los cálculos necesarios a la vez que se conservan las propiedades buscadas de rechazo de las perturbaciones y de aprovechamiento de las trayectorias situadas en la ventana del ecualizador. En el procedimiento de ecualización multivía según la invención, el cálculo de la matriz R de correlación del ruido y de las perturbaciones puede realizarse de diferentes maneras, más o menos ventajosas en términos de complejidad.

Para tal efecto, la invención se refiere a un procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación de una señal en un receptor multivía. La señal recibida comprende al menos una secuencia de aprendizaje formada por símbolos conocidos y al menos una secuencia de datos útiles formada por símbolos desconocidos. El procedimiento objeto de la invención comprende las etapas de:

- recepción de la señal en una pluralidad de vías del receptor, transposición y discretización de la señal multivía recibida en las vías del receptor, en una señal multivía equivalente de banda base discretizada,
- sincronización de la señal multivía de banda base discretizada,
- cálculo de una respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ y de una matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias, a partir de al menos una parte correspondiente a una secuencia de aprendizaje de dicha señal multivía sincronizada,
- transposición en el dominio de la frecuencia de al menos una parte correspondiente a una secuencia de datos útiles de la señal multivía sincronizada y filtrado mediante el vector $\boldsymbol{w}(f)$, con

$$\boldsymbol{w}(f) = \frac{\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)}{1 + \hat{\boldsymbol{h}}(f)^{H}\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)},$$

- siendo la señal resultante de dicho filtrado una señal monovía en el dominio de la frecuencia, y
- transposición en el dominio del tiempo de dicha señal monovía.

El procedimiento según la invención permite estimar los símbolos transmitidos y comprende el rechazo de interferencias. En este sentido, se trata efectivamente de un procedimiento de ecualización multivía antiperturbación.

Según un modo de realización del procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación de la invención, el cálculo de la respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ se hace en el dominio del tiempo. Comprende las etapas de:

- cálculo de una matriz de intercorrelación $\hat{R}_{DX}$ entre una secuencia de aprendizaje y una parte correspondiente a dicha secuencia de aprendizaje de la señal multivía sincronizada,

- cálculo de una matriz de autocorrelación $\hat{R}_{XX}$ de dicha parte correspondiente a una secuencia de aprendizaje de dicha señal multivía sincronizada,

- cálculo de una matriz $\hat{H}$ de canal de múltiples captadores a partir de la matriz $\hat{R}_{DX}$ y de una matriz de autocorrelación $\hat{R}_{DD}$ de dicha secuencia de aprendizaje:
  $\hat{H} = \hat{R}_{DX}{}^{H} R_{DD}{}^{-1}$, siendo ^{H} el operador transpuesto-conjugado, y

- cálculo de la respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{h}(f)$ por vía del receptor, mediante la transformada de Fourier efectuada en unos vectores $\hat{h}_k(n)$ que forman unas columnas de la matriz $\hat{H}$.

En este modo de realización, la matriz R de correlación del ruido y de las interferencias se obtiene mediante la fórmula:

$$\hat{R} = \hat{R}_{XX} - \hat{H}\hat{R}_{DX}.$$

Las matrices R_{DD}, $\hat{R}_{DX}$ y $\hat{R}_{XX}$ se calculan a su vez a partir de las siguientes fórmulas

$$R_{DD} = \frac{1}{P-L+1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{d}(n)\boldsymbol{d}(n)^{H},$$

$$\hat{R}_{DX} = \frac{1}{P-L+1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{d}(n)\boldsymbol{x}(n)^{H},$$

$$\hat{R}_{XX} = \frac{1}{P-L+1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{x}(n)\boldsymbol{x}(n)^{H},$$

donde

- $\boldsymbol{d}(n)$ es un vector formado a partir de los símbolos de una secuencia de aprendizaje,

- $\boldsymbol{x}(n)$ es un vector formado a partir de los símbolos recibidos en una parte correspondiente a la secuencia de aprendizaje $\boldsymbol{d}(n)$ de dicha señal multivía sincronizada,

- P es el número de símbolos de dicha secuencia de aprendizaje $\boldsymbol{d}(n)$,

- L es una longitud de una ventana de ecualización.

Según otro modo de realización del procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación de la invención, el cálculo de la respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{h}(f)$ se realiza a partir de los datos transpuestos en el dominio de la frecuencia. Comprende las etapas de:

- estimación de la respuesta impulsional, temporal, del canal de propagación $\hat{h}_k(n)$ para cada vía k del receptor, a partir de al menos una secuencia de aprendizaje y de al menos una parte correspondiente a dicha o dichas secuencias de aprendizaje de la señal multivía sincronizada, transpuestas en el dominio de la frecuencia,

- reducción del ruido de las respuestas impulsionales, temporales, del canal de propagación $\hat{h}_k(n)$ para cada vía k del receptor, reduciendo a cero los valores de $\hat{h}_k(n)$ asociados con posiciones para las que la señal no puede ecualizarse,

- cálculo de los vectores $\hat{h}(f)$ por interpolación de frecuencias de $\hat{h}_k(n)$.

En este modo de realización, el cálculo de la matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias puede realizarse a través de las etapas de:

- determinación, en las respuestas impulsionales, temporales, $\hat{h}_k(n)$ estimadas, de las posiciones l_b de las muestras correspondientes al ruido y generación de los vectores $\hat{b}_k(n) = \hat{h}_k(n)$ para n perteneciente a l_b,

- cálculo de los vectores de ruido $\hat{b}(n)$ a partir de $\hat{b}_k(n)$, y

- cálculo de la matriz $\hat{R}$:

$$\hat{R} = \sum_{n \in I_b} \hat{\boldsymbol{b}}(n)\hat{\boldsymbol{b}}(n)^H.$$

Ventajosamente, cuando la señal comprende una pluralidad de secuencias de aprendizaje, la determinación de la respuesta impulsional, temporal, para cada vía *k* del receptor multivía se realiza para N_{TS} secuencias de aprendizaje. $\hat{h}_{k,i}(n)$ designa entonces la respuesta impulsional, temporal, estimada para la vía *k* a partir de la secuencia de aprendizaje *i.* En este modo de realización, el cálculo de la matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias comprende las etapas de:

- determinación, en las respuestas impulsionales, temporales, $\hat{h}_{k,i}(n)$ estimadas, de las posiciones I_u de las muestras correspondientes a la señal útil y de las posiciones I_b de las muestras correspondientes al ruido y generación de los vectores $\hat{u}_{k,i}(n) = \hat{h}_{k,i}(n)$ para *n* perteneciente a I_u, y de los vectores $\hat{b}_{k,i}(n) = \hat{h}_{k,i}(n)$ pour *n* appartenant à I_b,
- cálculo de los vectores de señal útil $\hat{\boldsymbol{u}}_i(n)$ a partir de $\hat{u}_{k,i}(n)$, y de los vectores de ruido $\hat{\boldsymbol{b}}_i(n)$ a partir de $\hat{b}_{k,i}(n)$,
- estimación de una matriz $\hat{R}_{XX}$ de correlación de la señal total, con

$$\hat{R}_{XX} = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=O}^{N_{TS}-1} \left(\sum_{n \in I_u} \hat{\boldsymbol{u}}_i(n)\hat{\boldsymbol{u}}_i(n)^H + \sum_{n \in I_b} \hat{\boldsymbol{b}}_i(n)\hat{\boldsymbol{b}}_i(n)^H \right)$$

- estimación del vector de señal útil media:

$$\hat{\boldsymbol{u}}_m(n) = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=O}^{N_{TS}-1} \hat{\boldsymbol{u}}_i(n),$$

- estimación de una matriz $\hat{R}_{SS}$ de correlación de la señal útil recibida:

$$\hat{R}_{SS} = \sum_{n \in I_u} \hat{\boldsymbol{u}}_m(n)\hat{\boldsymbol{u}}_m(n)^H,$$

- cálculo de la matriz $\hat{R}$:

$$\hat{R} = \frac{1}{L_{TS}} \left(\hat{R}_{XX} - \hat{R}_{SS} \right).$$

Por último, la invención trata sobre un receptor multivía que permite la recepción y ecualización antiperturbación de una señal que comprende al menos una secuencia de aprendizaje formada por símbolos conocidos y al menos una secuencia de datos útiles formada por símbolos desconocidos. El receptor según la invención está configurado para realizar la recepción de la señal en cada una de sus vías, transponer y discretizar la señal multivía en una señal multivía equivalente de banda base discretizada. También comprende al menos un equipo de tratamiento de la señal configurada para implementar un procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación ejecutando las etapas de:

- sincronización de la señal multivía de banda base discretizada,
- cálculo de una respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ y de una matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias, a partir de al menos una parte correspondiente a una secuencia de aprendizaje de dicha señal multivía sincronizada,
- transposición en el dominio de la frecuencia de al menos una parte correspondiente a una secuencia de datos útiles de la señal multivía sincronizada y filtrado mediante el vector **w***(f),* con

$$\boldsymbol{w}(f) = \frac{\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)}{1 + \hat{\boldsymbol{h}}(f)^H \hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)},$$

- siendo la señal resultante de dicho filtrado una señal monovía en el dominio de la frecuencia, y

- transposición en el dominio del tiempo de dicha señal monovía.

