

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 378 948**

51 Int. Cl.:
H04L 27/26 (2006.01)
H04L 25/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **09812716 .0**
96 Fecha de presentación: **14.09.2009**
97 Número de publicación de la solicitud: **2327191**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **01.06.2011**

54 Título: **Método de estimación ciega de parámetros de señal OFDM por filtrado adaptado**

30 Prioridad:
15.09.2008 FR 0856197

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
19.04.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
19.04.2012

73 Titular/es:
**Commissariat à l'Énergie Atomique et aux
Énergies Alternatives
Bâtiment "Le Ponant D" 25, rue Leblanc
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es:
**BOUZEGZI, Abdelaziz;
JALLON, Pierre y
CIBLAT, Philippe**

74 Agente/Representante:
Pérez Barquín, Eliana

ES 2 378 948 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Método de estimación ciega de parámetros de señal OFDM por filtrado adaptado

5 Campo técnico

La presente invención se refiere a un método de estimación ciega de parámetros de señal OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*).

10 Antecedentes de la invención

La modulación OFDM es habitual en el estado de la técnica y se emplea en numerosos sistemas de telecomunicación como DVB-T, ADSL, Wi-Fi (IEEE 802 a/g), WiMax (IEEE 802.16). Presenta la ventaja de una buena eficacia espectral y de una buena protección contra los desvanecimientos selectivos en frecuencia.

15 Se recuerda que en un sistema OFDM, los símbolos de información a transmitir se agrupan por bloques de N símbolos, donde N es por lo general una potencia de 2, los símbolos OFDM obteniéndose al realizar una IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) sobre dichos bloques de símbolos de información. De manera general, se añade un prefijo cíclico al inicio de cada símbolo OFDM para que absorba la interferencia inter-símbolo o ISI y facilite la ecualización en la recepción. La señal OFDM formada por estos símbolos OFDM puede eventualmente a
20 continuación desplazarse en frecuencia.

De manera general, la señal emitida por un sistema OFDM se puede representar en banda da base mediante:

$$s_n(t) = \frac{\sqrt{E}}{N} \sum_k g(t - k(N + D)T_c) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} e^{-2\pi \frac{n}{NT_c} (t - DT_c - k(N+D)T_c)} \quad (1)$$

25 donde E es la potencia de la señal, N es el número de portadoras del múltiplex OFDM, $a_{k,n}$ son los símbolos de información relativos al bloque k , que pertenecen a un alfabeto de modulación M -ario, habitualmente BPSK, QPSK o QAM, $1/T_1$ es la velocidad de los símbolos de información donde T_1 es el tiempo « fragmento » o « chip », D es el tamaño del prefijo cíclico expresado en número de fragmentos, $g(t)$ es un pulso de conformación de los símbolos OFDM que tiene un soporte temporal $[0, (N + D)T_1]$ destinado a corregir la aberración el espectro de la señal.

30 En la figura 1 se ha representado de manera esquemática una señal OFDM. Esta se compone de una secuencia de símbolos OFDM, cada símbolo presentando un tiempo total $(N + D)T_1$ que incluye un tiempo útil NT_1 y un intervalo de guarda de tiempo $T_{prefij} = DT_1$, en el que se encuentra el prefijo cíclico. Hay que recordar que, de manera clásica, el prefijo cíclico es una copia del final del símbolo OFDM en el interior del intervalo de guarda. En algunos sistemas OFDM, los prefijos cíclicos simplemente se omiten, dicho de otro modo, las partes útiles de los símbolos se separan mediante unos intervalos de guarda « vacíos ». Esta técnica de transmisión también permite eliminar la interferencia entre símbolos, pero no hace sencilla la ecualización de la señal.

40 Tras la propagación por el canal de transmisión, la señal OFDM recibida por el receptor se puede expresar mediante:

$$y(t) = h \otimes s_n(t) + b(t) \quad (2)$$

45 donde $h \otimes s_n$ es la convolución entre la señal OFDM emitida, $s(t)$ es la respuesta impulsional del canal de transmisión $h(t)$ y $b(t)$ es una función aleatoria que describe el ruido. Se dará por supuesto que la longitud de la respuesta impulsional es inferior a la duración del intervalo de guarda, de tal modo que se podrá hacer abstracción de la interferencia entre símbolos (ISI).

50 La figura 2 representa de manera esquemática la estructura de un receptor OFDM.

Tras la eventual demodulación en banda base, la señal recibida se muestra en la etapa 210 en la frecuencia chip, a continuación las muestras se someten a una conversión serie/paralelo en la etapa 220 para formar unos bloques de $N + D$ muestras. Las D primeras muestras que corresponden al intervalo de guarda se rechazan y el bloque de las N muestras restantes que corresponden a la parte útil del símbolo OFDM se somete a una FFT en la etapa 230. Los símbolos demodulados que se obtienen se someten a continuación a una conversión serie en la etapa 240.

60 En definitiva, dando por supuesto que el receptor está bien sincronizado en tiempo y en frecuencia, los símbolos demodulados se pueden expresar mediante:

$$\hat{a}_{k,n} = h_n a_{k,n} + b_{k,n} \quad (3)$$

donde h_n es un coeficiente complejo que depende de la respuesta impulsional del canal de transmisión y $b_{k,n}$ es una variable aleatoria que representa una muestra de ruido.

5 El buen funcionamiento de este receptor exige una sincronización precisa en tiempo y en frecuencia. En efecto, se entiende que una mala sincronización en tiempo implicará un deslizamiento temporal progresivo de la ventana de truncamiento y una mala sincronización en frecuencia, una rotación de fase de las muestras, pudiendo representarse mediante un factor multiplicativo $e^{2i\pi\Delta f n T_1}$ donde Δf es la desviación de frecuencia entre la frecuencia de demodulación del receptor y la frecuencia portadora del múltiplex OFDM.

10 La sincronización temporal y frecuencial del receptor se realiza por lo general mediante la obtención de una secuencia de aprendizaje.

15 El funcionamiento de este detector implica evidentemente que se conozcan los parámetros de la señal OFDM transmitida (dicho de otro modo, los parámetros de los símbolos OFDM). Por parámetros de la señal OFDM se entiende aquí el número N de sub-portadoras, la duración útil NT_1 de un símbolo o de manera equivalente la separación frecuencial $1/NT_1$ entre sub-portadoras, la duración del intervalo de guarda DT_1 y/o el periodo de repetición $(N + D) T_1$ de estos símbolos.

20 En muchas ocasiones el receptor no conoce *a priori* los parámetros de la señal OFDM y se debe proceder a su estimación ciega, de forma previa a cualquier demodulación.

25 Se han propuesto varios métodos para ello. Estos sacan provecho de la presencia del prefijo cíclico en la señal OFDM y las propiedades de cicloestacionalidad que se derivan de esta. Los estimadores de los parámetros se basan en la función de autocorrelación de la señal OFDM. Se puede encontrar un ejemplo de un método de estimación de este tipo en el artículo de P. Liu y otros, titulado « A blind time-parameters estimation scheme for OFDM in multipath channel », publicado en Proc. 2005 Intal. Conference on Information, Communications and Signal Processing, vol. 1, págs. 242-247, 23-26 sept. 2005.

30 Estos métodos de estimación presentan, no obstante, el inconveniente de requerir la obtención de un número elevado de símbolos OFDM para realizar el cálculo de la función de autocorrelación. Además, estos métodos no funcionan en el caso, mencionado con anterioridad, en el que la señal OFDM carece de prefijos cíclicos. Estos no funcionan bien e incluso no funcionan en absoluto cuando la relación entre la duración del prefijo y la del símbolo OFDM, $D/(D + N)$, es baja. En efecto, en este caso el pico secundario de la función de autocorrelación, debido a la cicloestacionalidad de la señal, se difumina e incluso desaparece en el ruido. Resulta entonces imposible determinar con precisión el intervalo entre el pico principal y el pico secundario que permite estimar el parámetro NT_1 .

