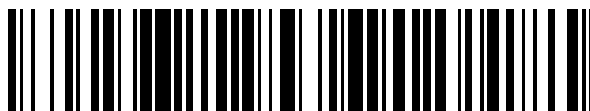


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 382 681**

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

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **09812715 .2**
- 96 Fecha de presentación: **14.09.2009**
- 97 Número de publicación de la solicitud: **2327190**
- 97 Fecha de publicación de la solicitud: **01.06.2011**

54 Título: **Método de estimación ciega de parámetros de modulación OFDM según un criterio de máxima de verosimilitud**

30 Prioridad:
15.09.2008 FR 0856195

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
12.06.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
12.06.2012

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:
Linage González, Rafael

ES 2 382 681 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 modulación OFDM según un criterio de máxima de verosimilitud.

Campo técnico

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

Estado de la técnica anterior

La modulación OFDM es muy conocida por el estado de la técnica y se emplea en numerosos sistemas de telecomunicaciones tales 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.

10 Se recuerda que en un sistema OFDM, los símbolos de información a transmitir se agrupan por bloques de N símbolos, donde N es generalmente una potencia de 2, siendo obtenidos los símbolos OFDM efectuando una IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) en dichos bloques de símbolos de información. Generalmente, se vuelve a añadir un prefijo cíclico por encima de cada símbolo OFDM para absorber la interferencia de intersímbolo o ISI y facilitar la igualdad en la recepción. La señal OFDM constituida por estos símbolos OFDM puede ser eventualmente
 15 trasladada después en frecuencia.

De manera general, la señal emitida por un sistema OFDM puede ser representada en banda de base por:

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

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 pertenece a un alfabeto de modulación M-ésimo, típicamente BPSK, QPSK o QAM, $1/T_c$ es el caudal de los símbolos de información donde T_c es el tiempo "bribe" o "chip", D es el tamaño
 20 del prefijo cíclico expresado en número de bribes, $g(t)$ es una impulsión de puesta en forma de los símbolos OFDM que tiene un soporte temporal $[0, (N + D)T_c]$ destinado a apodizar el espectro de la señal.

Se ha representado de manera esquemática una señal OFDM en la figura 1. Está constituida por una secuencia de símbolos OFDM, presentando cada símbolo una duración total $(N + D)T_c$ cuya duración útil NT_c y un intervalo de guardia de duración $T_{prefix} = DT_c$, en el que se encuentra el prefijo cíclico. Se recuerda que, de manera clásica,
 25 el prefijo cíclico es una copia del fin del símbolo OFDM en el interior del intervalo de guardia. En ciertos sistemas OFDM, los prefijos cíclicos son simplemente omitidos, dicho de otro modo las partes útiles de los símbolos son separadas por unos intervalos de guardia "vacíos". Esta técnica de transmisión permite también eliminar la interferencia de intersímbolo pero no hace fácil la igualación de la señal.

Después de la propagación en el canal de transmisión, la señal OFDM recibida por el receptor puede expresarse por:
 30

$$y_a(t) = h \otimes s_a(t) + b(t) \quad (2)$$

donde $h \otimes s_a$ es la convolución entre la señal OFDM emitida, $s_a(t)$ es la respuesta impulsional del canal de transmisión $h(t)$, y $b(t)$ es una función aleatoria que describe el ruido. Se supondrá que la longitud de la respuesta impulsional es inferior a la duración del intervalo de guardia, de manera que se podrá hacer abstracción de la interferencia intersímbolo (ISI).

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

Después de la demodulación eventual en banda de base, la señal recibida es muestreada en 210 en la frecuencia chip, y después las muestras son sometidas a una conversión serie/paralelo en 220 para formar bloques de $N + D$ muestras. Las D primeras muestras que corresponden al intervalo de guardia son rechazadas y el bloque de las N muestras restantes que corresponden a la parte útil del símbolo OFDM es sometido a una FFT en 230. Los

símbolos demodulados obtenidos son sometidos después a una conversión en serie en 240.

En definitiva, suponiendo que el receptor esté bien sincronizado en tiempo y en frecuencia, los símbolos demodulados pueden expresarse por:

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

5 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.

El buen funcionamiento de este receptor necesita una sincronización precisa en tiempo y en frecuencia. En efecto, se comprende que una mala sincronización en tiempo conllevará un deslizamiento temporal progresivo de la ventana de truncamiento y una mala sincronización en frecuencia, una rotación en fase de las muestras, que puede ser representada por un factor multiplicativo $e^{2i\pi\Delta f n T_c}$ donde Δf es el desfase de frecuencia entre la frecuencia de demodulación del receptor y la frecuencia portadora del múltiplex OFDM.

La sincronización temporal y frecuencial del receptor generalmente se realiza gracias a la adquisición de una secuencia de aprendizaje.

15 El funcionamiento de este detector supone por supuesto que se conocen los parámetros de la señal OFDM transmitida (dicho de otra modo los parámetros de los símbolos OFDM). Por parámetros de la señal OFDM se entiende aquí el número N de subportadoras, la duración útil NT_c de un símbolo o de manera equivalente el espaciado frecuencial $1/NT_c$ entre subportadoras, la duración del intervalo de guardia DT_c y/o el período de repetición $(N + D)T_c$ de estos símbolos.

Muy a menudo, el receptor no conoce a priori los parámetros de la señal OFDM y se debe proceder a su estimación a ciegas, previamente a cualquier demodulación.

20 Varios métodos han sido propuestos a este efecto. Explotan la presencia del prefijo cíclico en la señal OFDM y las propiedades de cicloestacionariedad que derivan de este. Las estimaciones de los parámetros están basadas en la función de autocorrelación de la señal OFDM. Se encontrará un ejemplo de tal método de estimación en el artículo de P. Liu et al. titulado *A blind time-parameters estimation scheme for OFDM in multipath channel*, publicado en Proc. 2005 Int'l Conference on Information, Communications and Signal Processing, vol. 1, págs. 242-247, 23-26 de septiembre de 2005.

Estos métodos de estimación presentan no obstante el inconveniente de necesitar adquirir un número elevado de símbolos OFDM para efectuar el cálculo de la función de autocorrelación. Además, estos métodos no funcionan en el caso, evocado anteriormente, en el que la señal OFDM está desprovista de prefijos cíclicos. No funcionan bien incluso en absoluto cuando la relación entre la duración del prefijo y la del símbolo OFDM, $D/(D + N)$, es débil.