Descripción

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

- la figura 1a presenta una estructura de trama que permite implementar la invención, conocida por el experto en la materia,
- la figura 1b presenta un receptor multivía en el que se implementa el procedimiento de recepción según la invención,
- la figura 2a presenta una estructura de trama correspondiente a una forma de onda monoportadora diseñada de manera que pueda ecualizarse en el dominio de la frecuencia,
- la figura 2b presenta una estructura de trama correspondiente a una forma de onda monoportadora diseñada de manera que pueda ecualizarse en el dominio de la frecuencia, en la que las secuencias de datos útiles comprenden un sufijo cíclico,
- la figura 2c representa la realización del tratamiento de ecualización multivía antiperturbación implementado en el dominio de la frecuencia según la invención,
- la figura 2d representa la estructura de las secuencias de aprendizaje en las tramas que permiten la implementación de un modo de realización de la invención,
- las figuras 3a y 3b ilustran las transformaciones aportadas a la estimación de la respuesta impulsional en el dominio del tiempo durante la implementación de uno de los modos de realización de la invención,
- la figura 4 presenta las diferentes etapas del procedimiento de ecualización multivía antiperturbación según la invención.

La figura 1a presenta la estructura de trama 100 de una señal monoportadora destinada a ecualizarse, independientemente de la modulación utilizada para su transmisión. Esta estructura comprende unas secuencias de aprendizaje 101, constituidas por símbolos de referencia conocidos por el emisor y el receptor, transmitidos de manera alternada con unas secuencias de datos útiles 102, constituidas por símbolos útiles o símbolos de información. Esta estructura de trama es común en la mayoría de los estándares de comunicación monoportadora y multiportadora actuales. Se citará a modo de ejemplo el estándar GSM (acrónimo inglés de Global "System for Mobile Communications" Sistema Global de Comunicaciones Móviles), el estándar 3G (3ª generación), el estándar LTE (acrónimo inglés de "Long Term Evolution" Evolución a Largo Plazo o 4G), los diferentes estándares DVB (acrónimo inglés de "Digital Video Broadcasting" Difusión de Vídeo Digital) y muchos más.

El objetivo de las secuencias de aprendizaje es permitir la sincronización temporal y frecuencial del receptor, así como la estimación del canal de propagación con vistas a su compensación por medio de un ecualizador o de cualquier otra técnica adaptada. El receptor conoce sus posiciones en la trama.

La longitud de las secuencias de aprendizaje y su distribución en el seno de la señal transmitida depende de las limitaciones 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 que valen P símbolos y que las secuencias de datos son de tamaños idénticos que valen N símbolos. La invención se aplica de manera idéntica cuando los tamaños de las secuencias de aprendizaje y de las secuencias de datos varían o cuando las secuencias de aprendizaje no son todas idénticas.

La figura 1b presenta un receptor multivía en el que se implementa el procedimiento de recepción según la invención.

El receptor 110 comprende al menos dos antenas (o captadores) 111 y 112, destinadas a recibir una señal. Cada una de las antenas es el punto de entrada de una de las vías del receptor. Comprende asimismo una cadena radio 121 y 122 por vía, cuyo objeto consiste en transformar la señal analógica recibida en una frecuencia portadora en una señal de banda base discretizada. Para ello, la cadena radio implementa unos medios de conversión de la frecuencia portadora de la señal. Un modo de realización clásico consiste en transponer la señal primero a una frecuencia intermedia, después en transformarla en señales discretas equivalentes en banda base por medio de un oscilador local, un desfasador y mezcladores que crean respectivamente una primera vía I en fase y una segunda vía Q en cuadratura de fase con la señal de entrada. Las señales suministradas por los mezcladores se discretizan mediante unos convertidores analógico/digital o CAD. También pueden implementarse unos medios de filtrado de la señal en diversas etapas de la transposición de la señal con el fin de evitar los fenómenos de remontada de espectro vinculadas con las transposiciones de frecuencia y las reducciones del ritmo de muestreo. La señal a la salida de la cadena radio es una señal digital de banda base muestreada a un ritmo superior al ritmo del símbolo de modulación

(por lo general, un múltiplo entero del ritmo del símbolo).

Aguas abajo de la cadena radio, el receptor comprende unos medios de cálculo 130 encargados de la ejecución de todos los algoritmos de tratamiento de la señal necesarios con el fin de asegurar una buena recepción de la señal. Estos medios de cálculo pueden presentarse, por ejemplo, en forma de máquina de cálculo reprogramable, tal como un procesador, un DSP (acrónimo inglés de "Digital Signal Processor" o Procesador de Señal Digital) o de un microcontrolador, en forma de máquina de cálculo dedicada, tal como un conjunto de puertas lógicas como un FPGA (acrónimo inglés de "Field-Programmable Gate Array" o Campo de Matriz de Puertas Programables 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 la ejecución de cálculos.

Los medios de cálculo se encargan de la sincronización 140 del receptor. El objeto de la sincronización es seleccionar el mejor momento de muestreo y medir y compensar los desfases de tiempo y frecuencia debidos a la propagación de la señal, así como a la velocidad y a la falta de precisión de los osciladores locales del emisor y del receptor. En general, la sincronización se realiza considerando las secuencias de aprendizaje. La posición temporal y frecuencial de sincronización determinada es idéntica para el conjunto de las vías. Esta puede determinarse sincronizando cada una de las vías independientemente y luego seleccionando la posición que ofrezca el mejor resultado o mediante un procedimiento específico de sincronización multivía, tal como el que se describe en la patente europea EP 0665665 B1, ofreciendo esta última solución mejores resultados en términos de robustez frente al ruido y las interferencias. La señal resultante se presenta entonces en forma de señal multivía sincronizada, generalmente, muestreada al ritmo del símbolo.

Los medios de cálculo también se encargan de la ecualización multivía antiperturbación 150 de la señal. El papel de la ecualización multivía antiperturbación consiste en optimizar la recepción del conjunto de múltiples trayectorias asociadas con la señal útil y suprimir las señales interferentes no deseadas generando unos "agujeros" en el diagrama de radiación de las antenas en dirección a los interferidores y a las trayectorias múltiples cuyo despliegue de los retrasos está fuera de la ventana de ecualización. La longitud de la ventana del ecualizador multivía es una elección de implementación, determinada en función de un compromiso entre las probabilidades de ocurrencia de un canal de propagación cuyo despliegue es superior a ese tamaño y la complejidad necesaria para su implementación. La ecualización multivía puede realizarse indistintamente en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, tal como se describe más adelante en este documento.

La invención se sitúa en esta parte del receptor y es independiente de la elección de los algoritmos de tratamiento de antena y de ecualización. Se refiere a la ecualización multivía antiperturbación de la señal realizada en el dominio de la frecuencia. La señal resultante de esta ecualización es una señal monovía, muestreada al ritmo de símbolo, en la que la influencia de las diferentes fuentes de degradación, como las perturbaciones y las múltiples trayectorias vinculadas con la propagación de la onda radio, se ha minimizado, incluso suprimido. Corresponde a una estimación $\hat{s}(n)$ de la serie de símbolos emitidos en el bloque.

Por último, los medios de cálculo se encargan del conjunto de algoritmos de tratamiento de la señal 160 necesarios para reconstituir los bits útiles transmitidos a partir de la estimación $\hat{s}(n)$ de la serie de símbolos emitidos. Estos algoritmos son, por ejemplo, unos algoritmos de decodificación de canal, de desentrelazado, de descifrado u otro, cuya selección y parámetros de implementación dependen del estándar de comunicación utilizado. Según el tipo de algoritmo utilizado, los símbolos estimados $\hat{s}(n)$ transmitidos a los medios de cálculo pueden ser símbolos decididos o no decididos. También pueden estar asociados a una estimación de la SNR para permitir o no un cálculo de la relación de probabilidad logarítmica (en inglés de "Log Likelihood Ratio" o LLR).

En lo sucesivo, se utilizarán las siguientes notaciones:

- P es la longitud de las secuencias de aprendizaje, en número de símbolos,
- L es la longitud de la ventana del ecualizador, en número de símbolos. Esta ventana corresponde al despliegue máximo de las trayectorias que pueden ecualizarse. Cuando el canal de propagación comprende múltiples trayectorias cuyo despliegue es superior a esta distancia L, estas trayectorias se ven como señales interferentes
- A (mayúscula) designa una matriz,
- $\boldsymbol{a}$ (en negrita) designa un vector,
- $\hat{\ }$ designa una cantidad estimada,
- $x_k(n)$ designa la señal recibida en la vía k para el símbolo n,
- $\boldsymbol{x}(n)$ designa la señal de múltiples captadores recibida para el símbolo n,
- $\boldsymbol{x}(f)$ designa la señal de múltiples captadores recibida, transpuesta en el dominio de la frecuencia, para la frecuencia f,

- $x_k(f)$ designa la señal recibida en la vía *k,* transpuesta en el dominio de la frecuencia, para la frecuencia *f,*
- *d(n)* designa la señal emitida en las secuencias de aprendizaje para el símbolo *n,*
- *s(n)* designa la señal emitida en las secuencias de información,
- *K* designa el número de vías del receptor,
- ***h****(n)* es el vector multivía, de tamaño *K,* que contiene la respuesta impulsional del canal de propagación de múltiples captadores, para el símbolo n, siendo *n* = 0, ...,*L* - 1,
- $h_k(n)$ es la respuesta impulsional, temporal, del canal obtenida en la vía *k*, siendo *k* = 1,..., *K* y *n* = 0,..., *L* - 1,
- ***b****(n)* es un vector de tamaño *K* que designa el ruido de recepción total (ruido de fondo más interferencias eventuales, más múltiples trayectorias útiles eventuales situadas fuera de la ventana de ecualización, es decir, que llegan antes que la primera trayectoria comprendida en la ventana de ecualización o cuyo retardo es superior a *L* símbolos con respecto a esta primera trayectoria),
- *R* designa la matriz de autocorrelación del ruido de recepción total,
- ^{T} designa al operador transpuesto,
- ^{H} designa al operador transpuesto conjugado,
- *E*[*a*] designa la esperanza matemática de a.