40 El objetivo de la presente invención es, por lo tanto, proponer un método de estimación ciega de parámetros de una señal OFDM que no presenta los inconvenientes ya comentados.

Un objetivo secundario de la presente invención es permitir una sincronización temporal y frecuencial del receptor OFDM que sea rápida y no precise ninguna secuencia de aprendizaje.

Descripción de la invención

45 La presente invención se define como un método de estimación ciega de al menos un parámetro de una señal OFDM formada por una secuencia de símbolos OFDM, la señal OFDM demodulándose en banda base y a continuación muestreándose durante un periodo de observación.

50 De acuerdo con un primer modo de realización, se forma un vector \mathbf{y} de las muestras que se obtienen de este modo, y se construye una matriz \mathbf{H}_θ para una multitud de valores posibles de dicho parámetro, representativa de una modulación OFDM utilizada para generar dicha señal, dicha matriz dependiendo de dicho parámetro, y se calcula el

$$J(\hat{\theta}) = \frac{\|\mathbf{H}_\theta^H \mathbf{y}\|^2}{\|\mathbf{H}_\theta^H \mathbf{H}_\theta\|_F}$$

55 valor de una función objetivo por último se selecciona como estimación de dicho parámetro dicho valor posible de parámetro que realiza el máximo de la función objetivo.

Dicho parámetro es, por ejemplo, característico de la longitud útil de dichos símbolos OFDM.

De acuerdo con otro ejemplo, el método ya mencionado estima de manera conjunta un conjunto de parámetros de la

señal OFDM, buscándose el máximo de la función objetivo para un conjunto de valores posibles respectivos de estos parámetros, realizando el conjunto de dichos valores posibles el máximo de la función objetivo que da los respectivos valores estimados de estos parámetros.

5 Dicho conjunto de parámetros puede estar formado por el número de sub-portadoras del múltiplex OFDM, por la longitud útil y por la duración de prefijo de dichos símbolos OFDM.

De acuerdo con un segundo modo de realización, se construye una matriz, para una multitud de valores posibles de dicho parámetro, representativa de una modulación OFDM utilizada para generar dicha señal, dependiendo dicha matriz de dicho parámetro y, para cada valor posible del parámetro, se prueba una multitud de valores posibles de una desviación temporal entre el inicio del periodo de observación y el inicio de un símbolo OFDM, eliminando para cada valor posible de dicha desviación temporal un número correspondiente de primeras líneas de dicha matriz y el mismo número de primeros elementos de dicho vector para formar una matriz troncada H_{θ} y un vector troncado y , se

$$J(\tilde{\theta}) = \frac{\|H_{\tilde{\theta}}^H y\|^2}{\|H_{\tilde{\theta}} H_{\tilde{\theta}}^H\|_F}$$

15 calcula el valor de una función objetivo donde $\|\cdot\|$ es la norma euclidiana, $\|\cdot\|_F$ es la norma de Frobenius, y se selecciona como estimación de dicho parámetro y como estimación de la desviación temporal, el par de los valores posibles del parámetro y de la desviación que realiza el máximo de la función objetivo.

Por ejemplo, dicho parámetro es característico de la longitud útil de dichos símbolos OFDM.

20 De acuerdo con otro ejemplo, el método de estimación estima de manera conjunta un conjunto de parámetros de la señal OFDM, buscándose el máximo de la función objetivo para un conjunto de valores posibles respectivos de estos parámetros y un valor de la desviación temporal, realizando el conjunto de dichos valores posibles de los parámetros y de la desviación temporal el máximo de la función objetivo que da los valores estimados respectivos de estos parámetros y de esta desviación.

25 Por ejemplo, dicho conjunto de parámetros está formado por el número de sub-portadoras del múltiplex OFDM, por la longitud útil y por la duración de prefijo de dichos símbolos OFDM.

De acuerdo con un tercer modo de realización, se construye una matriz representativa de una modulación OFDM utilizada para generar dicha señal, dependiendo dicha matriz de dicho parámetro así como de una desviación frecuencial entre la portadora de la señal OFDM y la frecuencia utilizada para demodularlo en banda base, y, para cada valor posible del parámetro, se prueba una multitud de valores posibles de dicha desviación frecuencial, y se

$$J(\tilde{\theta}) = \frac{\|H_{\tilde{\theta}}^H y\|^2}{\|H_{\tilde{\theta}} H_{\tilde{\theta}}^H\|_F}$$

30 calcula el valor de una función objetivo donde $\|\cdot\|$ es la norma euclidiana, $\|\cdot\|_F$ es la norma de Frobenius, y se selecciona como estimación de dicho parámetro y como estimación de la desviación frecuencial, el par de los valores posibles del parámetro y de la desviación que realiza el máximo de la función objetivo.

Por ejemplo, dicho parámetro es característico de la longitud útil de dichos símbolos OFDM.

40 De acuerdo con otro ejemplo, dicho método estima de forma conjunta un conjunto de parámetros de la señal OFDM, buscándose el máximo de la función objetivo para un conjunto de respectivos valores posibles de estos parámetros y un valor de la desviación frecuencial, realizando el conjunto de dichos valores posibles de los parámetros y de la desviación frecuencial el máximo de la función objetivo que da los respectivos valores estimados de estos parámetros y de esta desviación.

45 Dicho conjunto de parámetros está formado, en particular, por el número de sub-portadoras del múltiplex OFDM, por la longitud útil y por la duración de prefijo de dichos símbolos OFDM.

Breve descripción de los dibujos

50 Se mostrarán otras características y ventajas de la invención en la descripción de un modo de realización preferente de la invención, que se hace en referencia a las figuras que se adjuntan entre las que:

- La figura 1 ilustra de manera esquemática una señal OFDM;
- La figura 2 ilustra de manera esquemática un receptor OFDM habitual en el estado de la técnica;
- 55 - La figura 3 ofrece un diagrama de flujo de un método de estimación de parámetros de una señal OFDM de acuerdo con un primer modo de realización de la invención;
- La figura 4 ofrece un diagrama de flujo de un método de estimación de parámetros de una señal OFDM de acuerdo con un segundo modo de realización de la invención;

- La figura 5 ofrece un diagrama de flujo de un método de estimación de parámetros de una señal OFDM de acuerdo con un tercer modo de realización de la invención;
- La figura 6 ilustra los resultados relativos de un método de estimación de parámetro de señal OFDM de acuerdo con la invención y de un método de estimación habitual en el estado de la técnica.

5

Descripción detallada de modos particulares de realización

A continuación consideraremos el caso de un sistema de telecomunicación que utiliza una modulación OFDM. Daremos por supuesto que la señal OFDM emitida tiene la forma dada por la expresión (1) y que los símbolos OFDM pueden contener o no un prefijo. En aras de la simplificación, consideraremos que estos contienen un prefijo, pero que este puede estar vacío ($D = 0$).

10

Nos situaremos en el marco de una estimación ciega de al menos un parámetro de la señal OFDM, en particular de un parámetro de modulación OFDM, como el número de sub-portadoras, la distancia frecuencial entre estas sub-portadoras o de manera equivalente el tiempo duración útil de los símbolos OFDM. El conjunto de los parámetros a estimar está representado por un vector θ , por ejemplo $\theta = (N, DT_c, NT_c)$. En algunos casos, este conjunto se puede reducir a uno solo. Por ejemplo, el número N de portadoras y el tiempo del símbolo OFDM $T_s = (N + D)T_c$ pueden conocerse, el parámetro a estimar a ciegas siendo el tiempo útil NT_c o la distancia entre sub-portadoras $1/NT_c$.

