(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 342 231**

(51) Int. Cl.:
H04L 25/02 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)
H04B 1/10 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Número de solicitud europea: **08157252 .1**
(96) Fecha de presentación : **30.05.2008**
(97) Número de publicación de la solicitud: **1998522**
(97) Fecha de publicación de la solicitud: **03.12.2008**

(54) Título: **Método de estimación de características de señales OFDM.**

(30) Prioridad: **31.05.2007 FR 07 55394**

(45) Fecha de publicación de la mención BOPI:
02.07.2010

(45) Fecha de la publicación del folleto de la patente:
02.07.2010

(73) Titular/es: **Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives**
Bâtiment D "Le Ponant" - 25, rue Leblanc
75015 Paris, FR

(72) Inventor/es: **Jallon, Pierre**

(74) Agente: **Justo Bailey, Mario de**

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).

Venta de fascículos: Oficina Española de Patentes y Marcas. Pº de la Castellana, 75 – 28071 Madrid

DESCRIPCIÓN

Método de estimación de características de señales OFDM.

Campo técnico

La presente invención se refiere al campo de la estimación ciega o semiciega de características de señales OFDM. Particularmente, encuentra aplicación en los sistemas de radio cognitiva y en el campo de la recepción de señales OFDM.

Estado de la técnica anterior

El volumen cada vez más importante del espectro ha llevado a considerar unos sistemas de telecomunicaciones capaces de coexistir con los sistemas de bandas de frecuencia ya asignados, llamados primarios. Dos estrategias de coexistencia son actualmente el objeto de importantes investigaciones. La primera consiste en utilizar un nivel de señal muy débil gracias a una exposición de espectro muy fuerte, es la vía seguida por los sistemas de banda ultra-ancha también denominados UWB (*Ultra Wide Band*). La segunda consiste en utilizar de manera oportunista una parte del espectro puntualmente o temporalmente desocupada, es la vía llamada radio cognitiva (o *Cognitive Radio*). Se encontrará una descripción de la radio cognitiva en la tesis fundadora de J. Mitola titulada "Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio", Royal Institute of Technology, Estocolmo, PhD Dissertation, 8 de mayo de 2000.

El principio de la radio cognitiva ha sido particularmente aceptado para el desarrollo de las redes inalámbricas de largo alcance también denominadas WRAN (*Wireless Regional Area Network*). Estas redes tienen actualmente por objeto un proceso de estandarización en el seno del grupo de trabajo de IEEE 802.22. Más precisamente, esta norma en curso de elaboración propone utilizar de manera oportunista las bandas UHF y VHF vacantes para realizar una transmisión inalámbrica punto por punto en una red WRAN. Está previsto en particular que las bandas UHF asignadas al sistema de televisión de difusión por vía terrestre DVB-T (*Digital Video Broadcast-Terrestrial*) puedan ser utilizadas con este fin. La norma DVB-T hace referencia a una modulación OFDM (*Orthogonal Frecuency Division Multiplexing*) para transmitir unos flujos de vídeo/audio comprimidos. Se encontrará una introducción a la norma IEEE 802.22 en el artículo de C. Cordeiro y otros titulado "IEEE 802.22: an introduction to the first wireless standard base on cognitive radios", publicado en *Journal of Communications*, vol. 1, nº 1, abril de 2006, páginas 38-47.

Antes de poder emitir en una banda UHF dada, es necesario que un emisor de la red WRAN pueda determinar si una señal OFDM está presente en esta banda. Ahora bien, un simple detector de potencia, tal como el preconizado en el artículo precitado, no permite obtener esta información de manera fiable, en particular para una baja relación señal/ruido.

Además, los terminales de un sistema de radio cognitiva pueden ellos mismos utilizar una modulación OFDM, como es, por cierto, el caso para las redes WRAN. Durante un cambio de banda de frecuencia, por ejemplo seguido de la indisponibilidad de la banda comúnmente utilizada, el receptor debe conocer la nueva banda y, de manera más general, los nuevos parámetros de transmisión utilizados por el emisor. Si el sistema de radio cognitiva autoriza un cambio de frecuencia con la iniciativa única del emisor, el receptor deberá proceder a una estimación ciega o semiciega de estos parámetros. Por estimación ciega, se entiende que el receptor no tiene conocimiento alguno *a priori* de ciertos de estos parámetros. Por estimación semiciega se entiende que el receptor no tiene un conocimiento *a priori* más que de ciertos de estos parámetros solamente. Por parámetros de transmisión, se entiende los parámetros necesarios en la desmodulación de un símbolo OFDM, por ejemplo la longitud del símbolo OFDM, la longitud del prefijo, el caudal de los símbolos de información.

Un método de estimación ciega de parámetros de transmisión OFDM para un sistema de radio cognitiva es conocido del artículo de H. Ishii y otros titulado "OFDM blind parameter identification in cognitive radios" publicado en PIRMC 2005, IEEE 16th Internacional Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications, páginas 700-705. Particularmente, se propone estimar la longitud de los tramos de símbolos OFDM así como su longitud útil gracias a los picos de la función de autocorrelación de la señal recibida. De manera similar, el artículo de P. Liu y otros titulado "A blind time-parameters estimation scheme for OFDM in multi-path channel" publicado en Proc. 2005 Int'l Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing, 23-26 de septiembre de 2005, vol. 1, páginas 222-227, da un método de estimación ciega de la longitud total de un símbolo OFDM y de su longitud útil a partir de los picos de dicha función de autocorrelación.

El artículo de A. Walter y otros titulado "OFDM parameters estimation, a time approach" publicado en Conference Record of the 34 Asilomar Conference, Signals, Systems and Computers, 29 de octubre de 2000, páginas 142-146, describe un método de estimación de la duración de un símbolo OFDM a partir de la transformada de Fourier de la función de autocorrelación cíclica de la señal recibida. Esta duración es estimada para un intervalo temporal de correlación y una pluralidad de frecuencias cíclicas.

El artículo de P. Jallon y otros titulado "Second order based cyclic frequency estimates: the case of digital communication signals", publicado en Proc. of ICASSP 2006 IEEE Conf., Toulouse, 14-19 de mayo de 2006, páginas IV-339

a IV-392, describe un método de estimación de frecuencias cíclicas en un momento de segundo orden de una señal de banda limitada. Esta estimación hace referencia a una suma cuadrática en una pluralidad de intervalos temporales de correlación.

Los métodos de estimación precitados no dan, sin embargo, un resultado fiable cuando la relación señal/ruido es baja.