30 En efecto, en este caso el pico secundario de la función de autocorrelación, debido a la cicloestacionariedad de la señal, se atenúa incluso desaparece en el ruido. Es entonces imposible determinar precisamente la diferencia entre el pico principal y el pico secundario que permite estimar el parámetro NT_c .

El documento YUCEK T ET AL: *A novel sub-optimum maximum-likelihood modulation classification algorithm for adaptive OFDM systems* muestra un método de estimación a ciegas de la modulación de una señal OFDM.

35 La finalidad de la presente invención es por lo tanto proponer un método de estimación a ciegas de parámetros de una señal OFDM que no representa los inconvenientes precitados.

Una finalidad subsidiaria de la presente invención es permitir una sincronización temporal y frecuencial del receptor OFDM que sea rápido y no necesite secuencia de aprendizaje.

Exposición de la invención

40 La presente invención se define según un primer modo de realización por un método de estimación ciega de al menos un parámetro de una señal OFDM que comprende una pluralidad de símbolos OFDM, en el que la señal OFDM es muestreada en banda de base durante un período de observación dado para obtener una pluralidad de muestras y que se calcula, para una pluralidad de valores de dicho parámetro y un bloque de símbolos de modulación de una constelación de modulación, una función de coste que depende de una distancia entre un vector

45 y constituido por la pluralidad de muestras y un vector $H_\theta a$ donde a está constituida por los símbolos de dicho

bloque y H_θ es una matriz que representa la modulación de las subportadoras del múltiplex OFDM por dichos símbolos de modulación, dicha matriz que depende del parámetro a estimar, dicha función de coste que es hecho la media para cada valor del parámetro en un conjunto de bloques de símbolos posibles para obtener un valor medio de la función de coste, siendo obtenida la estimación del parámetro como el valor del parámetro que corresponde al valor medio más débil.

Según un ejemplo, el parámetro o parámetros de la señal OFDM es o son el número de subportadoras de esta señal y/o la duración del prefijo de un símbolo OFDM y/o la duración útil de un símbolo OFDM.

Según un segundo modo de realización, la invención se refiere igualmente a un método de estimación ciega de al menos un parámetro de una señal OFDM que comprende una pluralidad de símbolos OFDM, caracterizada porque la señal OFDM es muestreada en banda de base durante un periodo de observación dado para obtener una pluralidad M de muestras y que se le calcula para una pluralidad de valores de dicho parámetro una función de coste que depende de una distancia entre un vector y constituido por dicha pluralidad de muestras y un vector $H_\theta H_\theta^+ y$ donde H_θ es una matriz que representa la modulación de las subportadoras del múltiplex OFDM por un bloque de símbolos de modulación, dependiendo dicha matriz del parámetro a estimar, y donde H_θ^+ es la matriz pseudoinversa de H_θ , siendo obtenida la estimación del parámetro como el valor del parámetro que corresponde al valor más débil de la función de coste en dicha pluralidad de valores del parámetro.

Ventajosamente, la matriz pseudoinversa H_θ^+ es calculada como $\frac{H_\theta^H}{q(1 + D/N)}$ donde H_θ^H es la transpuesta

conjugada de la matriz H_θ , q es un valor de ensayo de la tasa de muestreo de la señal OFDM, D y N son respectivamente un valor de ensayo de longitud de prefijo y un valor de ensayo de longitud útil expresadas en número de chips.

Un tercer modo de realización de la invención se refiere a un método de estimación ciega de al menos un parámetro θ de una señal OFDM que comprende una pluralidad de símbolos OFDM, caracterizada porque la señal OFDM es muestreada en banda de base durante un periodo de observación dado para obtener una pluralidad de muestras y que se le calcula para una pluralidad de valores de dicho parámetro una función de coste Ω , función decreciente de la probabilidad condicional gaussiana $p_g(y|\theta)$, donde y es un vector constituido por dicha pluralidad de muestras y $p_g(y|\theta)$ es obtenida a partir de una distribución gaussiana de los símbolos de modulación que modulan las diferentes subportadoras del múltiplex OFDM para dicha pluralidad de símbolos OFDM, siendo obtenida la estimación del parámetro como el valor del parámetro que corresponde al valor más débil de la función de coste en dicha pluralidad de valores del parámetro.

Ventajosamente dicha función de coste es una función de $-\log p_g(y|\theta)$.

Según un primer ejemplo, dicha función de coste puede ser calculada por medio de la expresión:

$$\Omega(-\log p_g(y|\theta)) =$$

$$\det(2\sigma_a^2 H_\theta^H H_\theta + 2N_0 I_{KN}) - \frac{\sigma_a^2}{2N_0} y^H H_\theta (\sigma_a^2 H_\theta^H H_\theta + N_0 I_{KN})^{-1} H_\theta^H y$$

donde H_θ es una matriz que representa la modulación de las subportadoras del múltiplex OFDM por dichos símbolos de modulación, dicha matriz dependiendo del parámetro a estimar, H_θ^H es la transpuesta conjugada de la matriz H_θ , I_{KN} es la matriz identidad, σ_a^2 una estimación de la varianza de los símbolos de modulación, N_0 es una estimación de la densidad de ruido y $\det(\cdot)$ el determinante.

Según un segundo ejemplo, la función de coste se obtiene a partir de la expresión:

$$\Omega(-\log p_g(y|\theta)) = KN \log(\omega_a^2) - \frac{\sigma_a^2}{N_0 \omega_a^2} y^H H_\theta H_\theta^H y$$

donde $\omega_a^2 = 2\sigma_a^2 q \left(1 + \frac{D}{N}\right) + 2N_0$

donde H_θ es una matriz que representa la modulación de las subportadoras de un múltiplex OFDM por dichos símbolos de modulación, dicha matriz dependiendo del parámetro a estimar, H_θ^H es la transpuesta conjugada de la matriz H_θ , I_{KN} es la matriz de identidad, σ_a^2 una estimación de la varianza de los símbolos de modulación, N_0 es una estimación de la densidad de ruido, q es un valor de ensayo de la tasa de muestreo de la señal OFDM, D y N son respectivamente un valor de ensayo de longitud de prefijo y un valor de ensayo de longitud útil expresado en número de chips.

Breve descripción de los dibujos

Otras características y ventajas de la invención aparecerán en la lectura de un modo de realización preferente de la invención hecho en referencia a las figuras adjuntas entre las que:

la figura 1 ilustra de manera esquemática una señal OFDM;

la figura 2 ilustra de manera esquemática un receptor OFDM conocido del estado de la técnica;

la figura 3 da un organigrama del método de estimación de parámetros de una señal OFDM según un primer modo de realización de la invención;

15 la figura 4 da un organigrama del método de estimación de parámetros de una señal OFDM según un segundo modo de realización de la invención;

la figura 5 da las realizaciones relativas de diferentes métodos de estimación de parámetros de una señal OFDM, según la invención y según el estado de la técnica.