15

20

La señal que recibe el receptor se puede expresar, tras la demodulación en banda base y el muestreo en una frecuencia $1/T_e$ superior a la frecuencia de Nyquist $1/T_c$, mediante:

$$y(m) = \sum_{l=0}^L \lambda_l s_a(m - \tau_l) + b(m) \tag{4}$$

25

donde las λ_l y τ_l son respectivamente los coeficientes complejos de atenuación y los retardos asociado a los diferentes trayectos del canal expresados en números de muestras, L es el número total de trayectos y $b(m) = b(mT)$ donde $b(t)$ es un ruido blanco aditivo gaussiano.

30

Sin querer perder generalidad, pero en aras de la simplificación, nos ceñiremos a continuación al caso de una canal monotrayecto. En este caso, se puede mostrar que la ecuación (4) se simplifica:

$$y(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} e^{-2i\pi \frac{n}{NT_c} (mT_e - DT_c - k(N+D)T_c)} g(mT_e - k(N+D)T_c) + b(m) \tag{4'}$$

35

tomando como referencia de tiempo el inicio de un símbolo OFDM. De manera equivalente, esta ecuación se puede expresar con la forma matricial

$$y = H_\theta a + b \tag{5}$$

40

donde $y = (y(0), y(1), \dots, y(M-1))^T$, $(.)^T$ representa la operación de transposición, $M = \lceil T_o/T_e \rceil$ donde T_o es la longitud de la ventana de observación de la señal OFDM y $\lceil x \rceil$ es el mayor entero inferior o igual a x , $a_k = (a_{k,0}, a_{k,1}, \dots, a_{k,M-1})^T$ y $a = (a_0^T, a_1^T, \dots, a_{K-1}^T)^T$ con $K = \lceil T_o/T_s \rceil$ y $\lceil x \rceil$ es el menor entero superior o igual a x , $b = (b(0), b(1), \dots, b(M-1))^T$. Dicho de otro modo, y es el vector de tamaño M formado por unas muestras recibidas en banda base, a es un vector de tamaño KN representativo de la secuencia de los KN símbolos de modulación $a_{k,n}$ que modulan a las sub-portadoras $n = 0, \dots, N-1$ de los símbolos OFDM $k = 0, \dots, K-1$ en la ventana de observación, y b es el vector formado por unas muestras de ruido.

45

50

De manera general, la matriz H_θ es representativa del canal y de la modulación OFDM, esta modulación estando parametrizada por un conjunto θ de parámetros, por ejemplo θ es el triplete $\theta = (N, DT_c, NT_c)$. Nos situaremos en el caso de un canal con desvanecimiento uniforme (*flat fading channel*). La matriz H_θ entonces solo es representativa de la modulación OFDM. De manera más precisa, si se puede llegar a la función de conformación $g(t)$ mediante una función ventana, los elementos de la matriz H_θ son nulos con la excepción de los que se definen en un factor multiplicativo mediante:

$$H_\theta(m, k_m N + n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-2i\pi mn \frac{T_c}{NT_c}} e^{2i\pi n(k_m+1) \frac{DT_c}{NT_c}} \tag{6}$$

donde $m = 0, \dots, M-1, n = 0, \dots, N-1$ y donde k_m es el entero único que verifica:

$$m \frac{T_e}{T_s} - 1 < k_m \leq m \frac{T_e}{T_s} \quad (7)$$

5 De este modo, la matriz H_{θ} , de tamaño $M \times KN$, tiene una estructura por bloques, el tamaño de cada bloque siendo $[T_s/T_e] \times N$.

En el contexto de una estimación ciega, el receptor OFDM solamente conoce unos vectores y , estando cada vector formado por unas muestras de la señal OFDM, demodulado en banda base y teniendo en cuenta durante una ventana de observación. El receptor naturalmente también conoce la frecuencia de muestreo $1/T_e$ utilizada para muestrear la señal OFDM en banda base y la anchura T_0 de la ventana de observación.

La idea sobre la que se basa la invención es encontrar la matriz $H_{\bar{\theta}}^H$ que tiene una forma de acuerdo con (6), esto es cuyos elementos no nulos vienen dados por:

$$H_{\bar{\theta}}(m, \bar{k}_m \bar{N} + n) = \frac{1}{\sqrt{\bar{N}}} e^{-2i\pi nm \frac{T_e}{NT_e}} e^{2i\pi n(\bar{k}_m + 1) \frac{DT_e}{NT_e}} \quad (8)$$

donde se anotan como $\bar{N}, \bar{NT}_e, \bar{DT}_e$ los valores de parámetros procedentes de $\bar{\theta}$, y que maximiza $\|H_{\bar{\theta}}^H y\|$ con una cierta restricción, $\|x\|$ representando aquí la norma euclidiana del vector x . Esta restricción tiene como objetivo normalizar la matriz $H_{\bar{\theta}}$ en el sentido de una determinada norma que se describe más adelante.

De manera más precisa, se propone utilizar la siguiente función objetivo:

$$J(\bar{\theta}) = \frac{E\{\|H_{\bar{\theta}}^H y\|^2\}}{\|H_{\bar{\theta}} H_{\bar{\theta}}^H\|_F} \quad (9)$$

donde $\|A\|_F = \sqrt{\text{Tr}(A^H A)}$ es la norma de Frobenius de la matriz A , $\text{Tr}(\cdot)$ designa la huella y $E\{\cdot\}$ indica aquí el valor medio tomado en los vectores y , es decir en una secuencia de ventanas de observación.

No obstante, en la práctica, salvo que se conozca la duración del símbolo OFDM $T_s = (N + D)T_c$ y se seleccione una longitud de frecuencia de observación T_0 múltiplo de esta duración, las ventanas consecutivas de observación no se ponen en marcha con el mismo retardo con respecto al inicio de un símbolo OFDM y se limita a tomar un valor instantáneo en el numerador, esto es:

$$J(\bar{\theta}) = \frac{\|H_{\bar{\theta}}^H y\|^2}{\|H_{\bar{\theta}} H_{\bar{\theta}}^H\|_F} \quad (9')$$

Se puede mostrar que en ausencia de ruido la función objetivo $J(\bar{\theta})$ posee la propiedad siguiente:

$$J(\bar{\theta}) \leq J(\theta) = \|H_{\theta} H_{\theta}^H\|_F \quad (10)$$

donde H_{θ} es la matriz de acuerdo con la expresión (6) que se utiliza para el transmisor OFDM, es decir que corresponde a los parámetros θ de la señal OFDM efectivamente transmitida.

La prueba de la propiedad (10) se obtiene suponiendo que los símbolos $a_{k,n}$ son unas variables aleatorias independientes y distribuidas de forma idéntica. En estas condiciones la matriz de covarianza de a es $E\{aa^H\} = I_{KN}$ donde $E\{\cdot\}$ significa aquí el valor medio en los símbolos $a_{k,n}$ e I_{KN} es la matriz identidad de tamaño $KN \times KN$.

Tenemos entonces que:

$$E \left\{ \left\| \mathbf{H}_{\theta}^H \mathbf{y} \right\|^2 \right\} = \text{Tr} \left(\mathbf{H}_{\theta}^H \mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H \mathbf{H}_{\theta} \right) \quad (11)$$

5 Hay que recordar que, en esta expresión, θ corresponde a los parámetros de la señal OFDM transmitida y $\bar{\theta}$ a los parámetros probados.

La propiedad (10) se deriva de la siguiente desigualdad, consecuencia de la desigualdad de Cauchy-Schwarz aplicada a la norma de Frobenius para dos matrices cualquiera A y B:

10

$$\left\| \mathbf{A}^H \mathbf{B} \right\|_F^2 \leq \left\| \mathbf{A}^H \mathbf{A} \right\|_F \left\| \mathbf{B}^H \mathbf{B} \right\|_F \quad (12)$$

En efecto, aplicando (12) a las matrices $\mathbf{A} = \mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H$ y $\mathbf{B} = \mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H$ y teniendo en cuenta a (11), tenemos que:

15

$$E \left\{ \left\| \mathbf{H}_{\theta}^H \mathbf{y} \right\|^2 \right\} \leq \left\| \mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H \right\|_F \left\| \mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H \right\|_F \quad (13)$$

La igualdad alcanzándose solo si $\mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H = \mathbf{H}_{\bar{\theta}} \mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H$. Por la propia forma de las matrices \mathbf{H}_{θ} esta igualdad solo se verifica a sí misma si $\theta = \bar{\theta}$.