Un primer objeto de la presente invención es proponer un método que permita determinar con gran fiabilidad si una señal OFDM está presente o ausente en una banda de frecuencia de interés, y esto igualmente en unas condiciones de baja relación señal/ruido.

Un segundo objeto de la presente invención es proponer un método de estimación ciega o semiciega de parámetros de transmisión de una señal OFDM, que sea fiable, igualmente en unas condiciones de baja relación señal/ruido.

Exposición de la invención

La presente invención es definida por el objeto de la reivindicación 1 aquí adjunta. Modos de realización ventajosos se definen en las reivindicaciones dependientes.

Breve descripción de los dibujos

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

la figura 1 representa de manera esquemática una señal OFDM;

la figura 2 da una interpretación gráfica de una función de discriminación útil en la puesta en marcha de la invención;

la figura 3 representa unas zonas del soporte de la función de autocorrelación que intervienen en el cálculo de la función de discriminación, para diferentes frecuencias cíclicas;

la figura 4 representa un método de determinación de una característica de señal OFDM según un primer modo de realización de la invención;

la figura 5 representa un método de determinación de una característica de señal OFDM según un segundo modo de realización de la invención.

Exposición detallada de modos de realización particulares

Se considera a continuación el terminal de un sistema de radio que desea determinar una característica de una señal OFDM. Por característica se entenderá aquí no solamente los parámetros de transmisión OFDM, tales como los definidos más arriba, sino también, de manera más fundamental, la simple información de presencia/ausencia de una señal OFDM en una banda dada. El terminal en cuestión puede ser por ejemplo un emisor de una red WRAN que busca una banda disponible en el espectro DVB-T, o un receptor OFDM de una red de radio cognitiva o no.

De manera general, una señal OFDM se puede escribir de la siguiente manera, después de la recepción en banda de base:

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

donde E es la potencia de la señal, N es el número de portadoras del multiplex OFDM, a_n son los símbolos de información que pertenecen a un alfabeto de modulación, típicamente BPSK, QPSK o QAM, $1/T_c$ es el caudal de los símbolos de información, D es el tamaño del prefijo cíclico expresado en número de símbolos de información, $g(t)$ es un impulso de puesta en forma de los símbolos OFDM que tienen un soporte temporal $[0,(N + D)T_c]$ destinado a apodizar el espectro de la señal, Δf es un residuo de portadora debido a la imperfección de la desmodulación RF.

Se ha representado de manera esquemática una señal OFDM en la figura 1. Está constituida por una secuencia de símbolos OFDM de duración total $(N + D)T_c$, presentando cada símbolo una 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, el prefijo cíclico es una copia del final del símbolo OFDM en el interior del intervalo de guardia, teniendo este último por objeto eliminar la interferencia intersímbolo (ISI).

En la descripción (1) hemos hecho abstracción de la respuesta del canal de transmisión. En la práctica, si el canal es de tipo multitrayecto, la señal OFDM recibida se puede escribir:

$$s_a'(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \lambda_l s_a(t - \tau_l) + w(t) \qquad (2)$$

donde L es el número de trayectos del canal, τ_1 y λ_1 son los tiempos de propagación de la señal y las atenuaciones de la señal en los diferentes trayectos, $w(t)$ es un ruido aditivo blanco gaussiano centrado.

La función de autocorrelación de la señal recibida se puede expresar entonces, aceptando la formulación (1):

$$Rs_a(t,\tau) = E\left\{s_a(t)s_a^*(t-\tau)\right\} \qquad (3)$$

donde $E\{.\}$ designa la esperanza matemática. Se puede mostrar entonces que:

$$Rs_a(t,\tau) = \frac{E}{N}\delta(\tau - NT_c)e^{2i\pi\Delta f\tau}\sum_k g(t-k(N+D)T_c)g(t-\tau-k(N+D)T_c) + \frac{E}{N}\delta(\tau) \qquad (4)$$

donde se ha indicado como $\delta(.)$ la distribución de Dirac. Se destacará que la expresión (4) no presenta, excepto en el caso trivial $\tau = 0$, valores no nulos más que para un decalaje $\tau = NT_c$, lo que se comprende en la medida en la que señal OFDM no presenta más periodicidad que la debida a la repetición del prefijo cíclico. Para este valor de decalaje:

$$Rs_a(t,NT_c) = \frac{E}{N}e^{2i\pi\Delta f\tau}\sum_k g(t-k(N+D)T_c).g(t-NT_c-k(N+D)T_c) \qquad (5)$$

Se apreciará que la función $Rs_a(t,NT_c)$ es invariable por translación de $(N + D)T_c$ y, por consiguiente, la señal s_a es cicloestacionaria. En otros términos, el espectro de $Rs_a(t,NT_c)$ es un peine de rayas de periodicidad $\frac{1}{(N + D)T_c}$.

Cuando la señal recibida es resultante de un canal multitrayecto, es decir que se puede expresar bajo la forma (2), las conclusiones precedentes permanecen válidas, siendo modulado simplemente el espectro de rayas por la función de transferencia del canal.

En todos los casos, la función de autocorrelación $Rs_a(t,NT_c)$ puede ser descompuesta según la serie de Fourier siguiente:

$$Rs_a(t,NT_c) = \sum_k r_a^k e^{2i\pi\frac{kt}{(N+D)T_c}} \qquad (6)$$

En la práctica, debido al tamaño finito de la ventana de correlación, la función $Rs_a(t,\tau)$ no tiene un soporte en τ simplemente reducido en la recta $\tau = NT_c$ sino que presenta una exposición según el eje de τ. Sin embargo, el reemplazo de la función $\delta(\tau - NT_c)$ por una función $h(\tau)$ cualquiera conduce incluso a una función de autocorrelación periódica, y de periodo $(N + D)T_c$. Sea cual sea el valor de τ, la función $Rs_a(t,\tau)$ se puede descomponer según una serie de Fourier:

$$Rs_a(t,\tau) = \sum_k r_a^k(\tau)e^{2i\pi\frac{kt}{(N+D)T_c}} \qquad (7)$$

donde los coeficientes de Fourier $r_a^k(\tau)$, también denominados coeficientes de correlación cíclica, son función del decalaje temporal τ. Las frecuencias $\frac{k}{(N + D)T_c}$ son denominadas frecuencias cíclicas.

Aunque los métodos de estimación del estado de la técnica proceden en dos etapas, estimando primero la longitud útil $T_u = NT_c$ y después la longitud total $T_s = (N + D) = T_c$ de los símbolos OFDM, se efectúa ventajosamente una estimación conjunta de estos parámetros, más resistente al ruido.