Exposición detallada de modos de realización particulares

20 Consideraremos a continuación el caso de un sistema de telecomunicaciones que utiliza una modulación OFDM. Supondremos 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 interés de la simplificación, consideraremos que contienen un prefijo pero que este puede estar vacío ($D = 0$).

Nos colocaremos en el alcance de una estimación ciega de al menos un parámetro de la señal OFDM, particularmente de un parámetro de modulación OFDM, tal como el número de subportadoras, el espaciamiento
 25 frecuencial entre estas subportadoras o de manera equivalente la duración útil de los símbolos OFDM. El conjunto de los parámetros a estimar es representado por un vector θ , por ejemplo $\theta = (N, DT_c, NT_c)$. En ciertos casos, este conjunto puede ser reducido a un conjunto unitario. Por ejemplo, el número N de portadoras y la duración del símbolo OFDM $T_s = (N + D)T_c$ pueden ser conocidos, siendo el parámetro a estimar a ciegas la duración útil
 30 NT_c .

La señal recibida por el receptor puede expresarse, después de la demodulación en banda de base y muestreo a una frecuencia $1/T_e$ superior a la frecuencia a la frecuencia de Nyquist $1/T_c$, por:

$$y_a(m) = \sum_{\ell=0}^L \lambda_\ell s_a(m - \tau_\ell) + b(m) \tag{4}$$

donde λ_ℓ y τ_ℓ son respectivamente los coeficientes complejos de atenuación y los retrasos asociados a los diferentes trayectos del canal expresados en números de muestras, L es el número total de trayectos y
 35 $b(m) = b(mT_e)$ donde $b(t)$ es un ruido blanco aditivo gaussiano.

Sin pérdida de generalidad pero en interés de la simplificación, nos restringiremos más adelante en caso de un canal monotrayecto. En este caso, se puede mostrar que la ecuación (4) puede ponerse en forma matricial:

$$y = H_{\theta}a + b \quad (5)$$

donde $y = (y(0), y(1), \dots, y(M-1))^T$, $(\cdot)^T$ representa la operación de transposición, $M = \lfloor T_0 / T_e \rfloor$ donde T_0 es la longitud de la ventana de observación de la señal OFDM y $\lfloor x \rfloor$ es el entero más grande 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 $K = \lceil T_0 / T_s \rceil$ y $\lceil x \rceil$ es el entero más pequeño 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 constituido por las muestras recibidas en banda de base, a es un vector de tamaño KN representativo de la secuencia de los KN símbolos de modulación $a_{k,n}$ que modulan las subportadoras $n = 0, \dots, N-1$ de los símbolos OFDM $k = 0, \dots, K-1$ en la ventana de observación, y b es el vector constituido por las muestras de ruido.

De manera general, la matriz H_{θ} es representativa del canal y de la modulación OFDM, siendo parametrizada esta modulación por un conjunto θ de parámetro, por ejemplo θ es el triplete $\theta = N, DT_c, NT_c$. Nos pondremos en el caso de un canal de desvanecimiento uniforme (*flat fading channel*). La matriz H_{θ} ya no es representativa más que de la modulación OFDM. Más precisamente, si la función de puesta en forma $g(t)$ puede ser aproximada por una función de ventana, los elementos de la matriz H_{θ} son nulos excepto los definidos con un factor multiplicativo cerca por:

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

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

$$m \frac{T_e}{(N+D)T_c} - 1 < k_m \leq m \frac{T_e}{(N+D)T_c} \quad (7)$$

De manera general, se propone según la invención buscar los valores de los parámetros $\hat{\theta}$ de la señal OFDM según un criterio de máxima de verosimilitud también denominada ML (*Maximum Likelihood*). Según este criterio, se busca $\hat{\theta}$ que maximiza la probabilidad condicional $p(y | \theta)$, es decir la probabilidad condicional $p(y | \theta, a)$ tomada de media en los valores de a :

$$p(y | \theta) = E_a(p(y | \theta, a)) \quad (8)$$

Los componentes del vector de ruido b siendo supuestos independientes, idénticamente distribuidos y gaussianos, eso vuelve a buscar $\hat{\theta}$ que minimiza la distancia cuadrática entre el vector de la señal recibida y y el vector $H_{\theta}a$, H_{θ} siendo una matriz representativa de la función de transferencia del canal y de los parámetros θ de la señal OFDM, tal que dada por ejemplo por (6), siendo tomada la distancia de valor medio el vector de los símbolos de modulación a , a saber:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min E_a(\|y - H_{\theta}a\|^2) \quad (9)$$

y de manera más general:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min E_a (\Omega(\|y - H_{\theta} a\|)) \quad (9')$$

donde Ω es una función de coste que crece con la distancia $\|y - H_{\theta} a\|$.

Según un primer modo de realización de la invención, la estimación de los parámetros de la señal OFDM se efectúa a partir de las expresiones (9) o (9'). Esta estimación puede por ejemplo ser realizada con ayuda de un método de tipo Monte-Carlo cuando el receptor conoce la ley de probabilidad de los símbolos $a_{k,n}$.

- 5 Según un segundo modo de realización de la invención, la estimación de los parámetros de la señal OFDM, $\hat{\theta}$, puede ser simplificada considerando que el vector a está constituido por símbolos deterministas. Dicho de otro modo, este criterio de máxima de verosimilitud así simplificado, incluso denominado criterio de máximo de verosimilitud determinista o DML (*Deterministic Maximum Likelihood*) no tiene en cuenta la distribución de probabilidad de a pero utiliza una primera estimación de a :

$$\hat{a}_0 = H_{\theta_0}^+ y \quad (10)$$

- 10 donde θ_0 es un valor arbitrario, elegido preferentemente del orden de magnitud del valor real, $H_{\theta_0}^+ = (H_{\theta_0}^H H_{\theta_0})^{-1} H_{\theta_0}^H$ es la matriz pseudoinversa de H_{θ_0} .