20 En definitiva, de acuerdo con el primer modo de realización de la invención la estimación $\hat{\theta}$ viene dada por:

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\bar{\theta}} \left(J(\bar{\theta}) \right) \quad (14)$$

25 La figura 3 ilustra de manera esquemática el diagrama de flujo de un método de estimación de al menos un parámetro de señal OFDM de acuerdo con un primer modo de realización de la invención.

En la etapa 310, la señal OFDM se demodula en banda base, a continuación se muestra en la etapa 320 en una frecuencia $1/T_e$ superior a la frecuencia de Nyquist. Por lo general se conoce el orden de magnitud de $1/T_c$ dicho de otro modo, la anchura de banda de la señal OFDM, lo que, por lo tanto, permite seleccionar la frecuencia de muestreo.

30 En la etapa 330, se selecciona un bloque de M muestras complejas que corresponden a una ventana de observación con una anchura dada T_0 . Si se conoce la duración T_s del símbolo OFDM, esta anchura se selecciona de manera ventajosa como un múltiplo de T_s .

35 En la etapa 340, se construye el vector \mathbf{y} a partir de las M muestras complejas.

En la etapa 350, se inicializan los parámetros a probar θ , así como el valor $J_{m\acute{a}x}$, por ejemplo $J_{m\acute{a}x} = 0$.

40 A continuación se entra en un bucle iterativo en el que se hace que los parámetros a probar θ varíen dentro de un bloque predeterminado.

45 En la etapa 360 se calcula la matriz $H_{\bar{\theta}}$ a partir de la expresión (8), los valores que intervienen en esta expresión siendo, según el caso, o bien conocidos por el receptor o bien suministrados por $\bar{\theta}$. Se calcula a continuación la norma de Frobenius de la matriz $H_{\bar{\theta}} H_{\bar{\theta}}^H$.

En la etapa 363 se calcula la norma euclidiana del vector $\mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H \mathbf{y}$.

En la etapa 365 se calcula el valor de $\left\| \mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H \mathbf{y} \right\|^2$, a continuación el valor J que toma la función objetivo, esto es

$$J = \frac{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H \mathbf{y}\|^2}{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}} \mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H\|_F}$$

En la etapa 370 se prueba si el valor obtenido de este modo es superior a $J_{m\acute{a}x}$. En caso afirmativo, se actualiza en la etapa 375 el valor $J_{m\acute{a}x}$ por el valor J y se almacenan en la memoria los parámetros probados $\bar{\theta}$.

A continuación en la etapa 380 se prueba si se ha recorrido por completo el bloque de parámetros y, en caso negativo, se hace que $\bar{\theta}$ varíe, por ejemplo mediante incremento, y se vuelve a la etapa de cálculo 360.

El valor estimado $\hat{\theta}$ de los parámetros se lee en la memoria en la etapa 390.

El anterior método de estimación da buenos resultados cuando el inicio de la ventana de observación coincide con el inicio de un símbolo OFDM. Sin embargo, por regla general la ventana de observación no está sincronizada con un símbolo OFDM, sino que presenta una desviación τ en el inicio de este símbolo.

En este caso, la señal OFDM recibida se puede expresar como:

$$\tilde{y}(m) = y(m - \tau_e) \tag{15}$$

donde $y(m)$ viene dado por la expresión (4') y $\tau_e = \left\lfloor \frac{\tau}{T_e} \right\rfloor$ es la desviación formulada en número de periodos de muestreo.

Con el fin de tratar la presencia de esta desviación temporal, el conjunto de parámetros $\bar{\theta}$ se incrementa con la desviación τ , el conjunto incrementado de este modo anotándose $\tilde{\theta} = \bar{\theta} \cup \{\tau\}$ y se define una nueva matriz $\mathbf{H}_{\tilde{\theta}}$ que se obtiene a partir de $\mathbf{H}_{\bar{\theta}}$ al suprimir las τ_e primeras líneas de esta matriz. La matriz $\mathbf{H}_{\bar{\theta}}$ es entonces una matriz de tamaño $(M - \tau_e) \times \bar{K}\bar{N}$ donde \bar{N} es el número de sub-portadoras suministrado por θ y $\bar{K} = \left\lceil \frac{T_0}{\bar{N}T_C + \bar{D}T_C} \right\rceil$. Del mismo modo, las τ_e primeras muestras de la ventana de observación no se tendrán en cuenta en el cálculo de la función de coste.

De manera similar a (9') se puede construir una función objetivo extendida $J(\tilde{\theta})$ que tiene en cuenta la desviación τ_e , esto es:

$$J(\tilde{\theta}) = \frac{\|\mathbf{H}_{\tilde{\theta}}^H \mathbf{y}\|^2}{\|\mathbf{H}_{\tilde{\theta}} \mathbf{H}_{\tilde{\theta}}^H\|_F} \tag{16}$$

Habrá que prestar atención al hecho de que en la expresión (16), el tamaño del vector \mathbf{y} depende de τ_e , ya que las τ_e primeras muestras se eliminan.

Se puede demostrar que $J(\tilde{\theta}) \leq J(\theta) = \frac{\|\mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H\|_F}{\|\mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H\|_F}$ y que la igualdad solo se alcanza si los parámetros de la señal OFDM se han estimado de manera correcta y si la señal OFDM está bien sincronizada, dicho de otro modo, si el valor de τ_e también es correcto.

La figura 4 ilustra de manera esquemática un método de estimación de parámetro OFDM de acuerdo con un segundo modo de realización de la invención.

Las etapas 410 a 450 son idénticas a las etapas 310 a 350 de la figura 3 y, por lo tanto, no se describirán de nuevo.

En la etapa 455 se inicializa el valor de desviación τ_e , por ejemplo en cero.

En la etapa 460 se calcula la matriz $H_{\bar{\theta}}$ y a continuación se deduce la matriz $H_{\bar{\theta}}$ mediante la supresión de las τ_e primeras líneas. Se calcula entonces la norma de Frobenius de $H_{\bar{\theta}}H_{\bar{\theta}}^H$.

En la etapa 463 se calcula la norma euclidiana $\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}\mathbf{y}\|^2$.

Se calcula a continuación en la etapa 465 el valor J de la función objetivo a partir de la expresión (16).

Tal y como ya se ha visto, si el valor J es superior al valor $J_{m\acute{a}x}$ actual, $J_{m\acute{a}x}$ se actualiza en el valor J . Los parámetros θ y la desviación τ_e correspondiente se almacenan en la memoria.

En la etapa 477 se prueba si τ_e ha alcanzado su valor máximo $\tau_{m\acute{a}x}$ y, en caso negativo, se le incrementa para volver a la etapa 460 de cálculo matricial. En caso afirmativo, se prueba en la etapa 480 si se ha recorrido todo el bloque de parámetros. Si este no es el caso, los parámetros θ se modifican en la etapa 485 y se vuelve a la etapa 455 para una nueva inicialización de la desviación.

Por el contrario, si se ha recorrido el bloque en su totalidad, se termina con la etapa 490 leyendo en la memoria la desviación τ_e y los parámetros $\bar{\theta}$ correspondientes. Estos valores dan respectivamente la estimación $\hat{\tau}_e$ de la desviación y la estimación, $\hat{\theta}$, de los parámetros.