Para hacerlo, se considera de nuevo la función de autocorrelación de la señal recibida $Rs_a(t,\tau)$, y se introducen los coeficientes de correlación cíclica $\rho_a^{k/(\alpha+\beta)}(\tau)$ definidos por:

$$\rho_a^{k/(\alpha+\beta)}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T Rs_a(t,\tau) e^{-2i\pi \frac{kt}{\alpha+\beta}} = \left\langle Rs_a(t,\tau) e^{-2i\pi \frac{kt}{\alpha+\beta}} \right\rangle \quad (8)$$

donde los $\frac{k}{\alpha+\beta}$, $k \in z$ son las frecuencias cíclicas y $\langle . \rangle$ designa la media temporal. La función de autocorrelación se descompone entonces de la siguiente manera:

$$Rs_a(t,\tau) = \sum_k \rho_a^{k/(\alpha+\beta)}(\tau) e^{2i\pi \frac{kt}{\alpha+\beta}} \quad (9)$$

Se define una función de discriminación mediante:

$$J(\alpha,\beta) = \sum_{k=0}^{K-1} \left| \rho_a^{k/(\alpha+\beta)}(\alpha) \right|^2 \quad (10)$$

donde K es un valor entero estrictamente superior a 1, que indica el número de frecuencias cíclicas que se tienen en cuenta en la estimación. Esta función de discriminación permite determinar si, para un intervalo temporal $\tau = a$ dado, la función de autocorrelación presenta en función del tiempo unos picos que se repiten con una periodicidad $\alpha + \beta$.

En presencia de una señal OFDM de parámetros $T_u = NT_c$ y $T_s = (N + D)T_c$, la función de discriminación $J(\alpha,\beta)$ presentará un máximo J para $\alpha = NT_c$ y $\beta = DT_c$. Este máximo será sensiblemente superior al máximo J_0 que sería alcanzado por la función $J(\alpha,\beta)$ en ausencia de señal OFDM.

La función de discriminación $J(\alpha,\beta)$ permite a la vez determinar si una señal OFDM está presente en la señal recibida y, llegado el caso, estimar los parámetros temporales. Esta estimación puede ser ciega o semiciega: si el terminal conoce *a priori* uno o varios parámetros, la estimación de los otros parámetros se verá facilitada. Por ejemplo, si la longitud T_u de los símbolos OFDM es conocida por el terminal, la función de discriminación será simplemente maximizar según β, a saber:

$$J(T_u,\beta) = \sum_{k=0}^{K-1} \left| \rho_a^{k/(T_u+\beta)}(T_u) \right|^2 \quad (11)$$

La figura 2 da una interpretación gráfica de la función de discriminación $J(\alpha,\beta)$.

Se ha representado en la figura el plano (t,τ) en el que está definida la función de autocorrelación $Rs_a(t,\tau)$.

En el caso ideal de una señal OFDM s_a sin ruido, que tiene unos parámetros $T_u = NT_c$ y $T_s = (N + D)T_c$ bien definidos, la función de autocorrelación $Rs_a(t,\tau)$ tiene un soporte limitado en unos puntos de periodicidad T_s en la recta horizontal D_a de la ecuación $\tau = T_u$.

Por regla general, la función de autocorrelación de la señal recibida posee un soporte cualquiera en el que se encuentran cierto número de picos. La función de discriminación permite probar si esta distribución de picos es reveladora de la presencia de una señal OFDM y, llegado el caso, determinar los parámetros temporales.

Los puntos del plano correspondientes a la frecuencia cíclica $\frac{k}{\alpha+\beta}$, $k \in \{-K,..,0,..,K\}$ constituyen una red periódica de rectas D_n^k de pendientes $\pm k/n$, donde n, entero estrictamente positivo, es el índice del periodo según el eje t. En efecto, para un valor α dado, los puntos correspondientes a esta frecuencia cíclica pertenecen a la recta horizontal Δ_α de ecuación $\tau = \alpha$ y tienen por abscisas $\pm n\frac{\alpha+\beta}{k}$.

En el caso particular de la frecuencia nula $k = 0$, la red de rectas D_n^0 es degenerada y se reduce a la recta vertical D^0 de ecuación $t = 0$.

Ahora se supone que se busca el máximo J de la función de discriminación $J(\alpha,\beta)$ en un margen definido por los intervalos de variación $[\alpha_1,\alpha_2]$ y $[\beta_1,\beta_2]$. Hemos ilustrado en la figura 3 las zonas Ω_n^k del plano (t,τ) que contribuyen a $J(\alpha,\beta)$ para los primeros valores de k (k=0,1,2). Se destacará que el método de estimación del parámetro α según el estado de la técnica no tiene en cuenta más que la zona Ω^0 en la búsqueda del pico de correlación aunque el método de estimación según la presente invención tiene en cuenta los picos de correlación en la totalidad de las zonas Ω_n^k,k = 0,..,K - 1;n = 1,2,..

La figura 4 representa el organigrama de un método de estimación de al menos una característica de transmisión de una señal OFDM según un primer modo de realización de la invención. Más precisamente, este modo de realización permite estimar de manera conjunta los parámetros temporales de la señal OFDM, tales como la longitud útil y la longitud de prefijo de un símbolo OFDM.

En la primer etapa 410, se muestrea la señal recibida s, a la frecuencia de símbolos de información $1/T_c$, si se conoce, o a la frecuencia de Nyquist si no. La señal s es la señal en banda de base, por ejemplo resultante de una desmodulación en banda de base de la señal RF de una banda UHF de interés.

Se obtiene así una secuencia de muestras $\{s(u)\}_u$.

En la etapa 420, se calculan los coeficientes de correlación cíclica de la señal recibida con ayuda de la expresión (8), o sea:

$$\rho^{k/(\alpha+\beta)}(\alpha) = \left\langle Rs(t,\alpha)e^{-2i\pi\frac{kt}{\alpha+\beta}} \right\rangle \qquad (12)$$

En la práctica, se calcula la función de autocorrelación $Rs(t,\alpha)$ en una longitud de ventana finita U, a partir de la señal muestreada, o sea:

$$\rho^{k/(\tilde{\alpha}+\tilde{\beta})}(\tilde{\alpha}) = \frac{1}{U}\sum_{u=0}^{U-1} s(u)s^*(u-\tilde{\alpha})e^{-2i\pi\frac{k}{\tilde{\alpha}+\tilde{\beta}}} \qquad (13)$$

en la que se han definido los valores reducidos $\tilde{\alpha} = \frac{\alpha}{T_e}$ y $\tilde{\beta} = \frac{\beta}{T_e}$ donde T_e es el periodo de muestreo.

