

19



OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: 2 376 687

21 Número de solicitud: 200930289

51 Int. Cl.:

H04J 11/00 (2006.01)

12

PATENTE DE INVENCION

B1

22 Fecha de presentación:

09.06.2009

43 Fecha de publicación de la solicitud:

16.03.2012

Fecha de la concesión:

17.01.2013

45 Fecha de publicación de la concesión:

29.01.2013

73 Titular/es:

UNIVERSITAT DE LES ILLES BALEARS
CTRA. DE VALLDEMOSSA, KM 7,5
07122 ISLAS BALEARES (ILLES BALEARS), ES

72 Inventor/es:

RIERA PALOU, Felip

74 Agente/Representante:

PONS ARIÑO, Ángel

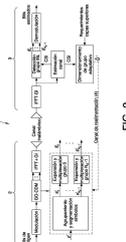
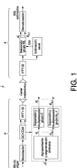
54 Título: PROCEDIMIENTO ADAPTATIVO PARA OPTIMIZAR UN SISTEMA MULTIPORTADORA.

57 Resumen:

Procedimiento adaptativo para optimizar un sistema multiportadora.

La presente invención describe un procedimiento adaptativo para optimizar un sistema multiportadora (1), donde el sistema multiportadora (1) comprende un emisor (2) que transmite información a un receptor (3) a través de un conjunto de Nc sub-portadoras divididas en grupos, comprendiendo el procedimiento realizar las operaciones de: calcular, en el lado del receptor (3), una estimación del rango

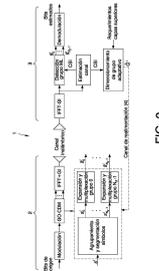
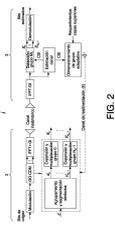
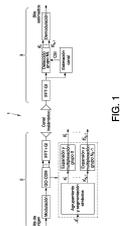
óptimo, enviar al emisor (2), a través de un canal (4) de realimentación, el tamaño de



de la matriz de correlación de frecuencia de grupo; determinar, en función de dicha estimación

grupo óptimo determinado; y adaptar en el emisor (3), el tamaño de grupo en función de la

un tamaño de grupo



recibida.

ES 2 376 687 B1

DESCRIPCIÓN

PROCEDIMIENTO ADAPTATIVO PARA OPTIMIZAR UN SISTEMA MULTIPORTADORA

5

OBJETO DE LA INVENCIÓN

El sistema GO-CDM-OFDM (Group-Orthogonal Code-Division Multiplex
10 Orthogonal Frequency-Division Multiplex, según sus siglas en inglés) es un
procedimiento de modulación empleado para la transmisión de datos. Este
procedimiento divide el conjunto de sub-portadoras disponibles en grupos
ortogonales y aplica procedimientos de detección óptima en el receptor
basándose en dichos grupos. Un parámetro crítico de este esquema es el tamaño
15 de grupo empleado, ya que tamaños de grupo inadecuados pueden aumentar en
gran medida la complejidad del proceso o provocar una pérdida importante de
prestaciones. El objeto principal de la presente invención es una técnica
adaptativa para ajustar dinámicamente el tamaño de grupo en función de las
características instantáneas del entorno de propagación. Además del sistema
20 GO-CDM-OFDM, esta técnica es adecuada para casi cualquier sistema
multiportadora.

ANTECEDENTES DE LA INVENCIÓN

25 Actualmente, las redes inalámbricas se han convertido en una parte
fundamental de las telecomunicaciones, extendiéndose más allá de los entornos
tradicionales, como oficinas y viviendas, para llegar hasta espacios públicos como
aeropuertos, centros comerciales o plazas. La gran variabilidad de entornos junto
con unas elevadas expectativas en términos de fiabilidad, bajo consumo y elevado
30 rendimiento requieren mecanismos que permitan una explotación óptima de las
características instantáneas del entorno de propagación.