El anterior método de estimación da buenos resultados cuando el demodulador en banda base del receptor OFDM está bien insertado en la portadora RF. En caso contrario, aparece una desviación de frecuencia Δf entre el receptor y el transmisor que puede introducir un error de estimación.

Con el fin de eliminar esta fuente de error, el conjunto de parámetros $\bar{\theta}$ se ve incrementado con la desviación de frecuencia normalizada $\delta f = \Delta f \cdot T_b$, el conjunto incrementado de este modo anotándose $\tilde{\theta} = \bar{\theta} \cup \{\delta f\}$ y se define una nueva matriz $H^{\tilde{\theta}}$ teniendo en cuenta las rotaciones de fase causadas por esta desviación de frecuencia, esto es:

$$H_{\tilde{\theta}}(m, k_m, \bar{N} + n) = \frac{1}{\sqrt{\bar{N}}} e^{-2\pi m T_c \frac{n + \delta f}{NT_c}} e^{2\pi n (k_m + 1) \frac{DT_c}{NT_c}} \quad (17)$$

donde se recuerda que \bar{N} , NT_b , DT_b son los valores procedentes de $\bar{\theta}$.

De manera similar a (9) se puede construir una función objetivo extendida $J(\bar{\theta})$ que tiene en cuenta la desviación de frecuencia, esto es:

$$J(\bar{\theta}) = \frac{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H \mathbf{y}\|^2}{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}} \mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H\|_F} \quad (18)$$

Se puede demostrar, tal y como se ha hecho con anterioridad, que $J(\bar{\theta}) \leq J(\theta) = \|\mathbf{H}_{\theta} \mathbf{H}_{\theta}^H\|_F$ y que la igualdad solo se alcanza si los parámetros de la señal OFDM se han estimado de manera correcta y si la desviación de frecuencia también es correcta, es decir si corresponde a la diferencia real entre la frecuencia de la portadora que se utiliza en la emisión y la frecuencia de demodulación.

La figura 5 ilustra de manera esquemática un método de estimación de parámetro OFDM de acuerdo con un tercer modo de realización de la invención.

Las etapas 510 a 550 son idénticas a las etapas 310 a 350 de la figura 3 y, por lo tanto, no se describirán de nuevo.

En la etapa 555 se inicializa el valor de desviación de frecuencia normalizada, por ejemplo en un valor negativo $-\delta f_{m\acute{a}x}$.

En la etapa 560 se calcula la matriz $H_{\bar{\theta}}$ de acuerdo con la expresión (17) y a continuación de acuerdo con la norma de Frobenius de $H_{\bar{\theta}}H_{\bar{\theta}}^H$.

En la etapa 563 se calcula la norma euclidiana $\|H_{\bar{\theta}}y\|^2$.

5 Se calcula a continuación en la etapa 565 el valor J de la función objetivo a partir de las expresión (18). Si este valor J es superior al valor $J_{m\acute{a}x}$ actual, $J_{m\acute{a}x}$ se actualiza en el valor J . Los parámetros $\bar{\theta}$ y la desviación δf correspondiente se almacenan en la memoria.

10 En la etapa 577 se prueba si δf ha alcanzado su valor máximo $\delta f_{m\acute{a}x}$ y, en caso negativo, se le incrementa, por ejemplo, con $1/v$, donde v es un entero predeterminado, antes de volver a la etapa 560 de cálculo matricial.

15 En caso afirmativo, se prueba en la etapa 580 si se ha recorrido todo el bloque de parámetros. Si este no es el caso, los parámetros θ se modifican en la etapa 585 y se vuelve a la etapa 555 para una nueva inicialización de la desviación de frecuencia.

Por el contrario, si se ha recorrido el bloque en su totalidad, se termina con la etapa 590 leyendo en la memoria la desviación δf y los parámetros $\bar{\theta}$ correspondientes. Estos valores dan respectivamente la estimación $\hat{\Delta f} = \delta f / T_c$ de la desviación y la estimación, $\hat{\theta}$, de los parámetros de la señal OFDM.

20 El experto en la materia entenderá que se pueden combinar las ventajas del segundo y del tercer modos de realización evaluando de manera conjunta la desviación temporal τ_e y la desviación frecuencial δf .

25 De este modo, de acuerdo con un cuarto modo de realización, se aumenta el conjunto de parámetros $\bar{\theta}$ a la vez con la desviación temporal τ_e y con la desviación frecuencial δf , el conjunto de parámetros aumentado de este modo notándose $\Theta = \theta \cup \{\tau_e\} \cup \{\delta f\}$ y se define una nueva matriz H_{Θ} que tiene en cuenta a la vez las rotaciones de fase causadas por la desviación de frecuencia y la desincronización causada por la desviación temporal. En otras palabras, la matriz H_{Θ} se obtiene al suprimir las τ_e primeras líneas de la matriz H_{θ} definida por (17). Se define entonces la función objetivo:

30

$$J(\Theta) = \frac{\|H_{\Theta}^H y\|^2}{\|H_{\Theta} H_{\Theta}^H\|_F} \quad (19)$$

donde se entiende que el vector y que aparece en (19) así como el que aparece en (16) está amputado de sus τ_e primeras componentes.

35

Aquí también se puede demostrar que $J(\Theta) \leq J(\theta) = \|H_{\theta} H_{\theta}^H\|_F$ y que la igualdad solo se alcanza si los parámetros de la señal OFDM se han estimado de manera correcta y si las desviaciones temporal y frecuencial también son correctas.

40 La aplicación, no ilustrada, de este cuarto modo de realización recurre, como en el segundo y tercer modos, a un bucle iterativo que permite recorrer un bloque de parámetros $\bar{\theta}$, pero también a un segundo y un tercer bucles imbricados que barren el intervalo de desviación temporal, por ejemplo $[0, \tau_{m\acute{a}x}]$, y el intervalo de desviación frecuencial, por ejemplo $[-\delta f_{m\acute{a}x}, \delta f_{m\acute{a}x}]$, el orden de estos dos bucles careciendo de importancia.

45 Al terminar el barrido, los valores de los parámetros $\bar{\theta}$ y los de las desviaciones temporal y frecuencial τ_e y δf , que realiza el máximo de la función objetivo, se leen en la memoria. Estas dan la estimación $\hat{\theta}$ así como la estimación de las desviaciones ya citadas.

50 La figura 6 representa los rendimientos relativos de los diferentes métodos de un parámetro OFDM (aquí el tiempo útil NT_1 de los símbolos OFDM) en términos de tasa de estimación correcta.

La curva 610 corresponde a un método de estimación de acuerdo con el estado de la técnica, por medio de la función de autocorrelación.

ES 2 378 948 T3

La curva 620 corresponde a un método de estimación de acuerdo con el segundo modo de realización de la invención, es decir que tiene en cuenta la desviación temporal.

5 La curva 630 corresponde a un método de estimación de acuerdo con el tercer modo de realización de la invención, es decir que tiene en cuenta la desviación frecuencial.

Se comprueba que desde el momento en que la relación señal a ruido es superior a -6 dB los métodos de estimación de acuerdo con el segundo o el tercer modo de realización de la invención dan unos resultados sensiblemente mejores a los que se obtienen con el método de estimación de acuerdo con el estado de la técnica.

REIVINDICACIONES

1. Método de estimación ciega de al menos un parámetro de una señal OFDM formada por una secuencia de símbolos OFDM, la señal OFDM demodulándose en banda base y a continuación muestreándose durante un periodo de observación, caracterizado porque se forma un vector \mathbf{y} de las muestras que se obtienen de este modo, y porque se construye una matriz $\mathbf{H}_{\bar{\theta}}$, para una multitud de valores posibles de dicho parámetro $|\bar{\theta}|$, representativa de una modulación OFDM utilizada para generar dicha señal, dicha matriz dependiendo de dicho parámetro, y porque

$$J(\bar{\theta}) = \frac{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H \mathbf{y}\|^2}{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}} \mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H\|_F}$$

se calcula el valor de una función objetivo donde $\|\cdot\|$ es la norma euclidiana, $\|\cdot\|_F$ es la

norma de Frobenius, y porque se selecciona como estimación $\{\hat{\theta}\}$ de dicho parámetro dicho valor posible de parámetro que realiza el máximo de la función objetivo.

2. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 1 caracterizado porque dicho parámetro es característico de la longitud útil de dichos símbolos OFDM.

3. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 1 caracterizado porque estima de forma conjunta un conjunto de parámetros de la señal OFDM, buscándose el máximo de la función objetivo para un conjunto de valores posibles respectivos de estos parámetros, realizando el conjunto de dichos valores posibles el máximo de la función objetivo que da los valores estimados respectivos de estos parámetros.

4. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 3 caracterizado porque dicho conjunto de parámetros está formado por el número $|N|$ de sub-portadoras del múltiplex OFDM, por la longitud útil $|NT_c|$ y por la duración de prefijo $|DT_c|$ de dichos símbolos OFDM.

5. Método de estimación ciega de al menos un parámetro de una señal OFDM formada por una secuencia de símbolos OFDM, demodulándose la señal OFDM en banda base y a continuación muestreándose durante un periodo de observación, caracterizado porque se forma un vector de las muestras que se obtienen de este modo, y porque se construye una matriz $|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}|$ para una multitud de valores posibles de dicho parámetro $|\bar{\theta}|$ representativa de una modulación OFDM utilizada para generar dicha señal, dicha matriz dependiendo de dicho parámetro, porque para cada valor posible del parámetro se prueba una multitud de valores posibles de una variación temporal (τ) entre el inicio del periodo de observación y el inicio de un símbolo OFDM, eliminando para cada valor posible de dicha variación temporal un número correspondiente de primeras líneas de dicha matriz y el mismo número de primeros elementos de dicho vector para formar una matriz truncada $\mathbf{H}_{\bar{\theta}}$ y un vector truncado \mathbf{y} , porque se calcula el valor de

$$J(\bar{\theta}) = \frac{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H \mathbf{y}\|^2}{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}} \mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H\|_F}$$

una función objetivo donde $\|\cdot\|$ es la norma euclidiana, $\|\cdot\|_F$ es la norma de Frobenius, y

porque se selecciona como estimación $|\hat{\theta}|$ de dicho parámetro y como estimación de la desviación temporal, el par de los valores posibles del parámetro y de la desviación que realiza el máximo de la función objetivo.

6. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 5 caracterizado porque dicho parámetro es característico de la longitud útil de dichos símbolos OFDM.

7. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 5 caracterizado porque estima de forma conjunta un conjunto de parámetros de la señal OFDM, buscándose el máximo de la función objetivo para un conjunto de valores posibles respectivos de estos parámetros y un valor de la desviación temporal, el conjunto de dichos valores posibles de los parámetros y de la desviación temporal realizando el máximo de la función objetivo que da los valores estimados respectivos de estos parámetros y de esta desviación.

8. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 7 caracterizado porque dicho conjunto de parámetros está formado por el número $|N|$ de sub-portadoras del múltiplex OFDM, por la longitud útil $|NT_c|$ y por la duración de prefijo $|DT_c|$ de dichos símbolos OFDM.

9. Método de estimación ciega de al menos un parámetro de una señal OFDM formada por una secuencia de símbolos OFDM, demodulándose la señal OFDM en banda base y a continuación muestreándose durante un periodo de observación, caracterizado porque se forma un vector \mathbf{y} de las muestras que se obtienen de este modo,

porque se construye una matriz $|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}|$, para una multitud de valores posibles de dicho parámetro $|\bar{\theta}|$, representativa de una modulación OFDM utilizada para generar dicha señal, dicha matriz dependiendo de dicho parámetro así como de una desviación frecuencial entre la portadora de la señal OFDM y la frecuencia utilizada para demodularlo en banda base, porque para cada valor posible del parámetro se prueba una multitud de valores posibles de dicha

$$J(\bar{\theta}) = \frac{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H \mathbf{y}\|^2}{\|\mathbf{H}_{\bar{\theta}}^H \mathbf{H}_{\bar{\theta}}\|_F}$$

- 5 desviación frecuencial, y porque se calcula el valor de una función objetivo donde $\|\cdot\|$ es la norma euclidiana, $\|\cdot\|_F$ es la norma de Frobenius, y porque se selecciona como estimación $|\bar{\theta}|$ de dicho parámetro y como estimación de la desviación frecuencial, el par de los valores posibles del parámetro y de la desviación que realiza el máximo de la función objetivo.
- 10 10. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 9 caracterizado porque dicho parámetro es característico de la longitud útil de dichos símbolos OFDM.
- 15 11. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 9 caracterizado porque estima de forma conjunta un conjunto de parámetros de la señal OFDM, buscándose el máximo de la función objetivo para un conjunto de valores posibles respectivos de estos parámetros y un valor de la desviación frecuencial, realizando el conjunto de dichos valores posibles de los parámetros y de la desviación frecuencial el máximo de la función objetivo que da los valores estimados respectivos de estos parámetros y de esta desviación.
- 20 12. Método de estimación de acuerdo con la reivindicación 11 caracterizado porque dicho conjunto de parámetros está formado por el número $|N|$ de sub-portadoras del múltiplex OFDM, por la longitud útil $|NT_c|$ y por la duración de prefijo $|DT_c|$ de dichos símbolos OFDM.