Los valores estimados de los parámetros de señal OFDM, señalados de manera sintética en forma de un vector $\hat{\theta}$, por ejemplo $\hat{\theta} = (\hat{N}, D\hat{T}_c, D\hat{T}_c)$ son determinados después por medio de:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \max p(y | \theta, a = \hat{a}_0) \quad (11)$$

- 15 Si se supone que los componentes de b son decorrelados y corresponden a un ruido blanco, hipótesis verificada en la práctica si la frecuencia de muestreo $1/T_c$ es suficientemente grande con respecto a la frecuencia de Nyquist $1/T_c$, la expresión (11) puede escribirse de manera equivalente:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min (\|y - H_{\theta} \hat{a}_0\|^2) \quad (12)$$

o incluso, reemplazando \hat{a}_0 por su expresión (10):

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \left(\left\| \left(I_M - H_{\theta} (H_{\theta_0}^H H_{\theta_0})^{-1} H_{\theta_0}^H \right) y \right\|^2 \right) \quad (13)$$

y, de manera más general:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \left(\Omega \left(\left\| \left(I_M - H_{\theta} (H_{\theta_0}^H H_{\theta_0})^{-1} H_{\theta_0}^H \right) y \right\| \right) \right) \quad (13')$$

donde Ω es una función de coste que crece con la distancia $\left\| \left(I_M - H_{\theta} (H_{\theta_0}^H H_{\theta_0})^{-1} H_{\theta_0}^H \right) y \right\|$.

- 20 Se puede mostrar que si T_0 es un múltiplo entero de T_s , dicho de otro modo si la longitud de la ventana de observación es un múltiplo entero del tiempo símbolo OFDM, la matriz $H_{\theta_0}^H H_{\theta_0}$ se reduce entonces a:

$$H_{\theta_0}^H H_{\theta_0} = q \left(1 + \frac{D}{N} \right) I_{KN} \quad (14)$$

y por lo tanto la matriz pseudoinversa $H_{\theta_0}^+$:

$$H_{\theta_0}^+ = \frac{H_{\theta_0}^H}{q(1 + D/N)} \quad (14')$$

donde $q = T_e / T_c$ es la tasa de muestreo de la señal OFDM utilizada para los valores de ensayo de los parámetros θ_0 e I_{KN} es la matriz unidad de tamaño $KN \times KN$.

- 5 En la práctica, la expresión (14) parece ser una aproximación satisfactoria de $H_{\theta_0}^H H_{\theta_0}$, aunque la longitud de la ventana de observación no es un múltiplo entero de la duración de un símbolo OFDM. En el cuadro de esta aproximación, el criterio (13') se simplifica como sigue:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \left(\Omega \left(\left\| \left(I_M - \frac{H_{\theta} H_{\theta}^H}{q(1 + D/N)} \right) y \right\| \right) \right) \quad (15)$$

donde Ω es la función de coste precitada. Los valores q, D, N que figuran en la parte derecha de la expresión (15) dependen de los valores de ensayo de los parámetros θ_0 .

- 10 Conviene señalar que el proceso de estimación del conjunto de los parámetros θ puede ser iterado para mejorar la precisión. En efecto, el valor estimado $\hat{\theta}$ dado por (13), (13') o (15) puede ser utilizado después como nuevo valor de ensayo $\theta_1 = \hat{\theta}$, dicho de otro modo esta primera estimación de los parámetros de la señal OFDM puede ser utilizada para calcular una segunda matriz H_{θ_1} , por ejemplo con ayuda de la expresión (6), y con una segunda estimación $\hat{\theta}_{(2)}$ a partir de (13), (13') o (15) en las que la matriz H_{θ_0} ha sido reemplazada por la matriz H_{θ_1} . Esta segunda estimación puede ser utilizada de nuevo como valor de ensayo y así seguidamente.
- 15 El método iterativo precedente funciona bien si el valor de ensayo es próximo al valor real de los parámetros. Puede conducir sin embargo a una estimación errónea en el caso donde θ_0 está demasiado alejado de los parámetros reales, por ejemplo si el número de portadoras, la longitud de prefijo y la longitud útil del símbolo OFDM, tomados como valores de ensayo están demasiado alejados de los valores reales de los parámetros de la señal OFDM. En este caso, el método de estimación puede no converger o converger hacia un mínimo local de la función de coste.
- 20 Con el fin de remediar este inconveniente, una variante del método de estimación según el segundo modo de realización de la invención consiste en utilizar una expresión "cerrada" de la distancia que aparece en (13), (13') y (15), sea respectivamente:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \left(\left\| \left(I_M - H_{\theta} (H_{\theta}^H H_{\theta})^{-1} H_{\theta}^H \right) y \right\|^2 \right) = \arg_{\theta} \min \left(\left\| \left(I_M - H_{\theta} H_{\theta}^+ \right) y \right\|^2 \right) \quad (16)$$

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \left(\Omega \left(\left\| \left(I_M - H_{\theta} H_{\theta}^+ \right) y \right\| \right) \right) \quad (16')$$

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \left(\Omega \left(\left\| \left(I_M - \frac{H_{\theta} H_{\theta}^H}{q(1 + D/N)} \right) y \right\| \right) \right) \quad (17)$$

La figura 3 ilustra un método de estimación ciega de un parámetro de señal OFDM según dicha variante del segundo modo de realización de la invención.

En la etapa 310, la señal OFDM es demodulada en banda de base, después muestreada en 320 a una frecuencia $1/T_e$ superior a la frecuencia de Nyquist. Se conoce generalmente el orden de magnitud de $1/T_e$, dicho de otro modo del ancho de banda de la señal OFDM, lo que permite elegir la frecuencia de muestreo en consecuencia.

En la etapa 330, se selecciona un bloque de M muestras complejas que corresponden a una ventana de observación de ancho dada T_0 . Si se conoce la duración T_s del símbolo OFDM, este ancho es ventajosamente elegido como un múltiplo de T_s .

En 340, se construye el vector y a partir de las M muestras complejas, se inicializan en 350 los valores de los parámetros de θ así como el mínimo de la función de coste con un valor elevado Ω_{\min} , después se entra en un bucle iterativo que recorre un bloque de valores de estos parámetros.

En cada iteración, se calcula en 360 la matriz H_θ y según el caso, la matriz pseudoinversa H_θ^+ (expresiones 16, 16') o la matriz $H_\theta H_\theta^H$ (expresión 17) y después, en 365, el valor η en 375 tomado de la función por la función de coste Ω , para el vector corriente θ .

Se prueba en 370 si este valor es inferior a Ω_{\min} . Si es el caso Ω_{\min} es puesto al día por η en 375 y los valores correspondientes de los parámetros θ son almacenado en la memoria. Se prueba después en 380 si el bloque de parámetros ha sido enteramente recorrido. Si es el caso se sale en 390. En la negativa se modifican los parámetros de θ en 385 y se vuelve a la etapa de cálculo 360. Los valores de los parámetros estimados, $\hat{\theta}$, son recuperados de la memoria.