La invención se aplica por tanto en una señal multivía, tras una etapa de sincronización.

Después de la sincronización, el vector de señal recibida en la red de captadores se expresa:

$$\boldsymbol{x}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} e(n-i)\boldsymbol{h}(i) + \boldsymbol{b}(n) \qquad (3)$$

siendo e(n) la señal emitida, que vale *d*(n) para las secuencias de aprendizaje y *s*(n) para las secuencias de información.

Denotando:

- ***d****(n)* = [d(*n*), *d(n* - 1) *d(n* - *L* + 1)]^T al vector de tamaño *L* formado a partir de los símbolos de aprendizaje, y
- *H* = [***h***(0),***h***(1),…, ***h***(*L* - 1)] la matriz de canal de múltiples captadores formada a partir de los vectores ***h****(i)* de tamaño *(K,L),*

entonces la relación puede expresarse como ***x***(*n*) = *H****d****(n)* + ***b***(*n*).

La invención se refiere a un procedimiento de ecualización multivía antiperturbación cuya realización comprende una única etapa de filtrado espacio-frecuencial de la señal, equivalente a un filtrado espacio-temporal realizado en el dominio de la frecuencia. Este procedimiento de ecualización multivía está adaptado para la recepción de una forma de onde monoportadora diseñada para ecualizarse en el dominio de la frecuencia, es decir, una forma de onda para la que los bloques de datos comprenden un prefijo cíclico, según la estructura descrita en la figura 2a o para la que se puede obtener un prefijo cíclico, así como para la recepción de una forma de onda multiportadora (como, por ejemplo, una forma de onda de tipo OFDM).

La estructura de la trama 200 descrita en la figura 2a comprende, además de las secuencias de datos útiles 102, de tamaño L_{DATOS} y de las secuencias de aprendizaje 101, de tamaño P, unas secuencias 201, denominadas de prefijo cíclico, de tamaño L_{CP} Estas secuencias se construyen copiando de nuevo las L_{CP} de los últimos símbolos 202 de las secuencias de información antes de esta secuencia y que permiten asegurar la ausencia de interferencias entre los diferentes bloques de secuencias de información y de secuencias de aprendizaje. La longitud *L* del canal de propagación puede ecualizarse y es entonces igual a la longitud del prefijo cíclico más uno: $L = L_{CP} + 1$. El tamaño total de la secuencia de información es entonces igual a $N = L_{DATOS} + L_{CP}$.

Con el fin de optimizar el caudal útil, la adición de un prefijo cíclico para cada bloque de secuencias de información puede, no obstante, evitarse mediante uno de los dos medios siguientes:

- las secuencias de aprendizaje pueden desempeñar el papel de prefijos cíclicos siempre que las dos secuencias de aprendizaje 101 que rodean un bloque de datos 102 sean idénticas, o

- se puede reconstituir un prefijo cíclico mediante la utilización de una técnica denominada "relleno con ceros", en las secuencias de aprendizaje, como se describe, por ejemplo, en el documento "Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions", de B. Muquet y col., IEEE Transactions Communications, Vol. 50, diciembre de 2002.

De esta manera, se introduce artificialmente un prefijo cíclico, lo que permite utilizar el formato de trama descrito en la figura 1a para la ecualización multivía en el dominio de la frecuencia.

Ventajosamente, se puede añadir, asimismo, un sufijo cíclico en la estructura de la trama ecualizada. La figura 2b presenta una estructura de trama que integra este sufijo cíclico 221, obteniéndose las L_{CS} de las muestras que componen este sufijo copiando de nuevo las L_{CS} de las primeras muestras 222 de la parte útil de la secuencia de datos útiles 102.

El sufijo cíclico tiene por objeto compensar una falta de precisión de la posición de sincronización. Es de un tamaño L_{CS} equivalente a algunas muestras (típicamente inferior o igual a 2 muestras), siendo las muestras del sufijo cíclico iguales a las primeras muestras de la secuencia de datos útiles. Su presencia es ventajosa y la invención se aplica de manera idéntica considerando que L_{CS} es igual a cero. El tamaño total de la secuencia de información es entonces igual a $N = L_{DATOS} + L_{CP} + L_{CS}$.

Las múltiples trayectorias que pueden ecualizarse son entonces las situadas en una ventana de tamaño L a partir de la primera trayectoria, siendo $L = L_{CP} + 1$., así como las situadas aguas arriba de la posición de sincronización a una distancia inferior a L_{CS}.

La figura 2c representa la realización del tratamiento de ecualización multivía antiperturbación 150 implementado en el dominio de la frecuencia según la invención. Este tratamiento, comprende para cada vía de la señal multivía recibida, la transposición en el dominio de la frecuencia de la señal por medio de una transformada de Fourier 231 realizada en los datos recibidos en bloques en cada una de las vías. De esta manera, $x(f) = TFD\{\boldsymbol{x}(n)\}$, TFD siendo el acrónimo de Transformada de Fourier Discreta, para $f = 0,\ldots, L_{DATOS} - 1$ y $n = 0,\ldots, L_{DATOS} - 1$.

Entonces, se aplica el filtro espacial $\hat{\boldsymbol{w}}(f)$ 232 en cada una de las vías, para cada frecuencia, con:

$$\hat{\boldsymbol{w}}(f) = \frac{\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(\mathrm{f})}{1 + \hat{\boldsymbol{h}}(\mathrm{f})^{\mathrm{H}}\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(\mathrm{f})}. \qquad (4)$$

Como resultado de este filtrado espacio-temporal, la señal es una señal monovía ecualizada en frecuencia, que se expresa:

$$y(f) = \hat{\boldsymbol{w}}(f)^{H}\boldsymbol{x}(f).$$

A continuación, se vuelve a llevar al dominio del tiempo por medio de una transformada de Fourier inversa 233, luego se normaliza.

El filtrado de la señal multivía recibida por el filtro espacio-temporal $\hat{\boldsymbol{w}}(f)$ realiza entonces a la vez las funciones de rechazo de los perturbadores, de ecualización y de suma de las vías de la señal de entrada.

La normalización de esta señal se efectúa estimando la relación de señal sobre ruido más interferidor (en inglés SINR, siglas de "Signal to Interference plus Noise Ratio"), a partir de las dos fórmulas siguientes:

$$\eta = \frac{1}{N}\sum_{f=0}^{L_{DATOS}-1} \frac{\hat{\boldsymbol{h}}(f)^{H}\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)}{1 + \hat{\boldsymbol{h}}(f)^{H}\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)} \qquad (5)$$

y:

$$SINR = \frac{\eta}{1-\eta} \qquad (6)$$

La señal ecualizada se normaliza multiplicando la señal llevada al dominio de la frecuencia por $1/\eta$. La serie de símbolos estimados en el bloque de longitud L_{DATOS} vale entonces:

$$\hat{s}(n) = \frac{1}{\eta} TFD^{-1}\{y(f)\} \qquad (7)$$

para n = 0,…,L_{DATOS} - 1.

Ventajosamente, en el conjunto de los tratamientos anteriores, pueden utilizarse transformadas de Fourier rápidas (o FFT, del acrónimo inglés de "Fast Fourier Transform") en lugar de las transformadas de Fourier discretas. La utilización de transformadas de Fourier rápidas permite acelerar los tratamientos y disminuir la complejidad de la transposición frecuencial de la señal. La utilización de FFT requiere la utilización de bloques de datos de tamaños particulares, en general, de potencias de 2. No obstante, es posible utilizar FFT en cualquier tamaño de bloque de datos insertando datos nulos con el fin de obtener el tamaño deseado, técnica conocida por la expresión "relleno con ceros".

El conjunto del tratamiento de ecualización multivía antiperturbación aplicada en el campo temporal se basa por tanto en la estimación de los vectores $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$, que describen la respuesta impulsional de múltiples vías del canal de propagación para cada frecuencia *f,* y de la matriz $\hat{\boldsymbol{R}}$ de autocorrelación del ruido total.

Estos cálculos pueden realizarse en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia.

1er modo de realización: cálculo de los vectores $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ y de la matriz $\hat{\boldsymbol{R}}$ en el dominio del tiempo.

En este modo de realización, las múltiples trayectorias que pueden ecualizarse son las que están situadas en una ventana de tamaño *L* a partir de la posición de sincronización, con = L_{CP} + 1, donde L_{CP} es el tamaño del prefijo cíclico utilizado para las secuencias de información. En este modo de realización, las secuencias de aprendizaje no tienen necesariamente un prefijo cíclico.

Este modo de realización se basa en el cálculo, en el dominio del tiempo, de las siguientes matrices a partir de las secuencias de aprendizaje:

$$R_{DD} = \frac{1}{P-L+1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{d}(n)\boldsymbol{d}(n)^H, \qquad (8)$$

$$\hat{R}_{DX} = \frac{1}{P-L+1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{d}(n)\boldsymbol{x}(n)^H, \qquad (9)$$

$$\hat{R}_{XX} = \frac{1}{P-L+1} \sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{x}(n)\boldsymbol{x}(n)^H, \qquad (10)$$

siendo R_{DD} la matriz de autocorrelación de la señal de aprendizaje, $\hat{R}_{DX}$ la matriz de intercorrelación entre la señal de aprendizaje y la señal correspondiente recibida y $\hat{R}_{XX}$ la matriz de autocorrelación de la señal recibida.