Muchos sistemas inalámbricos actuales o futuros (por ejemplo, IEEE

802.11a/g/n, WiMaX, LTE) se basan en una arquitectura multi-portadora, siendo el OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplex, según sus siglas en inglés) la opción más popular. En el sistema OFDM, la selectividad de frecuencia del canal se combate transmitiendo símbolos de información a través de sub-portadoras ortogonales en paralelo, de modo que se transforma un canal de banda ancha en muchos canales planos de banda estrecha, como se describe en J.L. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", IEEE Trans. on Communication, vol. 33, N° 7, pp. 665-785, Julio de 1985.

10

La introducción del sistema CDM-OFDM por S. Kaiser, "OFDM code-division multiplexing in fading channels", IEEE Trans. Communications, vol. 50, pp. 1266-1273, 2002 supuso una importante mejora de los sistemas OFDM. En el sistema CDM-OFDM, en lugar de transmitirse un único símbolo por cada sub-portadora (como en OFDM convencional), se multiplexan grupos de símbolos empleando códigos de expansión ortogonales y se transmite cada grupo simultáneamente mediante un grupo de sub-portadoras. Esta técnica recuerda al principio del sistema CDMA (Code-Division Multiple Access), donde varios usuarios comparten un grupo de sub-portadoras gracias a que cada uno de ellos emplea un código de expansión diferente, como describen N. Yee, J. P. Linnartz y G. Fettweis en "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks", Proc. IEEE Int. Symp. On Pers., Indoor and Mob. Rad. Comm., Yokohama (Japón), Sept. 1993, pp. 109-113.

15

20

Recientemente, se ha propuesto el GO-MC-CDMA (Group-orthogonal MC-CDMA, según sus siglas en inglés) como una variante particular de MC-CDMA, según describen X. Cai, S. Zhou y G. Giannakis, "Group-orthogonal multicarrier CDMA", IEEE Trans. Communications, vol. 52, N° 1, pp. 90-99, Enero 2004. En el sistema GO-MC-CDMA se dividen los usuarios en grupos, cada uno de los cuales utiliza exclusivamente un pequeño subconjunto o grupo de todas las sub-portadoras. Las sub-portadoras que forman un grupo se eligen de modo que estén lo más separadas posible dentro del ancho de banda disponible para

25

30

maximizar la diversidad frecuencial. Dicho de otro modo, un sistema GO-MC-CDMA se puede interpretar como muchos sistemas MC-CDMA independientes de menor tamaño funcionando en paralelo. Este menor tamaño permite el uso de receptores óptimos para cada grupo basándose en una detección de máxima verosimilitud (ML o Maximum Likelihood según sus siglas en inglés) con un coste computacional aceptable.

El uso de grupos ortogonales también ha sido propuesto para sistemas basados en CDM-OFDM en el documento de F. Riera-Palou, G. Femenias y J. Ramis “On the design of uplink and downlink group-orthogonal multicarrier wireless systems”, IEEE Trans. Communications, vol. 56, N° 10, pp. 1656-1665, Octubre 2008. En este artículo se demuestra que el tamaño de grupo en sistemas GO-CDM-OFDM resulta un parámetro crucial, debiendo obtenerse como un compromiso entre complejidad y rendimiento. Sin embargo, dada la gran variedad de posibles escenarios en los que pueden operar las WLANs, la solución conservadora habitualmente empleada a este problema se fundamenta en el uso del máximo tamaño de grupo que el receptor sea capaz de gestionar. Aunque esta solución tiene el objetivo de conseguir el máximo rendimiento, frecuentemente el resultado es una significativa malversación de los recursos disponibles, ya que en la mayoría de los casos la pobre selectividad frecuencial del canal no justificaría el uso de tamaños de grupo tan elevados. Además, modulaciones de alto orden combinadas con tamaños de grupo grandes podrían dificultar la aplicación de este sistema, ya que la detección de máxima verosimilitud (ML) se hace extremadamente compleja incluso empleando demoduladores muy eficientes.