El método de estimación según el segundo modo de realización tal como el expuesto anteriormente presenta, como se verá más adelante, una tasa de error más débil que el método de estimación por autocorrelación conocido del estado de la técnica.

Un método de estimación según un tercer modo de realización es no obstante preferido para relaciones débiles de señal con ruido.

Este método plantea la hipótesis de que los símbolos de modulación $a_{k,n}$ pueden ser asimilados con variables aleatorias complejas independientes, idénticamente distribuidas, circulares, simétricas y gaussianas. Se recuerda que una variable aleatoria compleja es circular simétrica y gaussianas si sus componentes real e imaginario son variables independientes gaussianas y de igual varianza. En este caso, el vector y definido por (5) es él mismo una variable aleatoria vectorial, circular, simétrica, gaussiana y de matriz de covarianza:

$$E(yy^H) = 2\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + 2N_0 I_M \quad (18)$$

La densidad de probabilidad condicional de y con respecto a θ en la hipótesis gaussiana, incluso llamada probabilidad condicional gaussiana y señalada $p_g(y|\theta)$, puede entonces expresarse como sigue:

$$p(y|\theta) = \frac{1}{(2\pi)^M \det(2\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + 2N_0 I_M)} \exp\left\{-\frac{1}{2} y^H (\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + N_0 I_M)^{-1} y\right\} \quad (19)$$

La distribución de probabilidad dada (19) difiere de la distribución real en la medida en que los símbolos de modulación pertenecen generalmente a una constelación de puntos. En la práctica, sin embargo, esta modelización es satisfactoria bajo reserva de una elección correcta de la varianza σ_a^2 .

Por otro lado, si I es la matriz identidad de tamaño dado y A es una matriz cualquiera del mismo tamaño, se tienen las propiedades siguientes:

$$\det(I + AA^H) = \det(I + A^H A) \quad (20)$$

y

$$(I + AA^H)^{-1} = I - A(I + A^H A)^{-1} A^H \quad (21)$$

Teniendo en cuenta las propiedades (20) y (21), la densidad de probabilidad condicional gaussiana (19) puede ser reformulada, a un coeficiente multiplicativo cerca de:

$$p_g(y | \theta) \propto \frac{1}{\det(2\sigma_a^2 H_\theta^H H_\theta + 2N_0 I_{KN})} \exp\left(\frac{\sigma_a^2}{2N_0} y^H H_\theta (\sigma_a^2 H_\theta^H H_\theta + N_0 I_{KN})^{-1} H_\theta^H y\right) \quad (22)$$

5 Buscar el máximo de la probabilidad condicional gaussiana $p_g(y | \theta)$ vuelve a buscar el mínimo de $-\log p_g(y | \theta)$. El vector de los parámetros de la señal OFDM que corresponde al mínimo de verosimilitud es entonces dado por:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min(\Omega(-\log p_g(y | \theta))) \quad (23)$$

donde Ω es una función de coste que crece con $-\log p_g(y | \theta)$.

Después de (22), un ejemplo de función de coste que conduce al máximo de verosimilitud, en la hipótesis gaussiana, puede escribirse:

$$\Omega(\log p_g(y | \theta)) = \det(2\sigma_a^2 H_\theta^H H_\theta + 2N_0 I_{KN}) - \frac{\sigma_a^2}{2N_0} y^H H_\theta (\sigma_a^2 H_\theta^H H_\theta + N_0 I_{KN})^{-1} H_\theta^H y \quad (24)$$

10 Igual que en el segundo modo de realización, cuando la longitud de la ventana de observación es un múltiplo entero de la duración de un símbolo OFDM y de manera más general cuando la aproximación (14) es válida, la función de coste (24) puede tomar la forma simplificada:

$$\Omega(-\log p_g(y | \theta)) = KN \log(\omega_a^2) - \frac{\sigma_a^2}{N_0 \omega_a^2} y^H H_\theta H_\theta^H y \quad (25)$$

con

$$\omega_a^2 = 2\sigma_a^2 q \left(1 + \frac{D}{N}\right) + 2N_0 \quad (26)$$

15 El cálculo de la función de coste según (24) o (25) necesita conocer los valores de N_0 y σ_a . El nivel de ruido, N_0 , podrá ser estimado ya sea por conocimiento de la temperatura de ruido en la banda ya sea por unas medidas realizadas en ausencia de señal. El nivel de la señal σ_a podrá ser estimado por una medida del nivel de potencia en la banda de interés, igual a $N_0 + \sigma_a^2$.

La figura 4 representa esquemáticamente un método de estimación ciega de un parámetro de señal OFDM según un segundo modo de realización de la invención.

20 Las etapas 410 a 450 son respectivamente idénticas a las etapas 310 a 350 y por lo tanto no serán descritas de nuevo.

En cada iteración el bucle se calcula en 460 la matriz H_θ , y después la matriz $H_\theta H_\theta^H$. De lo que se deduce después el valor η tomado de la función por la función de coste Ω , para el vector corriente θ , según la expresión (24) o (25). En el ejemplo ilustrado, la expresión (25) ha sido retenida.

5 Se prueba en 470 si este valor es inferior a Ω_{\min} . Si es el caso Ω_{\min} es puesto al día por η en 475 y los valores correspondientes de los parámetros θ son almacenados en la memoria. Se prueba después en 480 si el bloque de parámetros ha sido enteramente recorrido. Si es el caso se sale en 490. En la negativa se modifican los parámetros de θ en 485 y se vuelve a la etapa de cálculo 460. Los valores de los parámetros estimados, $\hat{\theta}$, son los valores presentes en la memoria.

10 La figura 5 muestra la tasa de error de estimación de un parámetro de señal OFDM, aquí la duración de símbolo OFDM NT_c en función de la relación señal a ruido.

La curva designada por COR es la obtenida por el método de estimación basado en la función de autocorrelación de la señal OFDM, tal como es conocido por el estado de la técnica.

15 La curva designada por DML es la basada en el método de estimación según la variante del segundo modo de realización de la invención (expresión (16)), siendo relativa la designada por ADML a la versión simplificada (expresión (17)).

La curva designada por GML es la basada en el método de estimación según el tercer modo de realización de la invención (expresión (24)), siendo relativa la designada por AGML a la versión simplificada (expresión (25)).

Se constata que sea cual sea el nivel de relación señal a ruido los métodos de estimación DML, GML así como sus versiones simplificadas ADML y AGML rinden más que la del estado de la técnica.

20 Además, los métodos GML y AGML dan una estimación más fiable que los métodos DML y ADML, esto en particular para las relaciones débiles señal a ruido. Se podrá por lo tanto considerar optar para uno u otro método en función de la relación señal a ruido o del tiempo de tratamiento.