En la etapa 430, se deduce la función de discriminación a partir de la expresión (10), o sea:

$$J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta}) = \sum_{k=0}^{K-1}\left|\frac{1}{U}\sum_{u=0}^{U-1} s(u)s^*(u-\tilde{\alpha})e^{-2i\pi\frac{k}{\tilde{\alpha}+\tilde{\beta}}}\right|^2 \qquad (14)$$

La expresión (14) se puede escribir de manera equivalente, mediante simple translación de α:

$$J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta}) = \sum_{k=0}^{K-1}\left|\frac{1}{U}\sum_{u=0}^{U-1} s^*(u)s(u+\tilde{\alpha})e^{-2i\pi\frac{k}{\tilde{\alpha}+\tilde{\beta}}}\right|^2 \qquad (15)$$

Se apreciará que la suma en las frecuencias cíclicas en (14) y (15) se limita a las frecuencias positivas de 0 a K. Alternativamente, la suma puede abarcar las frecuencias negativas, o a la vez en las frecuencias negativas y positivas, por ejemplo -K a K, sin no obstante salir del marco de la invención.

En la etapa 440, se determinan los parámetros $\hat{\alpha}$ y $\hat{\beta}$ que maximizan la función de discriminación, o sea:

$$(\hat{\alpha},\hat{\beta}) = \underset{\substack{\tilde{\alpha}\in[\tilde{\alpha}_1,\tilde{\alpha}_2]\\ \tilde{\beta}\in[\tilde{\beta}_1,\tilde{\beta}_2]}}{\arg\max}(J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})) \qquad (16)$$

$\hat{\alpha}$ y $\hat{\beta}$ son respectivamente la estimación de la longitud útil y de la longitud de prefijo del símbolo OFDM.

Conviene apreciar que el cálculo de la función de discriminación y de su máximo puede ser en un conjunto discreto de valor de parámetros. Esto será en la práctica a menudo el caso, ya que los sistemas primarios a comprobar no utilizan más que un número restringido de parámetros posibles.

La figura 5 representa el organigrama de un método de estimación de una característica de transmisión de una señal OFDM según un segundo modo de realización de la invención. Más precisamente, este modo de realización permite determinar si una señal OFDM está presente en una banda de frecuencia determinada.

En la etapa 510, se procede al muestreo de correlación cíclica.

En la etapa 520, se calculan los coeficientes de correlación cíclica.

En la etapa 530, varios casos son factibles:

- Si se conocen ya los parámetros $T_u = NT_c$ y $T_{prefix} = DT_c$ bastará con calcular la función $J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})$ para la pareja de valores $\tilde{\alpha} = N, \tilde{\beta} = D$. Se elije entonces preferentemente una longitud de truncamiento espectral $K < N/D$ en la función de discriminación.

- Si se conoce el valor de uno de los parámetros, por ejemplo, bastará con calcular la función $J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})$ para el parámetro restante o para un conjunto de valores posibles del parámetro restante.

- Si se conoce que la pareja de parámetros $(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})$ pertenecen necesariamente a un conjunto de valores discretos, bastará con calcular $J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})$ para estos valores.

- En ausencia de información sobre $\tilde{\alpha}$ y $\tilde{\beta}$, se calculará la función $J(\tilde{\alpha}, \tilde{\beta})$ en un margen de valores definido por unos intervalos $[\tilde{\alpha}_1,\tilde{\alpha}_2]$ y $[\tilde{\beta}_1,\tilde{\beta}_2]$ de interés.

Se apreciará que, cuando el cálculo de $J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})$ no abarca más que ciertos valores de $\tilde{\alpha}$ y/o $\tilde{\beta}$, los coeficientes de correlación cíclica no tendrán que ser calculados más que para estos valores.

En la etapa 540, excepto el caso en el que los parámetros $\tilde{\alpha}$ y $\tilde{\beta}$ son los dos conocidos, se calcula el máximo J de la función $J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})$ en el margen o el conjunto discreto de valores de parámetros.

En la etapa 550, se compara el valor J con un umbral predeterminado J_0. Si $J \geq J_0$ se concluye que una señal OFDM está presente (562). En el caso contrario, ninguna señal OFDM, por lo menos ninguna señal OFDM cuyos parámetros temporales son comprobados, está presente en la banda de frecuencia considerada (561).

Se determina ventajosamente un umbral en función de la relación $\frac{U}{\sigma^4}$, donde σ^2 es la varianza del ruido. Para las bajas relaciones señal/ruido, se podrá utilizar la aproximación $\sigma^2 = \frac{1}{U}\sum_{u=0}^{U-1}\left|x(u)\right|^2$. Se puede mostrar que, si se elige J_0 verificando la ecuación:

$$J_0 - \frac{\sigma^4}{U}\ln\left(\sum_{j=0}^{K-1}\left(\frac{J_0 U}{\sigma^4}\right)^j \frac{1}{j!}\right) = 3{,}91\frac{\sigma^4}{U} \qquad (17)$$

la probabilidad de mala detección, es decir, la probabilidad de que se concluya una presencia de señal OFDM aunque esté ausente, tiende al 2% cuando U tiende a infinito.

Este método de determinación de presencia/ausencia de señal OFDM puede ser utilizado por los sistemas de radio cognitiva para decidir si pueden transmitir en una banda dada, particularmente una banda UHF del sistema DVB-T.

Este mismo método puede ser utilizado para unas operaciones de policía espectral, particularmente para detectar una ocupación ilícita del espectro.

En definitiva, los dos modos de realización pueden ser utilizados consecutivamente, el segundo modo para determinar en un primer tiempo si una señal OFDM está efectivamente presente en la señal recibida, después el primer modo para determinar sus parámetros temporales.

Estos dos modos de realización dan unos resultados satisfactorios en ausencia de señal interferente. Se llama aquí señal interferente a una señal que se manifiesta por una raya interferente en el espectro de la señal recibida transpuesta en banda de base, típicamente en una banda [-4 MHz, +4 MHz]. En tal situación, en función de la potencia de la raya interferente, el resultado del método de determinación según la invención puede ser erróneo.

Con el fin de prevenir contra este tipo de error, se prevé filtrar previamente la señal recibida antes de calcular los coeficientes de correlación cíclica.