Las matrices son respectivamente de tamaño (L,L), *(L,K),* y *(K,K).* La matriz R_{DD} se calcula a partir de la señal de aprendizaje, el resultado de este cálculo se conoce de antemano y ventajosamente puede almacenarse en una memoria del receptor.

La matriz $\hat{H}$ de canal de propagación de múltiples captadores se calcula entonces directamente a partir de las matrices calculadas anteriormente:

$$\hat{H} = \hat{R}_{DX}{}^{H} R_{DD}{}^{-1}. \qquad (11)$$

$\hat{H}$ es de tamaño (K,L) y se forma a partir de los vectores del canal de propagación estimados $\hat{\boldsymbol{h}}(n)$:

$$\hat{H} = \left[\hat{\boldsymbol{h}}(0) \ldots \hat{\boldsymbol{h}}(L-1)\right]. \qquad (12)$$

Los vectores $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$, de respuesta impulsional multivía del canal de propagación para cada frecuencia *f* se obtienen entonces realizando en cada vía *k* de la matriz *H* una transformada de Fourier de la respuesta impulsional del canal

$\hat{h}_k(n)$, siendo n = 0,…, L - 1.

Los vectores $\hat{h}_k(n)$ son de tamaño L. Con el fin de aplicarse en la señal de entrada transpuesta en el dominio de la frecuencia $x(f)$, $w(f)$ (y, por tanto, $\hat{h}(f)$), debe ser de un tamaño igual al de la transformada de Fourier 231, que por lo general, es a su vez igual a L_{DATOS}. Por lo tanto, es necesario interpolar el vector $\hat{h}(f)$, pudiendo hacerse ventajosamente esta interpolación completando $\hat{h}_k(n)$ con valores nulos:

$$\hat{h}_k(n) = 0 \text{ para } n = L, \ldots, L_{DATOS} - 1 \qquad (13)$$

De esta manera, $\hat{h}_k(f)$ vale:

$$\hat{h}_k(f) = TFD\{\hat{h}_k(n)\}, \qquad (14)$$

siendo n = 0,…, L_{DATOS} - 1; f = 0,…, L_{DATOS} - 1; y k = 1,..., K

La matriz de correlación del ruido y de las interferencias $R = E[\boldsymbol{b}(n)\boldsymbol{b}(n)^H]$, se calcula directamente con la ayuda de la matriz $\hat{H}$ y de las matrices $\hat{R}_{DX}$ y $\hat{R}_{XX}$ según la siguiente fórmula:

$$\hat{R} = \hat{R}_{XX} - \hat{H}\hat{R}_{DX}. \qquad (15)$$

Esta matriz $\hat{R}$, de tamaño (K x K), se utilizará para el cálculo de los coeficientes del filtro espacial aplicado durante la etapa de ecualización espacio-frecuencial.

De esta manera, el cálculo de los vectores $\hat{h}(f)$ y de la matriz $\hat{R}$ es extremadamente simple, poco costoso en términos de potencia de cálculo necesario y, por lo tanto, rápido, lo que presenta un interés, habida cuenta que el caudal o el número de vías aumenta.

2° modo de realización: cálculo de los vectores $\hat{h}(f)$ y de la matriz $\hat{R}$ en el dominio de la frecuencia.

En este modo de realización, se realiza una estimación del canal en el dominio de la frecuencia en cada vía de recepción, luego, una operación de transformada de Fourier inversa permite obtener las estimadas en el dominio del tiempo. La matriz de correlación total del ruido $\hat{R}$ se calcula a partir de los elementos de la respuesta impulsional del canal correspondiente a las muestras de ruido.

El interés de este segundo modo de realización es que permite reducir la potencia de cálculo necesaria cuando la longitud L de la respuesta impulsional del canal de propagación aumenta.

Con el fin de poder realizar la estimación del canal en el dominio de la frecuencia en las secuencias de aprendizaje, un prefijo cíclico y eventualmente un sufijo cíclico, de longitudes iguales a las longitudes de los prefijos y sufijos cíclicos de las secuencias de información, se introducen en la estructura de la trama para las secuencias de aprendizaje.

La figura 2d representa la estructura de las secuencias de aprendizaje en las trames que permiten la implementación de la invención según uno de sus modos de realización. Las secuencias de aprendizaje comprenden unos prefijos cíclicos 241 obtenidos copiando de nuevo las L_{CP} de las últimas muestras 242 de la parte útil de la secuencia de aprendizaje y, eventualmente, unos sufijos cíclicos 243 obtenidos copiando de nuevo las L_{CS} de las primeras muestras 244 de la parte útil de la secuencia de aprendizaje. La longitud total de la secuencia de aprendizaje es entonces igual a $P = L_{TS} + L_{CP} + L_{CS}$.

La estimación de $\hat{h}(f)$ consiste en efectuar una estimación frecuencial del canal para cada vía de recepción k. Esta estimación se hace en varias etapas:

- Estimación temporal del canal de propagación, a partir de las representaciones frecuenciales de la señal:
  esta etapa se realiza, para cada secuencia de aprendizaje, a partir de una transformada de Fourier inversa de la respuesta impulsional calculada a partir de las señales en el dominio de la frecuencia, para cada una de las vías del receptor:

$$\hat{h}_k(n) = ITFD\{\frac{x_k(f)}{d(f)}\}, \qquad (16)$$

  siendo $d(f) = TFD\{d(t)\}$, para n = 0,…,L_{TS} - 1 y f = 0,...,L_{TS} - 1.

- Reducción de ruido de la respuesta impulsional:

esta etapa permite suprimir las contribuciones de la estimada del canal de propagación vinculadas al ruido y a las interferencias eventuales. Consiste en forzar a cero los valores de $\hat{h}_k$ situados en los intervalos situados fuera de la ventana del ecualizador. Para ello, se denomina L_b al número de muestras de ruido, siendo $L_b = L_{TS} - L_{CS} - L$.

$$\hat{h}_k(n) = \begin{cases} \hat{h}_k(n) \text{ para } n \in [0; L-1] \cup [L + L_b; L_{TS} - 1] \\ 0 \quad \text{para } n \in [L; L + L_b - 1] \end{cases} . \qquad (17)$$

- Promediado de las respuestas temporales
  esta etapa, opcional, consiste en aprovecharse de la estacionalidad del canal de propagación en varias secuencias de aprendizaje sucesivas para suavizar el ruido de estimación. Este promediado puede, según los casos, realizarse considerando las respuestas impulsionales estimadas con respecto al conjunto de secuencias de aprendizaje de la trama o limitarse a las secuencias que rodean el bloque de datos útiles considerados. También puede asociarse a una ponderación de las estimaciones, dependiendo el factor de ponderación de un criterio de calidad de la señal, como una estimación del nivel de potencia de la señal recibida, una estimación de la relación de señal sobre ruido o cualquier otro medio conocido por el experto en la materia.
  En el caso de que el promediado se realice considerando el conjunto de las respuestas temporales de canal, se expresa como sigue:

$$\hat{h}_k(n) = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=1}^{N_{TS}} \hat{h}_{k,i}(n), \qquad (18)$$

  para $n \in [0; L-1] \cup [L + L_b; L_{TS} - 1]$, $\hat{h}_{k,i}(n)$ estimándose la respuesta impulsional para la vía k y la secuencia de aprendizaje i, y siendo N_{TS} el número de secuencias de aprendizaje considerado.

- Interpolación de frecuencias de la respuesta del canal de propagación:
  De manera que se pueda aplicar a la señal útil, la estimada de la respuesta impulsional del canal de propagación en el dominio de la frecuencia debe tener un tamaño igual al tamaño (generalmente L_{DATOS}) de la transformada de Fourier 231 aplicada en la señal recibida en las secuencias de información. Una manera simple de realizar esta interpolación consiste en completar la respuesta impulsional estimada en el dominio del tiempo con valores nulos antes de realizar su transformada de Fourier:

$$\hat{h}_k^{ZP}(n) = \begin{cases} \hat{h}_k(n) \quad \text{para } n = [0; L + L_b - 1] \\ 0 \quad \text{para } n = [L + L_b;\ L_{DATOS} - L_{CS} - 1] \\ \hat{h}_k(n) \text{ para } n = [L_{DATOS} - L_{CS}; L_{DATOS} - 1] \end{cases} . \qquad (19)$$

  siendo $\hat{h}_k^{ZP}(n)$ la respuesta impulsional en el dominio del tiempo después de añadir ceros.

El cálculo de la respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia, para cada una de las vías, es como sigue:

$$\hat{h}_k(f) = TFD\{\hat{h}_k^{ZP}(n)\}, \qquad (20)$$

para n que varía de 0 a $L_{DATOS} - 1$ y k que varía de 1 a K.

Las figuras 3a y 3b ilustran las transformaciones aportadas a la respuesta impulsional $\hat{h}_k(n)$ estimada en la ecuación (16) por este modo de realización del procedimiento de ecualización según la invención.