REIVINDICACIONES

- 1.- Método de estimación ciega de al menos un parámetro (θ) de modulación de una señal OFDM que comprende una pluralidad de símbolos OFDM, en el que la señal OFDM es muestreada en banda de base durante un periodo de observación dado (T_0) para obtener una pluralidad de muestras y se calcula, para una pluralidad de valores de dicho parámetro y un bloque de símbolos de modulación ($a_{k,n}$) de una constelación de modulación, una función de coste (Ω) que depende de una distancia entre un vector y constituido por la pluralidad de muestras y un vector $H_\theta a$ donde a está constituido por los símbolos de dicho bloque y H_θ es una matriz que representa la modulación de las subportadoras del múltiplex OFDM por dichos símbolos de modulación, dependiendo dicha matriz de dicho parámetro a estimar, siendo hecha la media de dicha función de coste para cada valor del parámetro en un conjunto de bloques de símbolos posibles para obtener un valor medio ($E_a(\Omega(\|y - H_\theta a\|))$) de la función de coste, siendo obtenida la estimación del parámetro como el valor del parámetro ($\hat{\theta}$) que corresponde al valor medio más débil ($\hat{\theta} = \arg_\theta \min E_a(\Omega(\|y - H_\theta a\|))$).
- 2.- Método de estimación según la reivindicación 1, caracterizado porque el parámetro o parámetros de modulación de la señal OFDM es o son el número (N) de subportadoras de esta señal y/o la duración del prefijo (DT_c) de un símbolo OFDM y/o la duración útil (NT_c) de un símbolo OFDM.
- 3.- Método de estimación ciega de al menos un parámetro (θ) de modulación de una señal OFDM que comprende una pluralidad de símbolos OFDM, en el que la señal OFDM es muestreada en banda de base durante un periodo de observación dado (T_0) para obtener una pluralidad M de muestras y se calcula para una pluralidad de valores de dicho parámetro una función de coste (Ω) que depende de una distancia entre un vector y constituido por dicha pluralidad de muestras y un vector $H_\theta H_\theta^+ y$ donde H_θ es una matriz que representa la modulación de las subportadoras del múltiplex OFDM por un bloque de símbolos de modulación, dependiendo dicha matriz del parámetro a estimar, y donde H_θ^+ es la matriz pseudoinversa de H_θ , siendo obtenida la estimación del parámetro como el valor del parámetro ($\hat{\theta}$) que corresponde al valor más débil de la función de coste en dicha pluralidad de valores del parámetro.
- 4.- Método de estimación según la reivindicación 3, caracterizado porque la matriz pseudoinversa H_θ^+ se calcula como $\frac{H_\theta^H}{q(1 + D/N)}$ donde H_θ^H es la transpuesta conjugada de la matriz H_θ , q es un valor de ensayo de la tasa de muestreo de la señal OFDM, D y N son respectivamente un valor de ensayo de longitud de prefijo y un valor de ensayo de longitud útil expresadas en número de chips (T_c).
- 5.- Método de estimación ciega de al menos un parámetro θ de modulación de una señal OFDM que comprende una pluralidad de símbolos OFDM, en el que la señal OFDM es muestreada en banda de base durante un periodo de observación dado (T_0) para obtener una pluralidad de muestras y se calcula, para una pluralidad de valores de dicho parámetro una función de coste (Ω), función decreciente de la probabilidad condicional gaussiana $p_g(y | \theta)$ donde y es un vector constituido por dicha pluralidad de muestras y $p_g(y | \theta)$ es obtenida a partir de una distribución gaussiana de los símbolos de modulación que modulan las diferentes subportadoras del múltiplex OFDM para dicha pluralidad de símbolos OFDM, siendo obtenida la estimación del parámetro como el valor del parámetro ($\hat{\theta}$) que corresponde al valor más débil de la función de coste en dicha pluralidad de valores del parámetro.
- 6.- Método de estimación según la reivindicación 5, caracterizado porque dicha función de coste es una función de $-\log p_g(y | \theta)$.
- 7.- Método de estimación según la reivindicación 6, caracterizado porque dicha función de coste se calcula por

medio de la expresión:

$$\Omega(-\log p_g y | \theta) = \det(2\sigma_a^2 H_\theta^H H_\theta + 2N_0 I_{KN}) - \frac{\sigma_a^2}{2N_0} y^H H_\theta (\sigma_a^2 H_\theta^H H_\theta + N_0 I_{KN})^{-1} H_\theta^H y$$

5 donde H_θ es una matriz que representa la modulación de las subportadoras del múltiplex OFDM por dichos símbolos de modulación, dicha matriz dependiendo del parámetro a estimar, H_θ^H es la transpuesta conjugada de la matriz H_θ , I_{KN} es la matriz identidad, σ_a^2 una estimación de la varianza de los símbolos de modulación, N_0 es una estimación de la densidad de ruido y $\det(\cdot)$ el determinante.

8.- Método de estimación según la reivindicación 6, caracterizado porque la función de coste se obtiene a partir de la expresión:

$$\Omega(-\log p_g(y | \theta)) = KN \log(\omega_a^2) - \frac{\sigma_a^2}{N_0 \omega_a^2} y^H H_\theta H_\theta^H y$$

10 donde $\omega_a^2 = 2\sigma_a^2 q \left(1 + \frac{D}{N}\right) + 2N_0$

15 donde H_θ es una matriz que representa la modulación de las subportadoras de un múltiplex OFDM por dichos símbolos de modulación, dicha matriz dependiendo del parámetro a estimar, H_θ^H es la transpuesta conjugada de la matriz H_θ , I_{KN} es la matriz de identidad, σ_a^2 una estimación de la varianza de los símbolos de modulación, N_0 la densidad de ruido, q es un valor de ensayo de la tasa de muestreo de la señal OFDM, D y N son respectivamente un valor de ensayo de longitud de prefijo y un valor de ensayo de longitud útil expresado en número de chips (T_c).