Según una primera variante, el filtro utilizado es un filtro de paso banda centrado alrededor de la frecuencia portadora en banda de base. En el caso de bandas UHF, para la detección de señales DVB-T, se elegirá ventajosamente un filtro de paso banda de ancho de 4 MHz centrado en la frecuencia central del canal de interés o en 0 en banda de base. Este ancho de banda es en la práctica suficiente para no alterar la determinación de la característica de la señal DVB-T por el método según la invención. De manera general, se elegirá un filtro de paso banda que elimina la o las rayas interferentes.

Según una segunda variante, el filtro será un filtro de corte banda centrado en la o las bandas a eliminar.

Según una tercera variante, se podrá efectuar una filtración de la señal muestreada por medio de un filtro de decimación. Se elegirá entonces convenientemente la tasa de decimación para eliminar las rayas interferentes. Por ejemplo, si la señal en banda base está en la banda [-4 MHz 4 MHz] y ha sido muestreada en la frecuencia de Nyquist (8 MHz), y si se ha determinado que la raya interferente está a -2 MHz, se elegirá una tasa de decimación de 4. La señal muestreada así decimada estará entonces en la banda [-1 MHz 1 MHz] y ya no satisface el criterio de Nyquist. No obstante, el repliegue de la raya interferente debido al submuestreo se hace en la frecuencia nula. Más generalmente, si la raya interferente se encuentra a $\pm f_{int}$ en la banda [-B, +B] de la señal en banda de base, se muestreará a la frecuencia f_{int}, es decir, que se efectuará una filtración por decimación a una tasa de $2B/f_{int}$ para obtener en definitiva una señal en la banda $[-f_{int}, +f_{int}]$.

El repliegue de las imágenes de la raya interferente en la frecuencia nula no afecta las propiedades de cicloestacionariedad de la señal.

Para determinar la o las rayas interferentes, se calcula en primer lugar la densidad espectral de la señal recibida, por ejemplo calculando el cuadrado del módulo de la transformada de Fourier de la señal (FFT). Se determinada después la media m_s y la varianza σ_s de este módulo y se identifican los puntos P_v del espectro para los que la densidad espectral excede $m_s + \lambda\sigma_s$ donde λ es un real superior a 1, típicamente igual a o del orden de 3. Para cada uno de estos puntos P_v, se buscan, a derecha y a izquierda de estos puntos, los puntos cuya densidad espectral es sensiblemente igual a la media m_s, o sea P_v^- y P_v^+. Se filtra después la señal recibida mediante una cascada de filtros elementales que rechazan respectivamente las diferentes bandas $[P_v^-,P_v^+]$, o de manera equivalente mediante un filtro único cuya función de transferencia es la convolución de las funciones de transferencia de estos filtros elementales.

Sea cual sea la varianza del filtro, los coeficientes de correlación cíclica son calculados a partir de la señal recibida así filtrada.

REIVINDICACIONES

1. Método de determinación de al menos una característica de una señal OFDM en el seno de una señal recibida, en el que se calculan (420, 520) una pluralidad de coeficientes de correlación cíclica de la señal recibida para un intervalo temporal de correlación y una pluralidad de frecuencias cíclicas, **caracterizado** porque:

- se calcula (430, 530) una función de discriminación igual a la suma cuadrática de dichos coeficientes de correlación cíclica;
- se deduce (440, 561, 562) dicha característica de la señal OFDM en función de al menos un valor de dicha función de discriminación.

2. Método de determinación según la reivindicación 1, **caracterizado** porque la función de discriminación es calculada según la expresión:

$$J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta}) = \sum_{k=0}^{K-1}\left|\frac{1}{U}\sum_{u=0}^{U-1} s(u)s^*(u-\tilde{\alpha})e^{-2i\pi\frac{k}{\tilde{\alpha}+\tilde{\beta}}}\right|^2$$

donde $s(u), u = 1,...,U$ son unas muestras de la señal recibida, muestreadas en el periodo de muestreo T_e, $\tilde{\alpha}$ es dicho intervalo temporal expresado en periodo(s) de muestreo, $\tilde{\beta}$ es una duración de prefijo cíclico, expresada en periodo(s) de muestreo, estando tomada la suma en k en dicha pluralidad de frecuencias cíclicas.

3. Método de determinación según la reivindicación 1, **caracterizado** porque la función de discriminación es calculada según la expresión:

$$J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta}) = \sum_{k=0}^{K-1}\left|\frac{1}{U}\sum_{u=0}^{U-1} s^*(u)s(u+\tilde{\alpha})e^{-2i\pi\frac{k}{\tilde{\alpha}+\tilde{\beta}}}\right|^2$$

donde $s(u), u = 1,..,U$ son unas muestras de la señal recibida, muestreadas en el periodo de muestreo T_e, $\tilde{\alpha}$ es dicho intervalo temporal expresado en periodo(s) de muestreo, $\tilde{\beta}$ es una duración de prefijo cíclico, expresada en periodo(s) de muestreo, siendo tomada la suma en k en dicha pluralidad de frecuencias cíclicas.

4. Método de determinación según una de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado** porque dicha característica es la información de ausencia/presencia de dicha señal OFDM.

5. Método de determinación según la reivindicación 2 ó 3 y la reivindicación 4, **caracterizado** porque, siendo conocidas *a priori* la duración útil y la duración de prefijo cíclico de los símbolos OFDM de la señal OFDM, la función de discriminación es calculada para el valor de $\tilde{\alpha}$ igual a dicha duración útil y el valor de $\tilde{\beta}$ igual a dicho valor de duración de prefijo conocidos, expresados en periodo(s) de muestreo.

6. Método de determinación según la reivindicación 2 ó 3 y la reivindicación 4, **caracterizado** porque la función de discriminación es calculada para un conjunto de valores discretos posibles de $\tilde{\alpha}$ y/o de $\tilde{\beta}$.

7. Método de determinación según la reivindicación 2 ó 3 y la reivindicación 4, **caracterizado** porque la función de discriminación es calculada para un intervalo de valores de $\tilde{\alpha}$ y/o de $\tilde{\beta}$.

8. Método de determinación según la reivindicación 5, **caracterizado** porque se compara dicho valor de la función de discriminación con un valor de umbral predeterminado y porque se concluye la presencia de una señal OFDM si excede el valor de umbral y la ausencia de señal OFDM si no.

9. Método de determinación según una de las reivindicaciones 6 a 7, **caracterizado** porque se determina el máximo de la función de discriminación así calculada, porque se compara este máximo con un valor de umbral predeterminado y porque se concluye la presencia de una señal OFDM si este máximo excede el valor de umbral y la ausencia de señal OFDM si no.