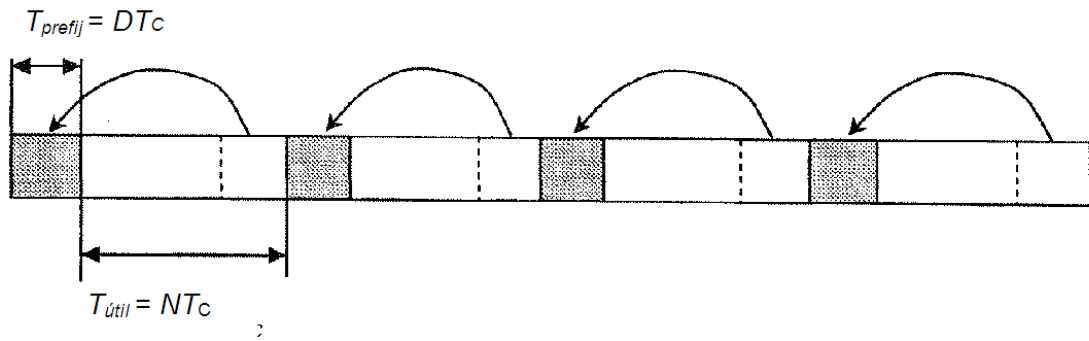


Fig. 1

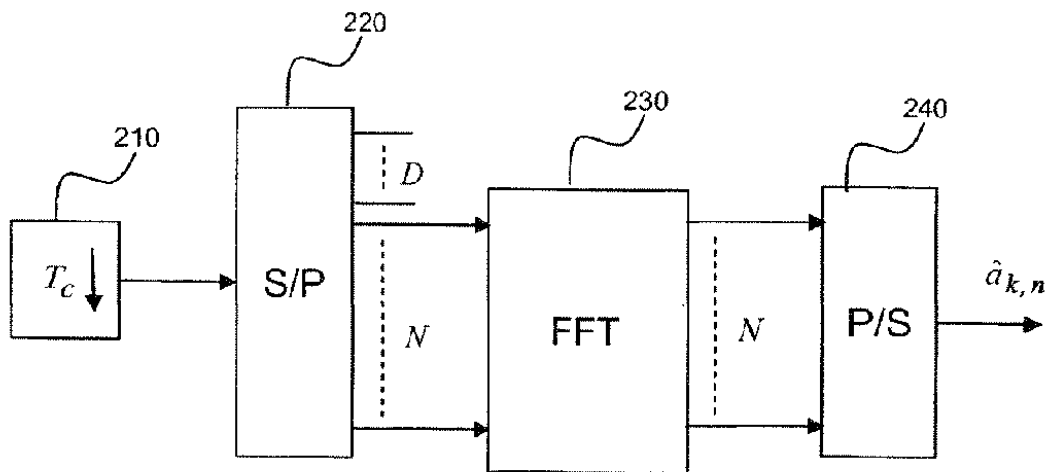


Fig. 2

2/5

Fig. 3

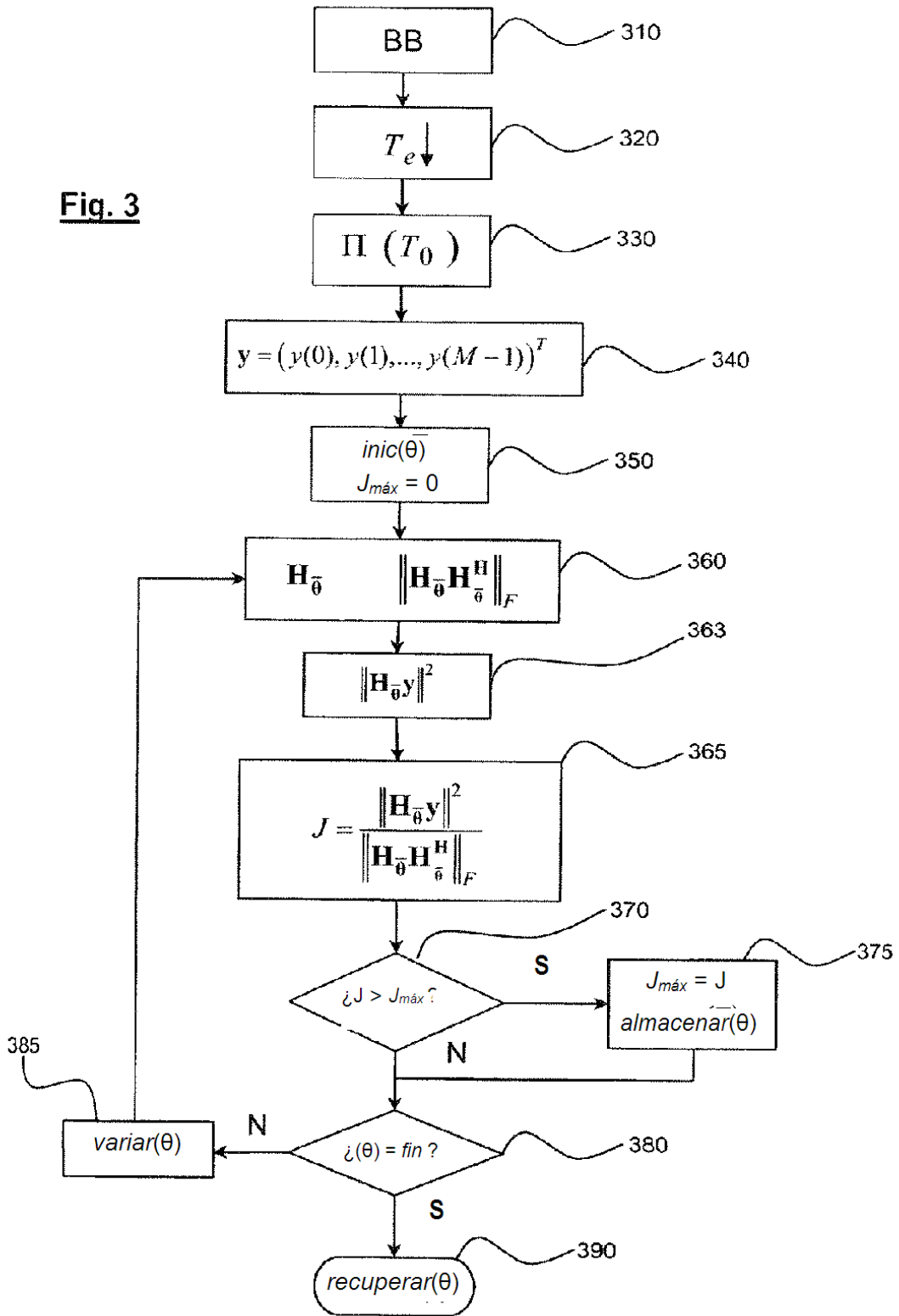
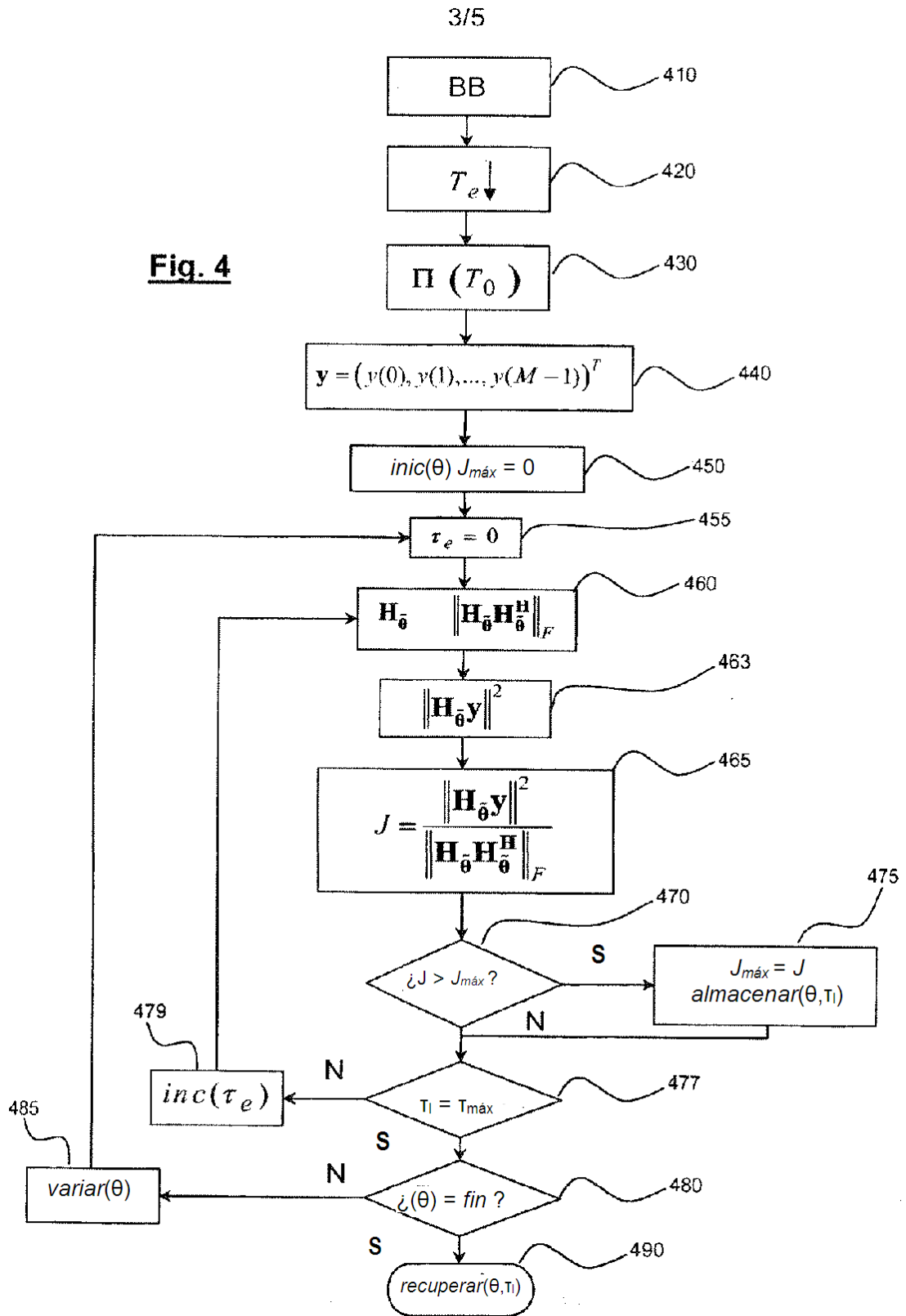