DESCRIPCIÓN

La presente invención describe un método para ajustar dinámicamente y automáticamente el tamaño de grupo en un sistema multiportadora en función del nivel de diversidad frecuencial del canal. En comparación con el método convencional de establecer un tamaño de grupo fijo según la complejidad máxima

que es capaz de aceptar el receptor, este procedimiento tiene múltiples ventajas. En primer lugar, la ventaja más importante es que reduce la carga computacional media, evitando receptores innecesariamente complejos, ya que un tamaño de grupo que exceda del orden de diversidad del canal no producirá ningún beneficio en cuanto a rendimiento. En segundo lugar, evita interferencias innecesarias que podrían aumentar la tasa de error. Y finalmente, este esquema puede ayudar a implementar diferentes políticas de funcionamiento en función de las necesidades de cada caso. Por ejemplo, si el sistema funciona conectado a la red se puede configurar el tamaño de grupo para conseguir el máximo rendimiento, mientras que si funciona con baterías se puede configurar para minimizar el consumo de energía.

Así, la presente invención describe un procedimiento adaptativo para optimizar un sistema multiportadora, donde el sistema multiportadora comprende un emisor que transmite información a un receptor a través de un conjunto de N_c sub-portadoras divididas en grupos y donde el procedimiento comprende realizar las operaciones de:

1) Calcular, en el lado del receptor, una estimación \hat{D}'_ε del rango de la matriz de correlación de frecuencia de grupo. Esta estimación del rango se puede obtener utilizando cualquier procedimiento posible, aunque en una realización particular de la invención se realizan las siguientes sub-operaciones:

1a) Obtener la respuesta en frecuencia \bar{h}^l de las N_c sub-portadoras, un conjunto finito $\mathcal{Q} = \{Q^1, \dots, Q^{\max}\}$ de valores posibles de tamaño de grupo y un valor umbral ε .

De acuerdo con una realización particular de la invención, en sistemas GO-CDM-OFDM basados en el uso de códigos Walsh-Hadamard, $\mathcal{Q} = \{1, 2, 4, 8, \dots, Q^{\max} = 2^{(N_{\max})}\}$ donde

Nmax viene determinado por la complejidad máxima disponible en el receptor y/o de la selectividad frecuencial máxima del canal. En cualquier caso, si se usan otros códigos, los valores pueden ser arbitrarios.

5

En cuanto a la elección del valor umbral ε , se puede determinar mediante el método "prueba y error". Básicamente, cuanto más pequeño sea epsilon, más tendencia tendrá el sistema a utilizar grupos grandes (->explotar toda la diversidad frecuencial). Por el contrario, para valores mayores, el sistema tenderá a usar tamaños de grupo más reducidos (primará más simplificar la complejidad de la detección.)

10

1b) Calcular el número de grupos según $N_g = N_c / Q^{\max}$.

15

1c) Formar la respuesta en frecuencia de cada grupo $\{\bar{h}_1^l, \dots, \bar{h}_{N_g}^l\}$.

1d) Calcular una estimación de la matriz de correlación mediante la

$$\text{expresión } \tilde{R}_g^l = \frac{1}{N_g} \sum_{i=1}^{N_g} \bar{h}_i^l (\bar{h}_i^l)^H.$$

20

1e) Determinar el rango \hat{D}_ε^l de la matriz de correlación estimada \tilde{R}_g^l .

2) Determinar, en función de dicha estimación \hat{D}_ε^l , un tamaño \tilde{Q}^l de grupo óptimo. Por ejemplo, si se desea maximizar el rendimiento del sistema, se

25

empleará un tamaño de grupo tal que $\tilde{Q}^l = \min_{Q \in \mathcal{Q}} \{Q \geq \hat{D}_\varepsilon^l\}$. En cambio, si lo que

se pretende es minimizar la complejidad del sistema, se elegirá

$\tilde{Q}^l = \min_{Q \in \mathcal{Q}} \left\{ \left\lceil Q - \hat{D}_\varepsilon^l \right\rceil \right\}$. Es evidente que se podrían idear otros criterios que

permitan maximizar o minimizar determinados parámetros particulares del sistema multiportadora.

- 3) Enviar al emisor, a través de un canal de realimentación, el tamaño \tilde{Q}^i de grupo óptimo determinado. Esta operación se puede realizar con la misma frecuencia que los pasos anteriores, o bien realizarse únicamente cuando se produce un cambio en el tamaño de grupo óptimo, minimizándose así el número de bits a transmitir a través del canal de realimentación.
- 4) Adaptar, en el emisor, el tamaño de grupo según \tilde{Q}^i .