10. Método de determinación según la reivindicación 8 ó 9, **caracterizado** porque el valor de umbral predeterminado es calculado en función de la relación $\frac{U}{\sigma^4}$ donde K es el número de frecuencias cíclicas y $\sigma^2 = \frac{1}{U}\sum_{u=0}^{U-1}\left|x(u)\right|^2$.

11. Método de determinación según una de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado** porque dicha característica es un parámetro temporal de la señal OFDM.

12. Método de determinación según la reivindicación 11, **caracterizado** porque dicho parámetro temporal es la longitud útil, la longitud de prefijo cíclico o la longitud total de los símbolos OFDM de dicha señal OFDM.

13. Método de determinación según la reivindicación 2 ó 3 y la reivindicación 12, **caracterizado** porque se calcula el máximo de la función de discriminación para una pluralidad de valores discretos posibles de $\tilde{\alpha}$ y/o de $\tilde{\beta}$.

14. Método de determinación según la reivindicación 2 ó 3 y la reivindicación 12, **caracterizado** porque se calcula el máximo de la función de discriminación para un intervalo de valores de $\tilde{\alpha}$ y/o de $\tilde{\beta}$.

15. Método de determinación según la reivindicación 13 ó 14, **caracterizado** porque se estima conjuntamente la longitud útil y la longitud de prefijo de los símbolos OFDM respectivamente como los valores respectivos $\tilde{\alpha}T_e$ y $\tilde{\beta}T_e$ que realizan dicho máximo de la función de discriminación.

16. Método de determinación según una de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado** porque la señal recibida es primero sometida a una etapa de filtración para eliminar al menos una raya interferente antes del cálculo de dicha pluralidad de coeficientes de correlación cíclica.