En la figura 3a se ha representado una respuesta impulsional estimada. Esta respuesta presenta una parte 311 de tamaño L (o $L_{CP} + 1$), en la que las trayectorias múltiples están comprendidas en la ventana del ecualizador, una parte 312, de tamaño L_b, en la que la respuesta se refiere a las interferencias y trayectorias múltiples situadas fuera del ecualizador y una parte 313, de tamaño L_{CS}, correspondiente al canal de propagación estimado en el sufijo cíclico.

La figura 3b representa la respuesta impulsional resultante de los tratamientos sucesivos que se le aplican. La parte 322 que se refiere a las interferencias ha sido sustituida por unos valores nulos durante la etapa de reducción del ruido. Una parte adicional 324 corresponde a los ceros introducidos durante la etapa de interpolación de frecuencias, el número L_{ZP} de ceros introducidos que valen $L_{ZP} = L_{DATOS} - L_{TS}$.

El cálculo de la matriz R de autocorrelación del ruido total se hace a partir de las respuestas impulsionales calculadas anteriormente.

Este cálculo parte del principio de que las muestras de la respuesta impulsional del canal calculada en el dominio del tiempo en la ecuación (16) comprenden la señal útil, denotada $\hat{u}_k(n)$, cuando $n \in I_u = [0; L - 1] \cup [L + L_b; L_{TS} - 1]$ y el ruido, denotado $\hat{b}_k(n)$, cuando $n \in I_b = [L; L + L_b - 1]$.

De este modo, se denotarán respectivamente $\hat{u}(n)$ y $\hat{b}(n)$ a los vectores de señal útil y de ruido recibidos para cada secuencia de aprendizaje:

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{u}}(n) &= [\hat{\boldsymbol{u}}_1(n) \dots \hat{\boldsymbol{u}}_K(n)]^T, \\ \hat{\boldsymbol{b}}(n) &= [\hat{\boldsymbol{b}}_1(n) \dots \hat{\boldsymbol{b}}_K(n)]^T. \end{aligned} \qquad (21)$$

También se denotará $\hat{u}_i(n)$ y $\hat{b}_i(n)$ a estas secuencias cuando se calculan a partir de la secuencia de aprendizaje ***i***.

Según un primer modo de realización, la matriz $\hat{R}$ de autocorrelación del ruido total se calcula directamente a partir de las muestras de ruido estimado:

$$\hat{R} = \sum_{n \in I_b} \hat{\boldsymbol{b}}(n)\hat{\boldsymbol{b}}(n)^H. \qquad (22)$$

Ventajosamente, la matriz R puede estimarse promediando los valores del ruido recibido en varias secuencias de aprendizaje:

$$\hat{R} = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=0}^{N_{TS}-1} \left(\sum_{n \in I_b} \hat{\boldsymbol{b}}_i(n)\hat{\boldsymbol{b}}_i(n)^H \right). \qquad (23)$$

Se pueden añadir unos coeficientes de ponderación con el fin de ajustar la contribución de las estimadas del ruido de cada una de las secuencias de aprendizaje por un factor que depende de la calidad de la señal recibida.

La invención permite, por lo tanto, bien el cálculo simple y poco complejo de una matriz $\hat{R}$ de autocorrelación del ruido total de una multivía y su utilización para la ecualización multivía de una señal en la que el ruido no es necesariamente temporal y espacialmente blanco.

Según un segundo modo de realización, aplicable cuando hay varias secuencias de aprendizaje disponibles, la matriz $\hat{R}$ de autocorrelación del ruido total se calcula de la siguiente manera:

- estimación de la matriz de correlación de la señal total (señal útil + ruido total) recibida en el conjunto de las secuencias de aprendizaje:

$$\hat{R}_{XX} = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=O}^{N_{TS}-1} \left(\sum_{n \in I_u} \hat{\boldsymbol{u}}_{\boldsymbol{i}}(n)\hat{\boldsymbol{u}}_{\boldsymbol{i}}(n)^H + \sum_{n \in I_b} \hat{\boldsymbol{b}}_{\boldsymbol{i}}(n)\hat{\boldsymbol{b}}_{\boldsymbol{i}}(n)^H \right). \qquad (24)$$

Ventajosamente, la ecuación anterior puede ajustarse de manera que se pondere la señal estimada en cada una de las secuencias de aprendizaje por un factor que depende de la calidad de la señal recibida.

- Estimación de los vectores de las señales útiles medias recibidas:

$$\boldsymbol{u_m}(n) = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=O}^{N_{TS}-1} \hat{\boldsymbol{u}}_{\boldsymbol{i}}(n), \qquad (25)$$

siendo $\hat{u}_m(n)$ el vector de señal útil media.

- Estimación de la matriz de correlación de la señal útil recibida:

$$\hat{R}_{SS} = \sum_{n \in I_u} \hat{\boldsymbol{u}}_{\boldsymbol{m}}(n)\hat{\boldsymbol{u}}_{\boldsymbol{m}}(n)^H, \qquad (26)$$

siendo $\hat{R}_{SS}$ la matriz de correlación de la señal útil.

La matriz de correlación del ruido total se obtiene entonces restando la matriz de correlación de la señal útil en la matriz de correlación de la señal total recibida:

$$\hat{R} = \frac{1}{L_{TS}}\left(\hat{R}_{XX} - \hat{R}_{SS}\right). \qquad (27)$$

La matriz $\hat{R}$ de autocorrelación del ruido total calculado según este modo de estimación es igual a la matriz $\hat{R}$ calculada por el modo de realización anterior, cuando N_{TS} = 1, para una carga de cálculo ligeramente mayor. No obstante, cuando aumenta el número de secuencias de aprendizaje considerado, la matriz resultante del segundo modo de cálculo puede permitir optimizar los resultados cuando el canal de propagación es particularmente malo, como, por ejemplo, en presencia de un canal denominado de Rayleigh que puede caracterizarse, en las situaciones de movilidad y en las inmediaciones de agujeros de desvanecimiento, mediante una variación muy importante del canal útil recibido en un horizonte temporal correspondiente a varias secuencias de aprendizaje sucesivas. En esta situación, el segundo modo de cálculo de la matriz tiene tendencia a desembocar en una sobreestimación del nivel de ruido con respecto al primer modo de estimación, que es el resultado que se busca. De hecho, como se ha sobreestimado el nivel de ruido, las LLR (acrónimo inglés de "Log Likelihood Ratio" Relación de Probabilidad Logarítmica) asociadas a este umbral serán malas, lo que puede permitir que un algoritmo de decodificación favorezca las partes de la trama que no hayan sido objeto de estas condiciones de canal particularmente malas y mejorar, por tanto, el rendimiento del receptor.

Ya sea a partir de una estimación de los vectores $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ y de la matriz de autocorrelación del ruido total $\hat{R}$ realizada a partir de una señal en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, la invención presenta una menor complejidad de implementación, en particular, ya que no requiere la implementación de las baterías de los correlacionadores en paralelo.

Las operaciones realizadas se apoyan en transposiciones de la señal en el dominio de la frecuencia, que pueden realizarse, ventajosamente, a partir de transformadas de Fourier rápidas (FFT), cuyas implementaciones muy optimizadas, con frecuencia, se proponen en las arquitecturas de receptores y que presentan una complejidad y un tiempo de cálculo extremadamente escasos.

La invención se refiere a un procedimiento de ecualización multivía antiperturbación implementado en el dominio de la frecuencia. Las etapas de este procedimiento están ilustradas en la figura 4.

La primera etapa 401 del procedimiento consiste en la recepción de la señal transmitida que comprende unas secuencias de aprendizaje y unas secuencias de datos en una pluralidad de captadores o antenas. En la señal multivía recibida se aplican unos tratamientos analógicos y digitales que desembocan en la digitalización de la señal, comprendiendo los tratamientos una transposición de la señal en banda base o frecuencia intermedia, los filtrados asociados y la conversión analógico/digital en cada una de las vías.

La segunda etapa 402 del procedimiento consisten en la sincronización temporal y frecuencial de la señal recibida, pudiendo realizarse esta etapa, ventajosamente, por medio de un algoritmo de sincronización multivía. Esta etapa permite, además, saber qué partes de la señal multivía recibida corresponden a las secuencias de datos y qué partes corresponden a las secuencias de aprendizaje.

La tercera etapa 403 del procedimiento consiste en calcular, para cada una de las vías del receptor, una respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$, y de una matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias.

Esta etapa se realiza a partir del contenido, conocido, de la secuencia de aprendizaje, así como de la señal multivía recibida correspondiente a esta secuencia de aprendizaje. Varios modos de realización, detallados anteriormente, permiten llegar a este cálculo. Algunos de estos modos de realización utilizan la señal multivía recibida en el dominio del tiempo, otros utilizan esta señal tras su transposición en el dominio de la frecuencia. En determinados modos de realización, la estimación de la respuesta impulsional se hace en varias secuencias de aprendizaje, luego se promedia.

La cuarta etapa 404 del procedimiento consiste en transponer en el dominio de la frecuencia cada vía de la señal multivía recibida y, en particular, los datos correspondientes a las secuencias de datos útiles.

La quinta etapa 405 del procedimiento consiste en filtrar, en el dominio de la frecuencia, las partes de la señal

multivía recibida correspondientes a las secuencias de datos útiles, mediante un filtro espacio-temporal dado por el vector ***w***(*f*), con

$$\boldsymbol{w}(f) = \frac{\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)}{1 + \hat{\boldsymbol{h}}(f)^{H}\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)}.$$

A la salida del filtrado de la señal multivía a través del filtro ***w(f),*** la señal resultante es una señal monovía, ecualizada en frecuencia y antiperturbación. Ventajosamente, esta etapa va seguida de una etapa de normalización de la señal monovía.