El coste de señalización de este mecanismo adaptativo se reduce a la realimentación de una pequeña cantidad de información que el receptor debe enviar al transmisor. Nótese que esta técnica sirve de complemento a otro tipo fundamental de estrategia adaptativa, la modulación y codificación adaptativas, que tratan de maximizar la tasa de transferencia de información en función de las condiciones instantáneas del canal. Además, aunque el presente documento se centra en sistemas de una única antena, esta técnica se puede extender a configuraciones con múltiples antenas, tanto transmisoras como receptoras.

20

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Fig. 1 muestra un esquema de un ejemplo de sistema GO-CDM-OFDM convencional.

25

La Fig. 2 muestra un esquema de un sistema GO-CDM-OFDM dotado de unos elementos que permiten implementar el procedimiento de la presente invención.

30

Las Figs. 3a, 3b y 3c son gráficas que muestran el comportamiento de un ejemplo de sistema GO-CDM-OFDM real operado de acuerdo con el

procedimiento de la presente invención.

REALIZACIÓN PREFERENTE DE LA INVENCION

La Fig. 1 del presente ejemplo representa un sistema GO-CDM-OFDM (1) convencional equipado con una única antena de transmisión y una única antena de recepción que funciona sobre N_c sub-portadoras. De acuerdo con los principios de diseño del GO-CDM-OFDM (1), las sub-portadoras se dividen en N_g grupos, cada uno de los cuales comprende Q sub-portadoras ($N_g = N_c/Q$). Según se aprecia en el lado izquierdo de la Fig. 1, en primer lugar los bits de origen se codifican empleando símbolos de una constelación compleja de orden M (por ejemplo, BPSK, M-QAM) con una potencia media unidad.

A continuación, los símbolos resultantes se alimentan a la etapa GO-CDM, que a su vez comprende las siguientes operaciones:

15

a) Segmentar el flujo de símbolos entrante (incluyendo los símbolos piloto) en bloques de longitud N_c , incluyendo una conversión serie-paralelo que resulta en s^l , donde l denota el índice de símbolo OFDM.

20

b) Disponer los símbolos de cada bloque en grupos $\{s_0^l, \dots, s_{N_g-1}^l\}$, donde $s_g^l = [s_{g,1}^l \dots s_{g,Q}^l]^T$ representa un grupo individual.

25

c) Codificar los grupos multiplicando cada uno por una matriz C , $\hat{s}_g^l = Cs_g^l$, donde C es una matriz ortonormal $Q \times Q$, preferentemente una matriz Walsh-Hadamard escalada y rotada.

30

Los símbolos, una vez codificados, son procesados finalmente por un modulador OFDM que consiste en un procesamiento IFFT, la adición de un intervalo de guarda (Guard Interval o GI según sus siglas en inglés) y una conversión hasta la banda de frecuencias adecuada.

En esta descripción, se supone que el enlace de los canales de transmisión (Tx) y de recepción (Rx) es variable con el tiempo y selectivo en frecuencias, con un perfil de retardo de potencia $S(\tau)$ dependiente del entorno. Suponiendo que el canal se mantiene constante como mínimo durante la transmisión de un símbolo OFDM, la respuesta en frecuencia para las N_c sub-portadoras durante el bloque l-ésimo se denota como $\bar{h}^l = [\bar{h}_0^l \dots \bar{h}_{N_c-1}^l]^T$, cuya matriz de correlación es $R^l = E\{\bar{h}^l (\bar{h}^l)^H\}$. Similarmente, $\bar{h}_g^l = [\bar{h}_{g,1}^l \dots \bar{h}_{g,Q}^l]^T$ denota la respuesta en frecuencia del canal para el grupo g-ésimo, con la matriz de correlación $R_g^l = E\{\bar{h}_g^l (\bar{h}_g^l)^H\}$, que se supone común a todos los grupos siempre que las sub-portadoras de grupo se elijan uniformemente espaciadas en el ancho de banda. Nótese que R_g^l se puede obtener simplemente de R^l seleccionando las entradas espaciadas según la dimensión del grupo.