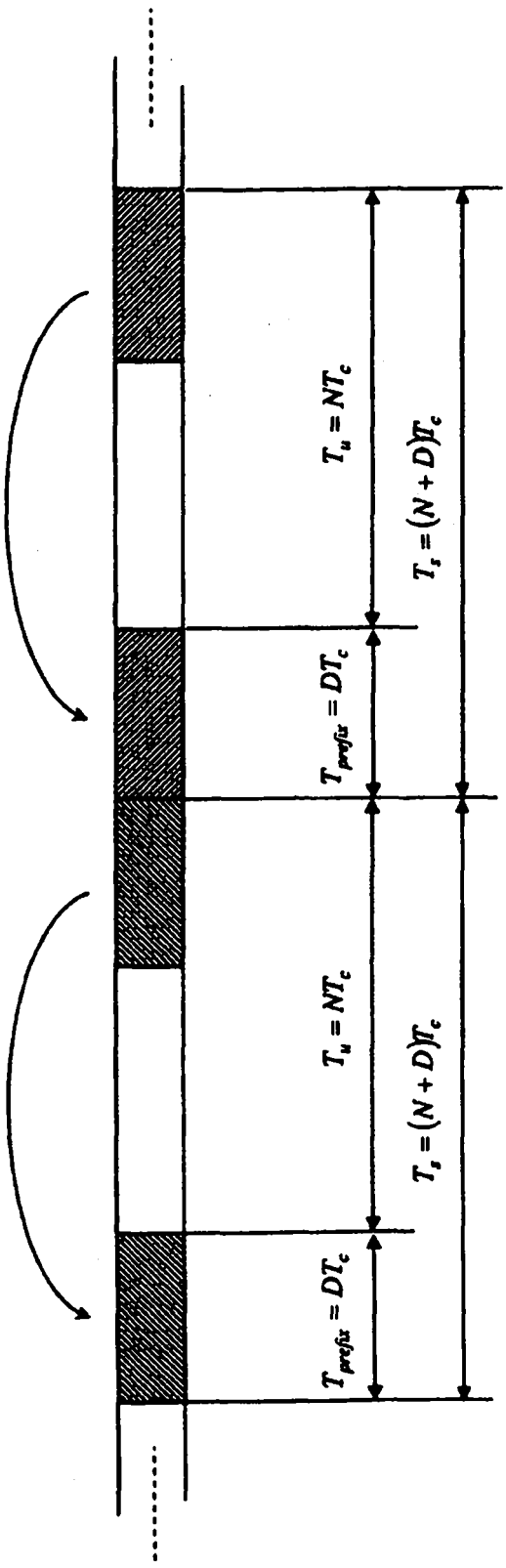


Fig. 1

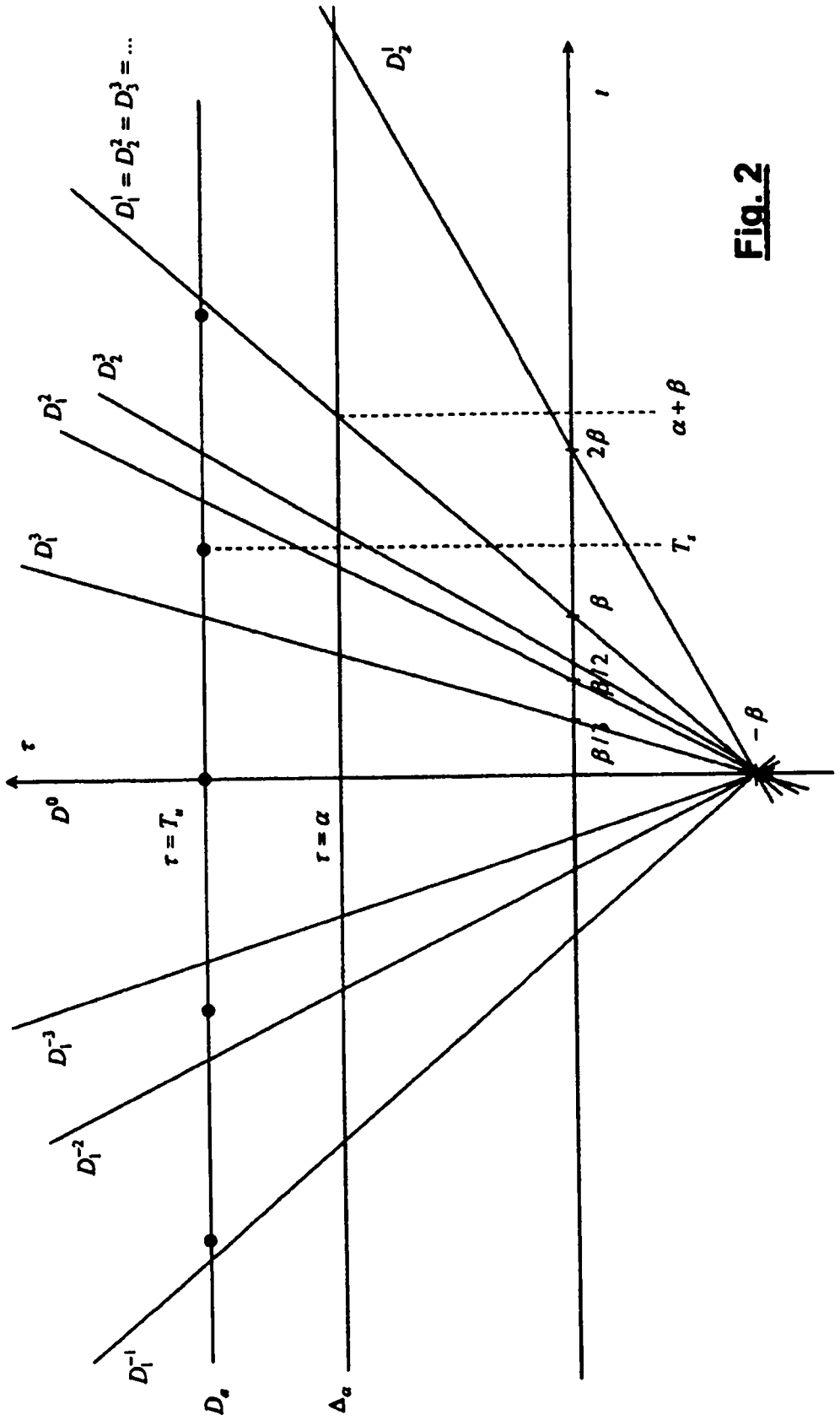

$D_1^1 = D_2^2 = D_3^3 = \ldots$
D_2^1
D_1^2
D_2^3
D_1^3
D_1^{-3}
D_1^{-2}
D_1^{-1}
D^0
D_e
Δ_a
r
t
$r = T_s$
$r = a$
$\alpha + \beta$
2β
T_s
β
$\beta/2$
$\beta/3$
$-\beta$