Por último, la sexta etapa 406 del procedimiento consiste en transponer la señal monovía en el dominio de la frecuencia, por medio de una transformada de Fourier inversa.

Las etapas del procedimiento se realizan a partir de las secuencias de aprendizaje recibidas, siendo entonces estas secuencias conocidas para el receptor, para todo lo que guarde relación con la estimación del filtro espacio-frecuencial ***w***(*f*). Los cálculos pueden realizarse para cada secuencia de aprendizaje. El tratamiento se adapta entonces al seguimiento de las variaciones rápidas del canal de propagación. También pueden realizarse para cada secuencia de aprendizaje y combinarse entre sí, de manera a suavizar los errores de cálculo vinculados al ruido.

La invención es compatible con todos los estándares de transmisión de una señal monoportadora en un receptor multivía, pero también de una señal multiportadora. También es compatible con las transmisiones por ráfagas, como, por ejemplo, las transmisiones que utilizan un salto de frecuencia.

Los procedimientos de ecualización multivía presentados son óptimos únicamente en presencia de ruido temporalmente blanco. Garantizan una capacidad de lucha antiperturbación, incluyendo contra las trayectorias útiles que no entran en la ventana de ecualización. Los tratamientos descritos pueden añadirse muy fácilmente a la cabecera de los tratamientos de un equipo existente de recepción multivía con el fin de proporcionarles una capacidad antiperturbación que no tienen en sí mismos, sin necesidad de modificaciones en los tratamientos existentes.

Además, el filtrado espacio-frecuencial, aplicado en el dominio de la frecuencia, así como los cálculos propuestos de la matriz de correlación del ruido total, son muy sencillos de implementar y precisan pocos cálculos, lo que vuelve la invención compatible con una implementación en un caudal elevado o en un equipo que comprenda un número importante de vías.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación de una señal en un receptor multivía, comprendiendo dicha señal al menos una secuencia de aprendizaje (101) formada por símbolos conocidos y al menos una secuencia de datos útiles (102) formada por símbolos desconocidos, estando el procedimiento **caracterizado porque** comprende las etapas de:

• recepción de dicha señal en una pluralidad de vías del receptor, transposición y discretización (401, 111, 121, 112, 122) de la señal multivía en una señal multivía equivalente de banda base discretizada,
• sincronización (402, 140) de la señal multivía de banda base discretizada,
• cálculo (403, 150) de una respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ y de una matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias, a partir de al menos una parte correspondiente a una secuencia de aprendizaje de dicha señal multivía sincronizada,
• transposición en el dominio de la frecuencia (404, 231) de al menos una parte correspondiente a una secuencia de datos útiles de la señal multivía sincronizada y filtrado (405, 232) mediante el vector ***w(f),*** con

$$\boldsymbol{w}(f) = \frac{\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)}{1 + \hat{\boldsymbol{h}}(f)^{H}\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)},$$

siendo la señal resultante de dicho filtrado una señal monovía en el dominio de la frecuencia, y
• transposición (406, 233) en el dominio del tiempo de dicha señal monovía.

2. Procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación según la reivindicación 1, en el que el cálculo de la respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ comprende las etapas de:

• cálculo de una matriz de intercorrelación $\hat{R}_{DX}$ entre una secuencia de aprendizaje y una parte correspondiente a dicha secuencia de aprendizaje de la señal multivía sincronizada,
• cálculo de una matriz de autocorrelación $\hat{R}_{XX}$ de dicha parte correspondiente a una secuencia de aprendizaje de dicha señal multivía sincronizada,
• cálculo de una matriz $\hat{H}$ de canal de múltiples captadores a partir de la matriz $\hat{R}_{DX}$ y de una matriz de autocorrelación R_{DD} de dicha secuencia de aprendizaje:
$\hat{H} = \hat{R}_{DX}{}^{H}R_{DD}{}^{-1}$, siendo ^{H} el operador transpuesto-conjugado, y
• cálculo de la respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ por vía del receptor, mediante una transformada de Fourier efectuada en vectores $\hat{\boldsymbol{h}}_k(n)$ que forman unas columnas de la matriz $\hat{H}$.

3. Procedimiento de recepción y ecualización según la reivindicación 2, en el que la matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias se obtiene mediante la fórmula:

$$\hat{R} = \hat{R}_{XX} - \hat{H}\hat{R}_{DX}.$$

4. Procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación según una de las reivindicaciones 2 y 3, en el que dichas matrices R_{DD}, $\hat{R}_{DX}$ y $\hat{R}_{XX}$ se calculan a partir de las siguientes fórmulas:

$$R_{DD} = \frac{1}{P - L + 1}\sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{d}(n)\boldsymbol{d}(n)^{H},$$

$$\hat{R}_{DX} = \frac{1}{P - L + 1}\sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{d}(n)\boldsymbol{x}(n)^{H},$$

$$\hat{R}_{XX} = \frac{1}{P - L + 1}\sum_{n=L-1}^{P-1} \boldsymbol{x}(n)\boldsymbol{x}(n)^{H},$$

en las que

- ***d(n)*** es un vector formado a partir de los símbolos de una secuencia de aprendizaje,
- ***x(n)*** es un vector formado a partir de los símbolos recibidos en una parte correspondiente a la secuencia de

aprendizaje ***d***(*n*) de dicha señal multivía sincronizada,
- *P* es el número de símbolos de dicha secuencia de aprendizaje ***d***(*n*),
- *L* es una longitud de una ventana de ecualización.

5. Procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación según la reivindicación 1, en el que el cálculo de la respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ comprende las etapas de:

• estimación de la respuesta impulsional, temporal, del canal de propagación $\hat{h}_k(n)$ para cada vía *k* del receptor, a partir de al menos una secuencia de aprendizaje y de al menos una parte correspondiente a dicha o dichas secuencias de aprendizaje de la señal multivía sincronizada, transpuestas en el dominio de la frecuencia,
• reducción del ruido de las respuestas impulsionales, temporales, del canal de propagación $\hat{h}_k(n)$ para cada vía *k* del receptor, reduciendo a cero los valores de $\hat{h}_k(n)$ asociados con posiciones para las que la señal no puede ecualizarse,
• cálculo de los vectores $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ por interpolación de frecuencias de $\hat{h}_k(n)$.

6. Procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación según la reivindicación 5, en el que el cálculo de la matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias comprende las etapas de:

• determinación, en las respuestas impulsionales, temporales, $\hat{h}_k(n)$ estimadas, de las posiciones l_b de las muestras correspondientes al ruido y generación de los vectores $\hat{b}_k(n) = \hat{h}_k(n)$ para *n* perteneciente a l_b,
• cálculo de los vectores de ruido $\hat{\boldsymbol{b}}(n)$ a partir de $\hat{b}_k(n)$, y
• cálculo de la matriz $\hat{R}$:

$$\hat{R} = \sum_{n \in l_b} \hat{\boldsymbol{b}}(n)\hat{\boldsymbol{b}}(n)^H.$$

7. Procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación según la reivindicación 5, comprendiendo la señal una pluralidad de secuencias de aprendizaje, en el que dicha determinación de la respuesta impulsional, temporal, para cada vía *k* del receptor multivía se realiza para N_{TS} secuencias de aprendizaje, $\hat{h}_{k,i}(n)$ designando la respuesta impulsional, temporal, estimada para la vía *k* a partir de la secuencia de aprendizaje *i,* y en el que el cálculo de la matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias comprende las etapas de:

• determinación, en las respuestas impulsionales, temporales, $\hat{h}_{k,i}(n)$ estimadas, de las posiciones l_u de las muestras correspondientes a la señal útil y de las posiciones l_b de las muestras correspondientes al ruido y generación de los vectores $\hat{u}_{k,i}(n) = \hat{h}_{k,i}(n)$ para *n* perteneciente a l_u, y de los vectores $\hat{b}_{k,i}(n) = \hat{h}_{k,i}(n)$ para *n* perteneciente a l_b,
• cálculo de los vectores de señal útil $\hat{\boldsymbol{u}}_i(n)$ a partir de $\hat{u}_{k,i}(n)$, y de los vectores de ruido $\hat{\boldsymbol{b}}_i(n)$ a partir de $\hat{b}_{k,i}(n)$,
• estimación de una matriz $\hat{R}_{XX}$ de correlación de la señal total, con

$$\hat{R}_{XX} = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=0}^{N_{TS}-1} \left(\sum_{n \in l_u} \hat{\boldsymbol{u}}_i(n)\hat{\boldsymbol{u}}_i(n)^H + \sum_{n \in l_b} \hat{\boldsymbol{b}}_i(n)\hat{\boldsymbol{b}}_i(n)^H \right)$$

• estimación del vector de señal útil media:

$$\hat{\boldsymbol{u}}_m(n) = \frac{1}{N_{TS}} \sum_{i=0}^{N_{TS}-1} \hat{\boldsymbol{u}}_i(n),$$

• estimación de una matriz $\hat{R}_{SS}$ de correlación de la señal útil recibida:

$$\hat{R}_{SS} = \sum_{n \in l_u} \hat{\boldsymbol{u}}_m(n)\hat{\boldsymbol{u}}_m(n)^H,$$

• cálculo de la matriz $\hat{R}$:

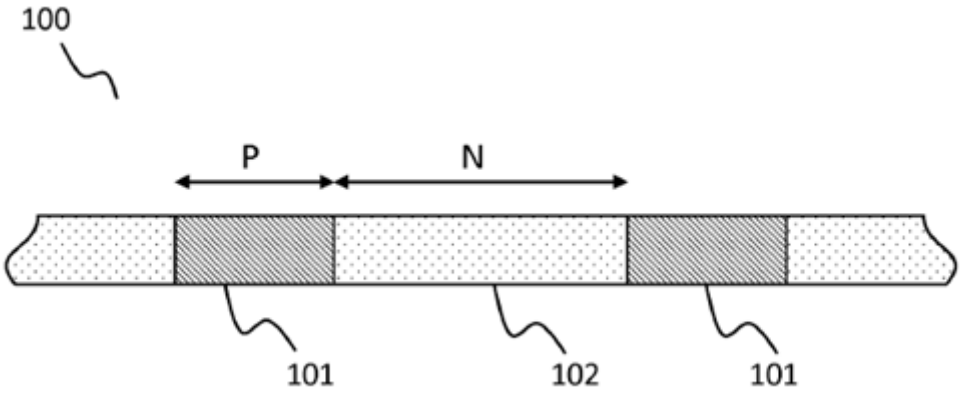
$$\hat{R} = \frac{1}{L_{TS}} \left(\hat{R}_{XX} - \hat{R}_{SS} \right).$$

8. Receptor (110) multivía que permite la recepción y ecualización antiperturbación de una señal que comprende al menos una secuencia de aprendizaje (101) formada por símbolos conocidos y al menos una secuencia de datos útiles (102) formada por símbolos desconocidos, estando dicho receptor configurado para realizar la recepción de la señal en cada una de sus vías, transponer y discretizar la señal multivía en una señal multivía equivalente de banda base discretizada (401), y que está **caracterizado porque** comprende al menos un equipo (130) de tratamiento de la señal configurado para implementar un procedimiento de recepción y ecualización antiperturbación ejecutando las etapas de:

- sincronización (402) de la señal multivía de banda base discretizada,
- cálculo (403) de una respuesta impulsional en el dominio de la frecuencia del canal multivía $\hat{\boldsymbol{h}}(f)$ y de una matriz $\hat{R}$ de correlación del ruido y de las interferencias, a partir de al menos una parte correspondiente a una secuencia de aprendizaje de dicha señal multivía sincronizada,
- transposición en el dominio de la frecuencia (404) de al menos una parte correspondiente a una secuencia de datos útiles de la señal multivía sincronizada y filtrado (405) mediante el vector w(f), con

$$\boldsymbol{w}(f) = \frac{\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)}{1 + \hat{\boldsymbol{h}}(f)^{H}\hat{R}^{-1}\hat{\boldsymbol{h}}(f)},$$

siendo la señal resultante de dicho filtrado una señal monovía en el dominio de la frecuencia, y
- transposición (406) en el dominio del tiempo de dicha señal monovía.