15

Suponiendo una sincronización ideal en el lado del receptor, el vector de muestras recibidas correspondientes al grupo g-ésimo durante el símbolo OFDM l-ésimo en la salida de la etapa FFT del proceso se puede expresar como $r_g^l = A_g^l s_g^l + v_g^l$, con $A_g^l = C H_g^l$ donde $H_g^l = D(\bar{h}_g^l)$ es una matriz diagonal Q x Q con \bar{h}_g^l como su diagonal principal. Finalmente, v_g^l es un vector Q x 1 que representa el ruido del receptor, donde cada componente se obtiene a partir de una distribución gaussiana de media cero con una varianza de σ_v^2 que permite que la relación señal-ruido se defina como $E_s / N_0 = 1/(2\sigma_v^2)$.

25

En recepción, los símbolos de un grupo se estiman conjuntamente utilizando una estimación de máxima verosimilitud (ML) según:

$$\tilde{s}_g^l = \arg \min \|A_g^l s_g^l - r_g^l\|^2$$

Existen múltiples métodos para implementar esta optimización, como por ejemplo, una detección esférica como la descrita por U. Fincke y M. Pohst, 5 “Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis”, Math. Comput., vol. 44, pp. 463-471, 1985, para llevar a cabo de forma eficiente la búsqueda exhaustiva requerida por la estimación ML. Se supone que el procedimiento de estimación de canal es capaz de proporcionar al detector de la ecuación anterior una información sobre el 10 estado del canal (CSI, Channel State Information según sus siglas en inglés).

El documento de F. Riera-Palou et al. mencionado anteriormente en el presente documento realiza un análisis teórico detallado del GO-CDM-OFDM donde se muestra que la tasa de error de bit tiene un límite superior dado por:

15

$$P_b \leq \frac{1}{QM^Q \log_2 M} \sum_{g=1}^{M^Q} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq g}}^{M^Q} P(s_g^l \rightarrow s_m^l) N_b(s_g^l, s_m^l)$$

donde la probabilidad de error a pares (Pairwise Error Probability, PEP según sus siglas en inglés) $P(s_g^l \rightarrow s_m^l)$ representa la probabilidad de detectar 20 erróneamente el vector de símbolos s_m^l cuando en realidad se transmitió el s_g^l , y $N_b(s_g^l, s_m^l)$ es el número de bits diferentes entre los grupos de símbolos s_g^l y s_m^l . Adicionalmente, se demuestra que una adecuada selección de los códigos de expansión (por ejemplo, la matriz Walsh-Hadamard rotada) minimiza la probabilidad de error al mismo tiempo que garantiza que su comportamiento 25 asintótico está dominado por PEPs con único error (Single-error PEPs, SEP según sus siglas en inglés). Una expresión útil para un SNR asintóticamente grande es:

$$P_{\infty}^{SEP}(\varepsilon) = \frac{2\tilde{D}^l!}{2\tilde{D}^l!^2} \frac{1}{\varepsilon^{\tilde{D}^l} \prod_{d=1}^{D^l} (\rho_l^d)^{\alpha_l^d}} \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-\tilde{D}^l}$$

donde $\varepsilon = |s_{g,q}^l - s_{m,q}^l|^2$ es el error cuadrático, $\rho_l = \{\rho_l^1, \dots, \rho_l^{D^l}\}$ denota el conjunto de D^l valores propios de R_g^l diferentes de cero cuyas multiplicidades son $\alpha_l = \{\alpha_l^1, \dots, \alpha_l^{D^l}\}$ y $\tilde{D}^l = \sum_{d=1}^{D^l} \alpha_l^d$ es el rango de la matriz R_g^l de correlación
 5 frecuencial del canal correspondiente a un grupo.