Fig. 2

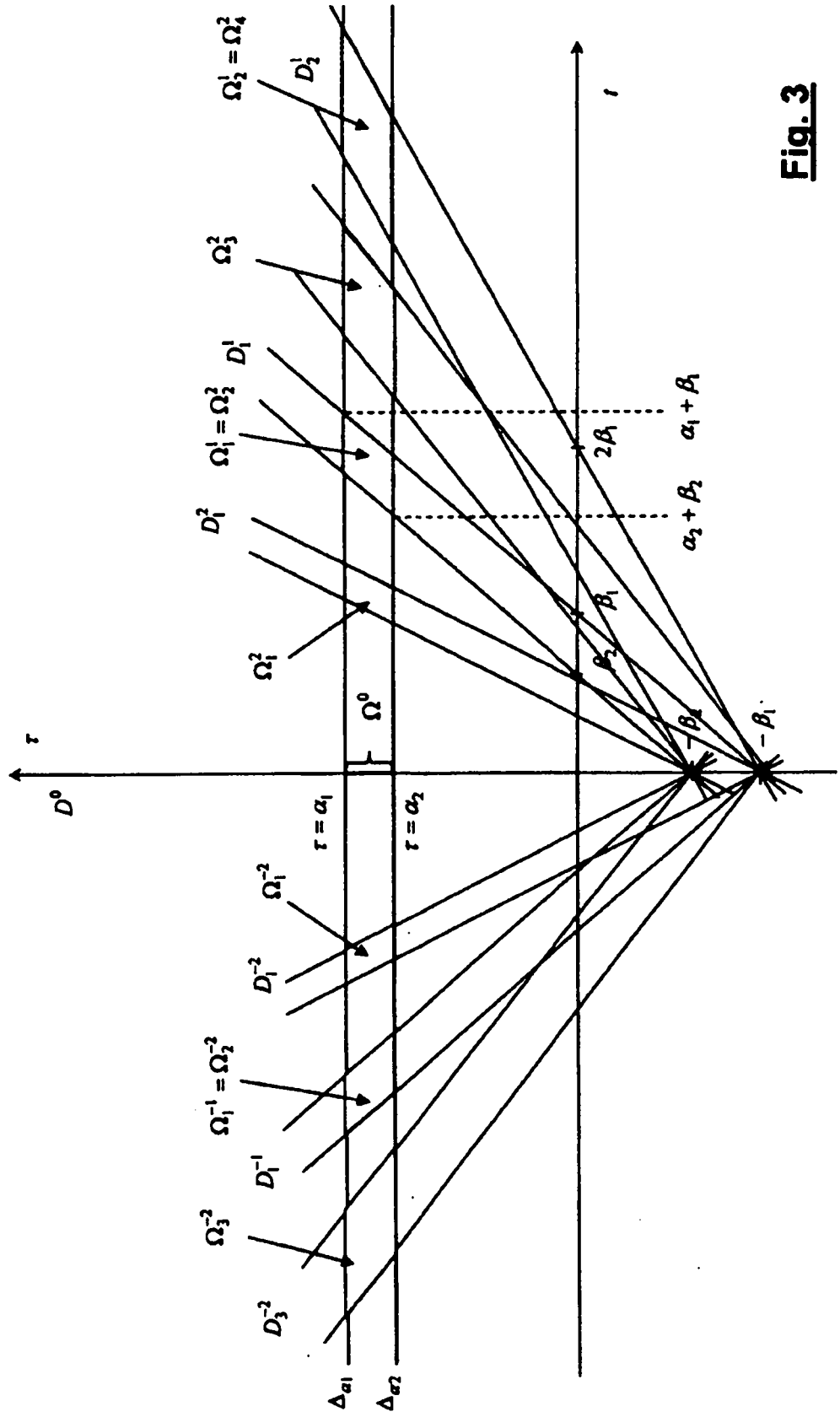


Fig. 3

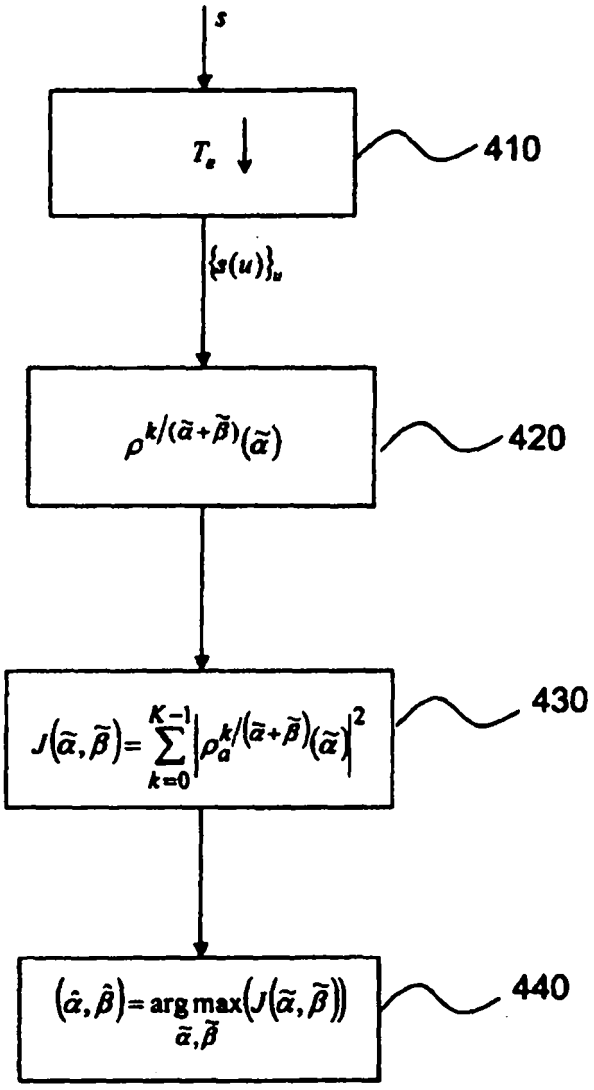

s
T_s
410
$\{s(u)\}_u$
$\rho^{k/(\tilde{\alpha}+\tilde{\beta})}(\tilde{\alpha})$
420
$J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})=\sum_{k=0}^{K-1}\left|\rho_a^{k/(\tilde{\alpha}+\tilde{\beta})}(\tilde{\alpha})\right|^2$
430
$(\hat{\alpha},\hat{\beta})=\arg\max_{\tilde{\alpha},\tilde{\beta}}(J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta}))$
440

Fig. 4

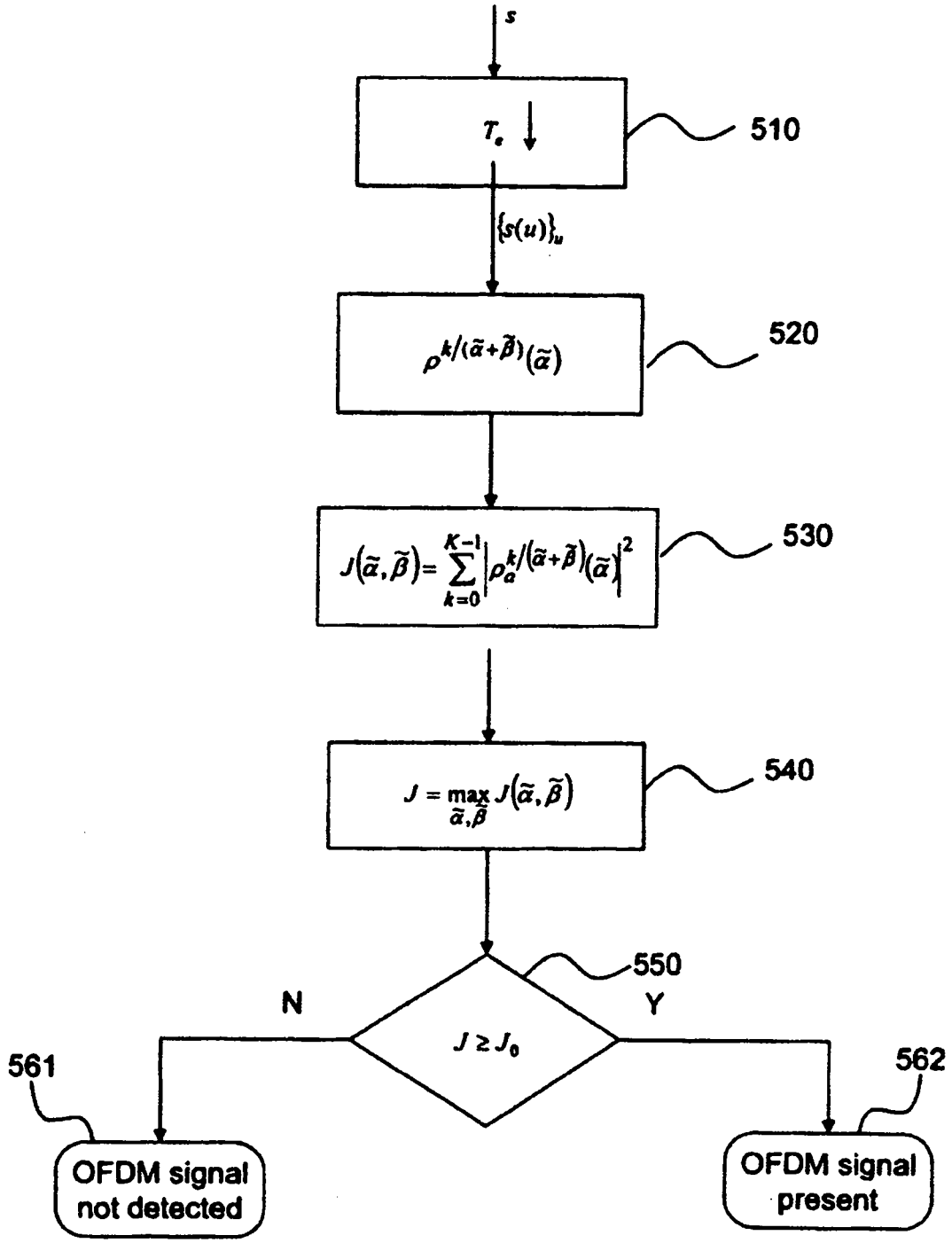

s
T_s
510
$\{s(u)\}_u$
$\rho^{k/(\tilde{\alpha}+\tilde{\beta})}(\tilde{\alpha})$
520
$J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta}) = \sum_{k=0}^{K-1} \left|\rho_a^{k/(\tilde{\alpha}+\tilde{\beta})}(\tilde{\alpha})\right|^2$
530
$J = \max_{\tilde{\alpha},\tilde{\beta}} J(\tilde{\alpha},\tilde{\beta})$
540
550
N
Y
$J \geq J_0$
561
562
OFDM signal not detected
OFDM signal present

Fig. 5