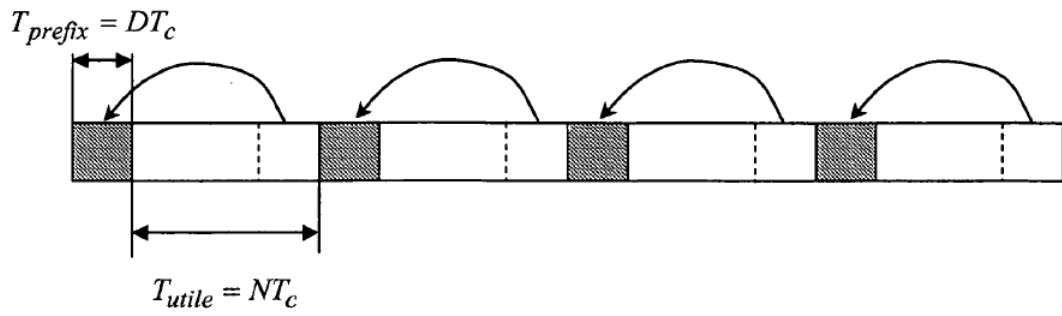


Fig. 1

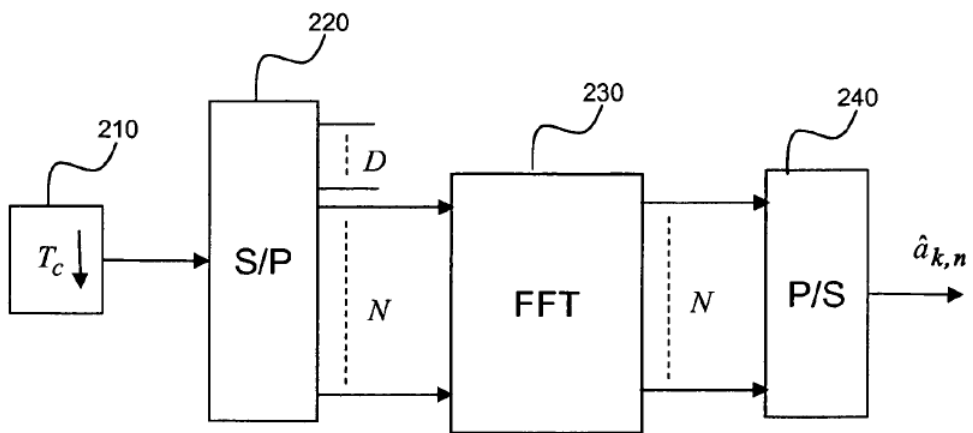


Fig. 2

Fig. 3

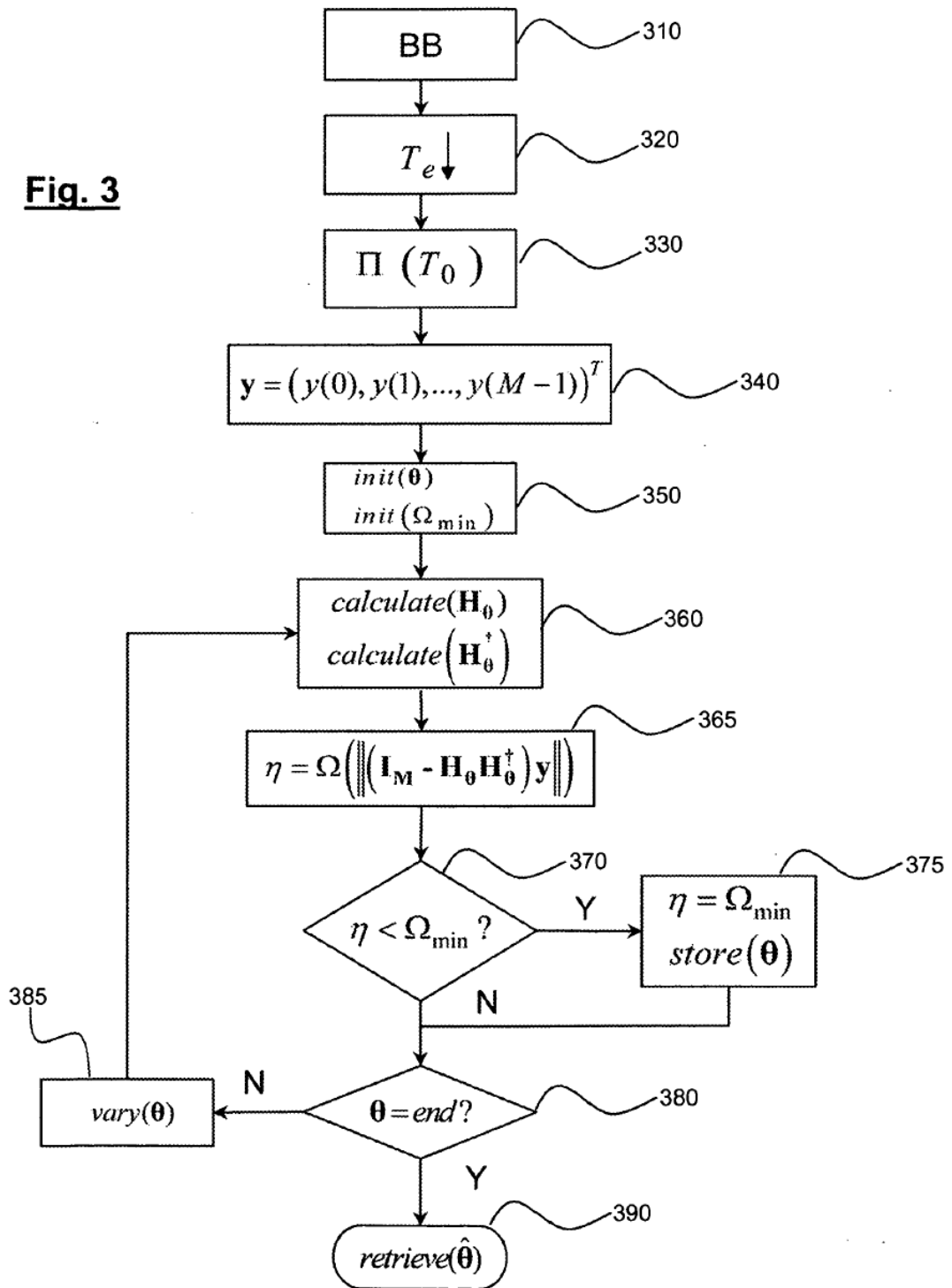
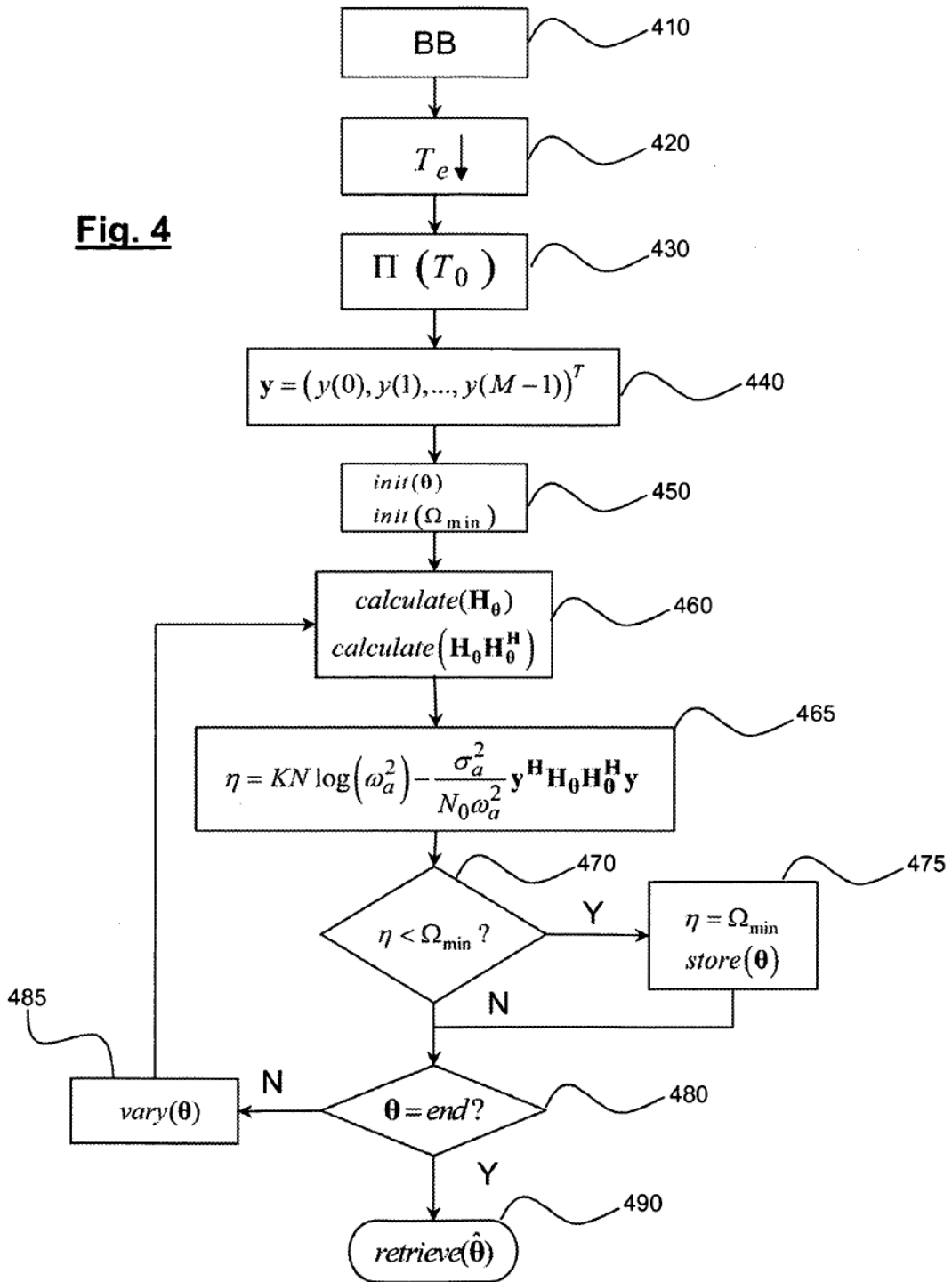