Se deduce de esta ecuación que el rango (instantáneo) de la matriz de correlación frecuencial del canal correspondiente a un grupo determina la
 10 diversidad asintótica de un sistema GO-CDM-OFDM (1) y por tanto, puede formar la base de un mecanismo de adaptación de tamaño de grupo. Se deduce de esta ecuación que una configuración en la que $Q > \tilde{D}_l$ no es deseable, en comparación con un sistema donde $Q = \tilde{D}_l$, ya que no proporcionaría ninguna ganancia de diversidad adicional, pero haría el proceso
 15 de detección más complejo. Estrictamente hablando, el mayor rango posible de R_g^l está dado por el número de caminos independientes en el perfil del canal. Sin embargo, como se muestra en F. Riera et al., muy frecuentemente el rango real es muy inferior, ya que la máxima diversidad sólo se consigue con tasas de error tan bajas que no es posible conseguirlas en casos reales. El esquema
 20 adaptativo para seleccionar el tamaño de grupo se basa en esta dependencia del rango para establecer dinámicamente el tamaño de grupo como una función de la respuesta del canal. Con este objeto, el receptor necesita una estimación \tilde{R}_g^l de la matriz de correlación de frecuencia de grupo.

25 La Fig. 2 muestra un esquema de un sistema GO-CDM-OFDM modificado para llevar a cabo el procedimiento de la invención. Se podría calcular una estimación precisa de la matriz R^l realizando un promedio

temporal. Sin embargo, en entornos con una baja selectividad temporal, donde los canales tienden a variar con mucha lentitud, se requerirían muchos símbolos OFDM para la obtención de una estimación adecuada. Afortunadamente, sólo se necesita la matriz de correlación de canal de grupo, por lo que se simplifica la estimación de la correlación. Así, suponiendo que la respuesta en frecuencia del canal es un proceso estacionario en sentido amplio (Wide-Sense Stationary, WSS según sus siglas en inglés), y suponiendo también que las sub-portadoras de un grupo dado están uniformemente espaciadas en el ancho de banda disponible, se puede obtener una estimación \tilde{R}_g^l adecuada a partir de la CSI instantánea. Nótese que el tamaño de grupo a determinar se elige de entre un conjunto finito de posibles valores de Q , ya que $Q = \{Q^1, \dots, Q^{\max}\}$, donde el máximo Q^{\max} está determinado por la máxima complejidad de detección que puede soportar el receptor. Supongamos que en el símbolo l el receptor detecta el canal para formar la respuesta en frecuencia \bar{h}^l sobre todas las sub-portadoras N_c . Entonces, empleando el tamaño de grupo máximo disponible Q^{\max} es posible formar las respuestas en frecuencia para todos los grupos $N_g = N_c / Q^{\max}$, $\{\bar{h}_1^l, \dots, \bar{h}_{N_g}^l\}$. Teniendo en cuenta la propiedad WSS, se tiene que:

$$E\{\bar{h}_{g,i}^l, \bar{h}_{g,j}^l\} = \{\bar{h}_{m,i}^l, \bar{h}_{m,j}^l\}$$

para $i, j \in \{1, \dots, Q^{\max}\}$, ya que la correlación entre cualesquiera dos sub-portadoras depende únicamente de su separación, no de su posición absoluta. Así, se puede construir una estimación de la matriz de correlación de canal de grupo a partir de una única respuesta en frecuencia promediando entre grupos:

$$\bar{R}_g^l = \frac{1}{N_g} \sum_{i=1}^{N_g} \bar{h}_i^l (\bar{h}_i^l)^H$$

Utilizando propiedades básicas relacionadas con el rango de una matriz, es fácil

demostrar que:

$$\text{rango}(\bar{R}_g^l) \leq \min(N_g, Q^{\max})$$

y por tanto cuando $N_g = Q^{\max}$ se maximiza el rango de posibles tamaños de grupos empleando un único CSI. En el presente documento, se denotan los valores propios de \bar{R}_g^l como $\Lambda_l = \{\lambda_l^1, \dots, \lambda_l^{\hat{D}_T^l}\}$ donde, debido al carácter determinístico de \bar{R}_g^l , se puede deducir que son todos diferentes entre sí y de multiplicidad 1. En consecuencia, \hat{D}_T^l representa el verdadero rango de \bar{R}_g^l . Con el objetivo de conseguir la adaptación, según el criterio dado por Riera et al, se puede dar una definición más flexible del rango:

$$\hat{D}_\varepsilon^l = \min\{j : \Phi_l(j) \geq 1 - \varepsilon\}, \text{ donde } \Phi_l(j) = \frac{\sum_{i=1}^j \lambda_l^i}{\sum_{i=1}^{\hat{D}_T^l} \lambda_l^i}$$

con $j \in \{1, \dots, \hat{D}_T^l\}$ y ε es un pequeño valor no negativo utilizado para establecer un umbral para la suma acumulativa normalizada de valores propios. Nótese que $\hat{D}_\varepsilon^l \rightarrow \hat{D}_T^l$ a medida que $\varepsilon \rightarrow 0$.

Como el tamaño de grupo Q representa las dimensiones de una matriz de expansión ortonormal (por ejemplo, C), existen restricciones acerca del rango de valores que puede tomar. En el caso de matrices Walsh-Hadamard (rotadas), Q se restringe a potencias de dos. Correlacionar \hat{D}_ε^l con un tamaño de grupo permitido, junto con el establecimiento de ε , permite la implementación de diferentes estrategias. Por ejemplo:

Maximizar rendimiento: $\tilde{Q}^l = \min_{Q \in \mathcal{Q}} \{Q \geq \hat{D}_\varepsilon^l\}$

Minimizar complejidad: $\tilde{Q}^1 = \min_{Q \in \mathcal{Q}} \left\{ Q - \hat{D}_\varepsilon^1 \right\}$

5 A continuación se presenta un resumen del procedimiento de adaptación de tamaño de grupo descrito en el presente documento:

a) Fijar Q, ε

b) Obtener \bar{h}^{-1}

c) Calcular $N_g = N_c / Q^{\max}$

10 d) Formar la respuesta en frecuencia por grupos $\{\bar{h}_1^l, \dots, \bar{h}_{N_g}^l\}$

e) Calcular la estimación de la matriz de correlación:

$$\tilde{R}_g^1 = \frac{1}{N_g} \sum_{i=1}^{N_g} \bar{h}_i^{-1} (\bar{h}_i^{-1})^H \quad (\text{hemos añadido factor } 1/N_g)$$

f) Determinar el rango:

$$\hat{D}_\varepsilon^l = \min \left\{ j : \Phi_l(j) \geq 1 - \varepsilon \right\}, \text{ donde } \Phi_l(j) = \frac{\sum_{i=1}^j \lambda_i^l}{\sum_{i=1}^j \lambda_i^l}$$

15 g) Obtener \tilde{Q}^l a partir de \hat{D}_ε^l de acuerdo con la estrategia adecuada en cada caso:

$$\text{Maximizar rendimiento: } \tilde{Q}^l = \min_{Q \in \mathcal{Q}} \left\{ Q \geq \hat{D}_\varepsilon^l \right\}$$

20 Minimizar complejidad: $\tilde{Q}^1 = \min_{Q \in \mathcal{Q}} \left\{ Q - \hat{D}_\varepsilon^1 \right\}$

La realimentación que requiere esta estrategia adaptativa depende de la dinámica del canal. Una posibilidad para implementar este procedimiento es que el receptor estime periódicamente el rango del canal correspondiente a un

grupo y envía al transmisor el nuevo tamaño de grupo únicamente cuando se produzca una variación. En cualquier caso, la cantidad de información de realimentación se puede considerar insignificante, ya que cada actualización requiere únicamente $\lceil \log_2 N_Q \rceil$ bits de realimentación, donde $\lceil \cdot \rceil$ devuelve el entero superior más cercano y N_Q es el número de elementos de Q . También sería posible una codificación diferencial de \tilde{Q}^l , lo cual disminuiría aún más el número de bits de realimentación a transmitir.