Fig. 4



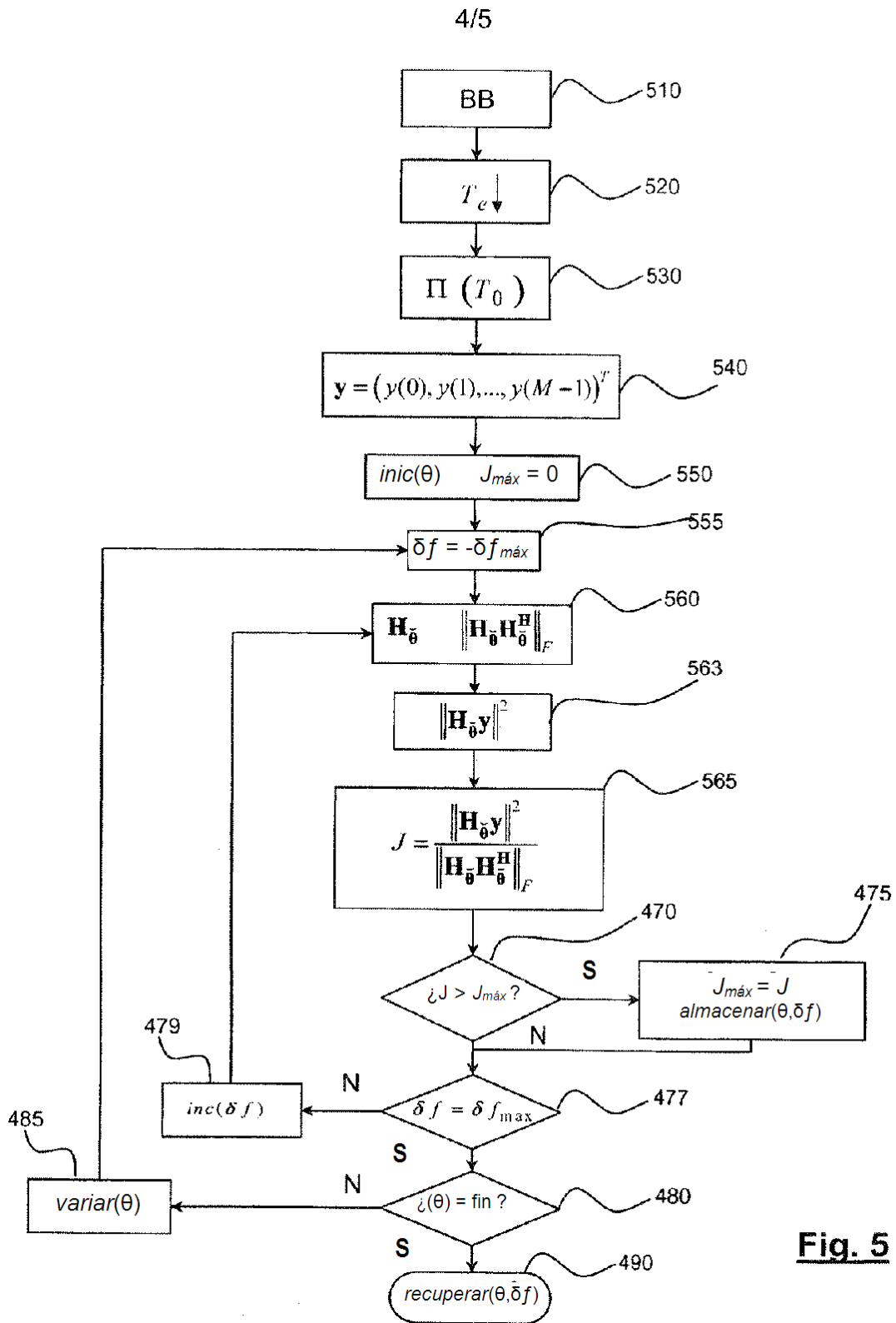


Fig. 5

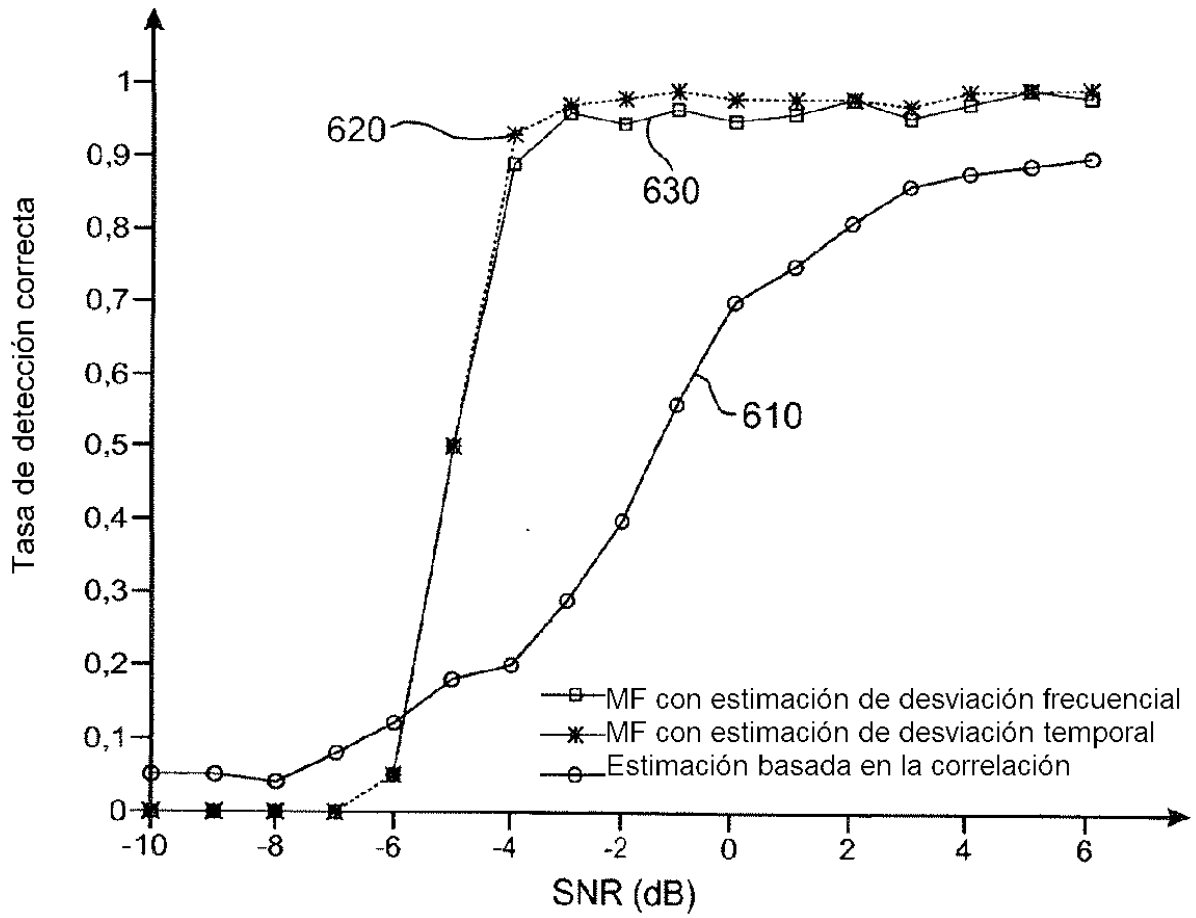


Fig. 6