Fig. 4



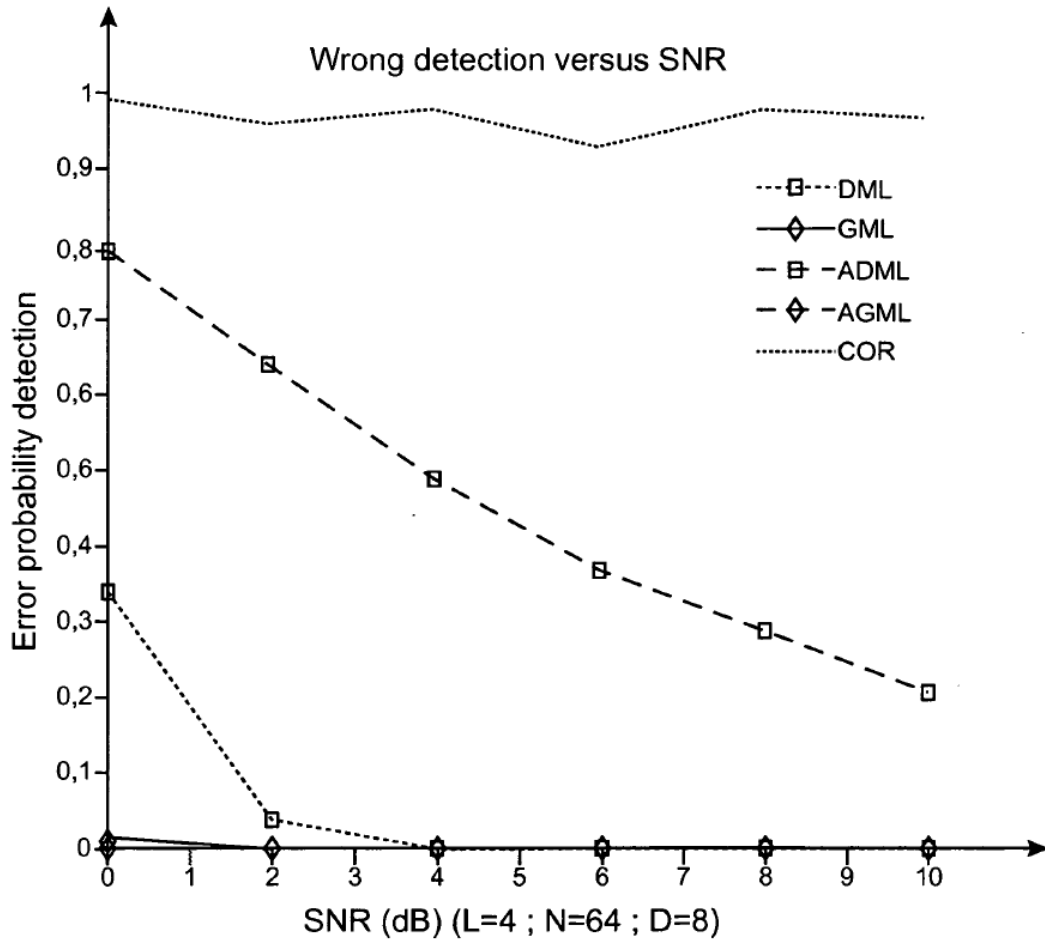


Fig. 5