Técnica anterior

Fig. 1a

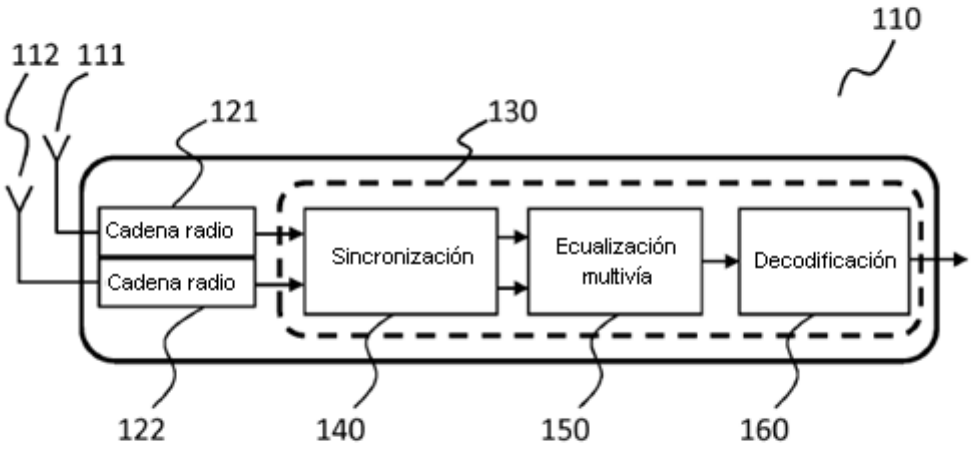


Fig. 1b

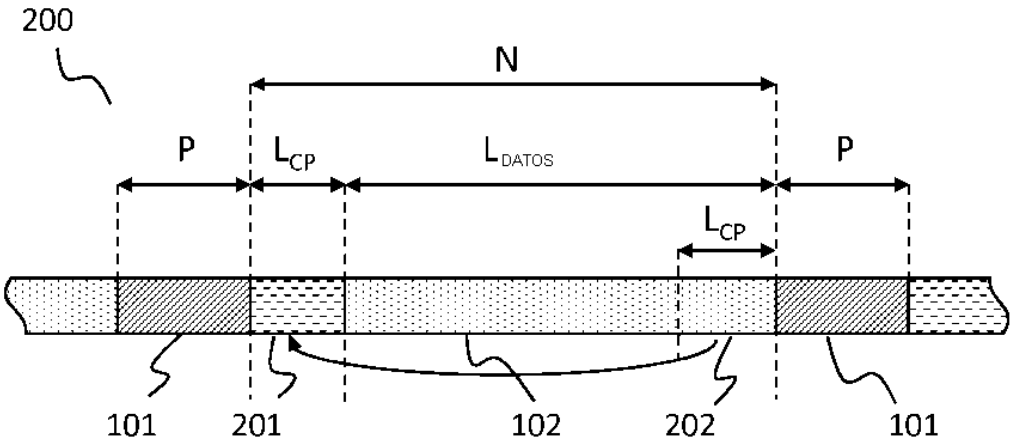

200
N
P
L_{CP}
L_{DATOS}
P
L_{CP}
101
201
102
202
101

Fig. 2a

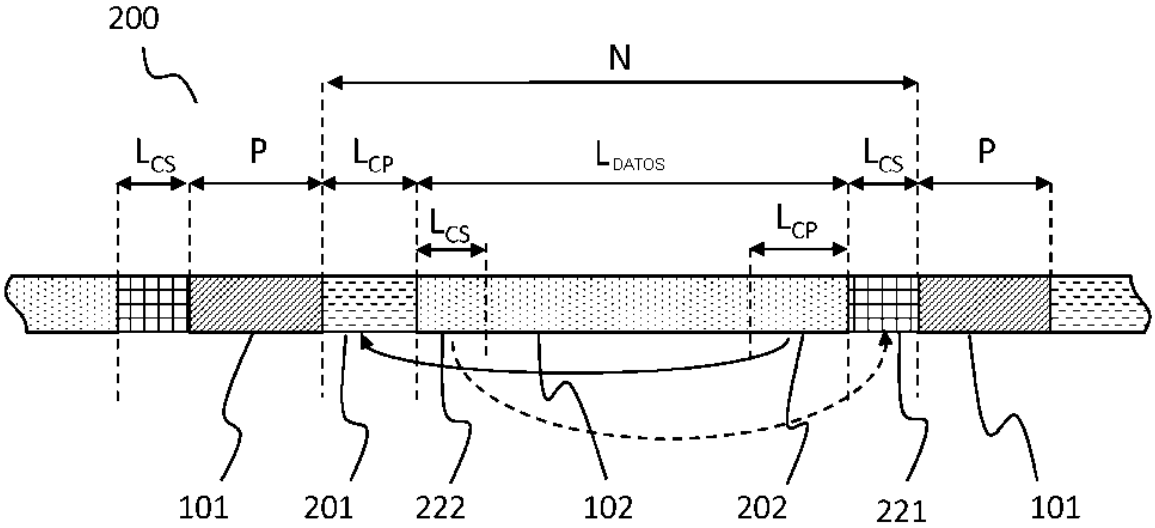

200
N
L_{CS}
P
L_{CP}
L_{DATOS}
L_{CS}
P
L_{CS}
L_{CP}
101
201
222
102
202
221
101

Fig. 2b

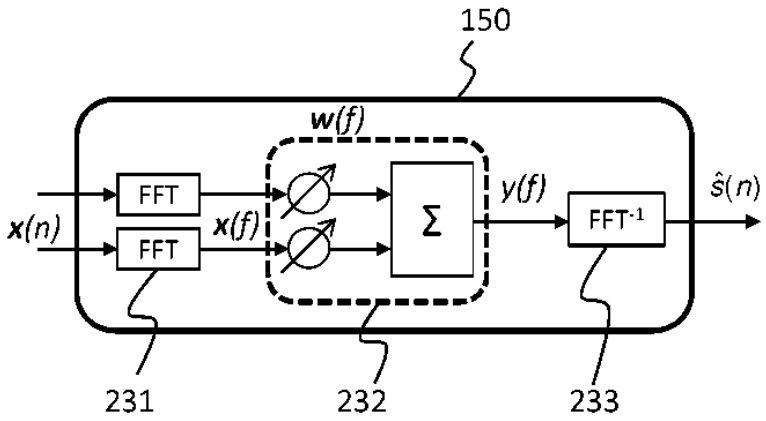

150
w(f)
FFT
FFT
x(n)
x(f)
Σ
y(f)
FFT-1
ŝ(n)
231
232
233

Fig. 2c

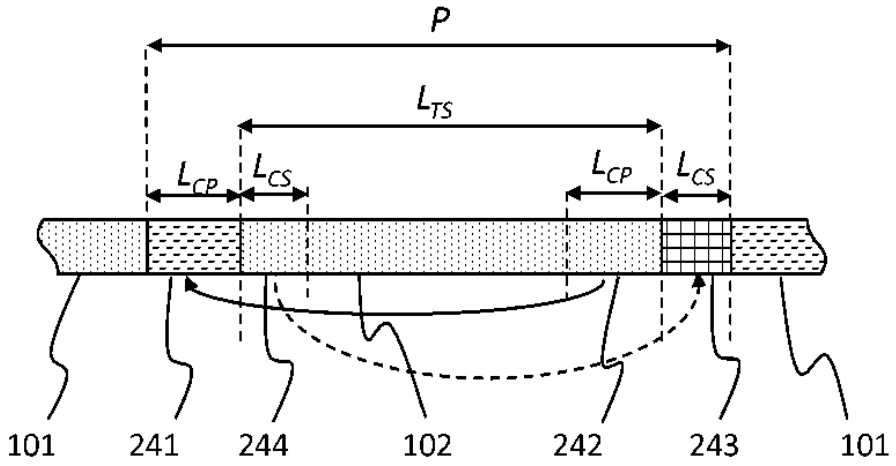

P
LTS
LCP
LCS
LCP
LCS
101
241
244
102
242
243
101

Fig. 2d

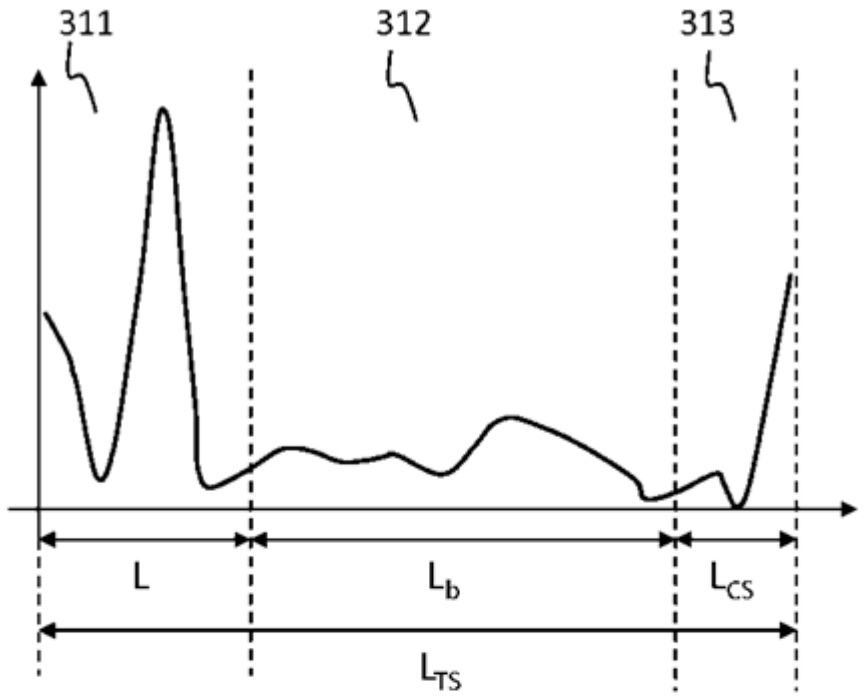


Fig. 3a

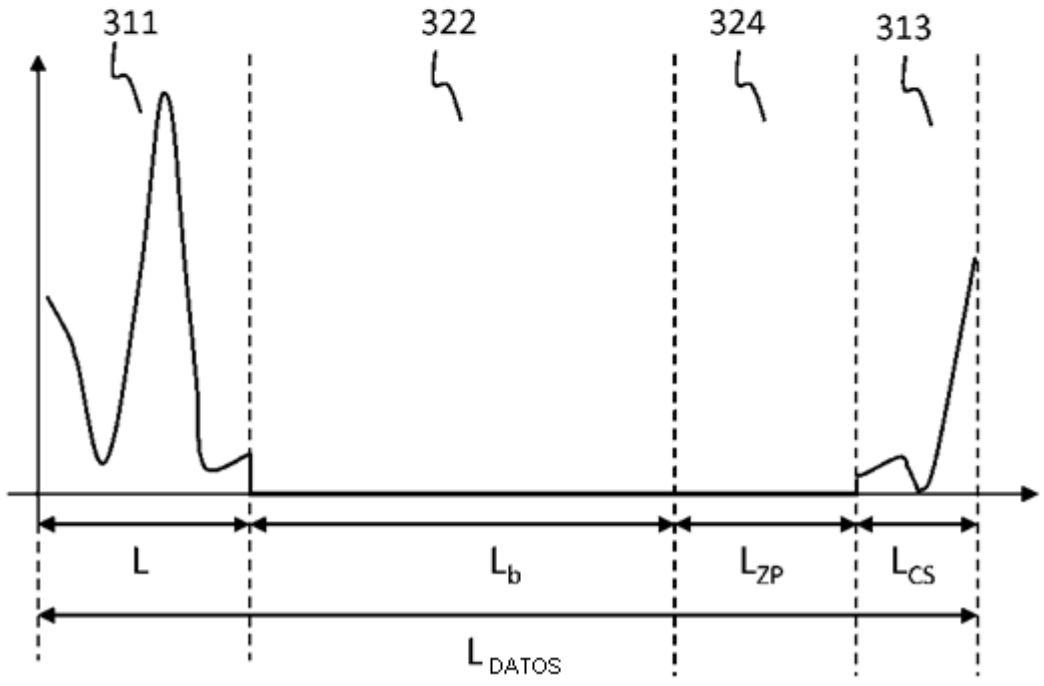


Fig. 3b

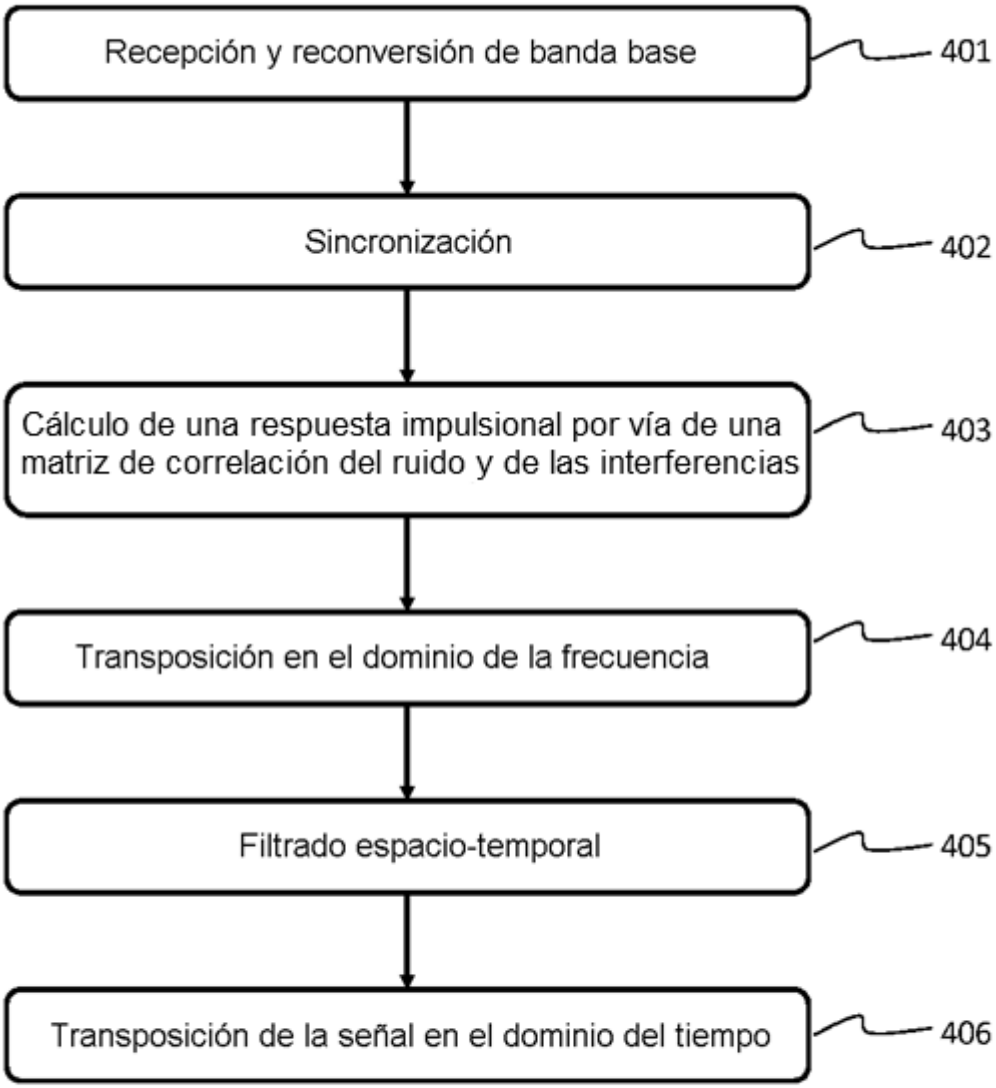

Recepción y reconversión de banda base
401
Sincronización
402
Cálculo de una respuesta impulsional por vía de una matriz de correlación del ruido y de las interferencias
403
Transposición en el dominio de la frecuencia
404
Filtrado espacio-temporal
405
Transposición de la señal en el dominio del tiempo
406

Fig. 4