Finalmente, las Figs. 3a, 3b y 3c muestran los resultados obtenidos al aplicar el procedimiento descrito a un sistema con $N_c=64$ sub-portadoras operando en un ancho de banda $W=20$ MHz. El número de tamaños de grupo posibles se limita a cuatro, concretamente $Q = \{1,2,4,8\}$, lo cual implica una realimentación únicamente de dos bits por cada actualización. El umbral de la suma acumulativa de valores propios se establece en $\varepsilon=10^{-6}$. Para valorar el rendimiento del procedimiento de adaptación del tamaño de grupo, se ha generado un perfil de canal variable con el tiempo. Este perfil está compuesto por las denominadas “épocas”, cada una de las cuales comprende 10000 símbolos OFDM. Dentro de una época, se genera una realización de canal independiente para cada símbolo OFDM a partir de un determinado perfil de canal. Para que resulte más clara la visualización de los resultados, se mantiene el perfil de canal de generación constante para tres épocas consecutivas y luego se cambia a la siguiente época. Todos los perfiles de canal considerados son modelos del estándar IEEE 802.11n según la siguiente tabla:

25

Identificación	Entorno	Expansión temporal (ns)
A	Atenuación plana (casi AP)	0
B	Residencial	15
C	Oficina pequeña/típica	30
D	Oficina típica	50

E	Oficina grande	100
F	Espacio amplio (interior/exterior)	150

El gráfico de la Fig. 3a muestra la evolución de la probabilidad de error por bit (BER, Bit Error Ratio según sus siglas en inglés) con $E_s / N_o = 20$ dB para sistemas con tamaño de grupo fijo y adaptativo a medida que el entorno cambia por los diferentes perfiles de canal. Cada punto representa el BER medio de los 10000 símbolos OFDM anteriores. Centrándonos en las configuraciones de tamaño de grupo fijas, se aprecia que un tamaño de grupo grande no siempre consigue una reducción del BER. Por ejemplo, para el perfil A el uso de un componente GO-CDM no produce ningún beneficio. Similarmente, para los perfiles B y C no se aprecia mejora significativa alguna en las prestaciones del sistema al utilizar grupos de tamaño mayor que 2 y 4 respectivamente.

Las líneas de círculos y cuadrados sólidos representan el resultado de emplear el procedimiento propuesto, respectivamente para maximizar el rendimiento y para minimizar la complejidad, según se ha descrito anteriormente en el presente documento. Se aprecia cómo ambos algoritmos son capaces de ajustar el tamaño de grupo teniendo en cuenta el entorno de operación, de forma que cuando el canal no es muy selectivo en frecuencias se emplean grupos pequeños mientras que cuando se detecta una selectividad en frecuencias alta el tamaño de grupo crece. Las diferencias entre ellos ilustran cómo uno de los algoritmos está dirigido a optimizar (maximizar) el rendimiento, en contraste con el que optimiza (minimiza) la complejidad. Esto es una consecuencia directa de la diferente elección de tamaño de grupo, cuyos promedios por época se muestran en el gráfico de la Fig. 3b junto con las medias de rango real \hat{D}_T^l y estimado \hat{D}_ε^l .

Como complemento al comportamiento del BER, se considera también el coste computacional de las configuraciones en estudio. La complejidad del

detector ML depende fuertemente de su implementación. B. Hassibi y H. Vikalo, en "On the sphere-decoding algorithm I. expected complexity", IEEE Trans. Signal Proc., vol. 53, pp. 2806-2818, 2005, sugieren que para SNRs bajos o moderados la complejidad media del decodificador esférico es cúbica con relación al número de símbolos a estimar. En consecuencia, en un sistema GO-CDM-OFDM basado en ML con N_g grupos funcionando en paralelo, una medida indicativa de la complejidad computacional es $N_g x Q^3$. Esta medida se muestra en el gráfico 3c, donde se aprecia que, efectivamente, la adaptación de acuerdo con el criterio de minimizar la complejidad es menos compleja que aquella calculada con el criterio de maximizar el rendimiento. También se aprecia el derroche de recursos que se produce cuando se emplean los sistemas con tamaño de grupo grande y fijo de acuerdo con la técnica anterior, especialmente cuando funcionan en canales con una selectividad frecuencial muy limitada como A y B.

15

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento adaptativo para optimizar un sistema multiportadora (1), donde el sistema multiportadora (1) comprende un emisor (2) que transmite información a un receptor (3) a través de un conjunto de N_c sub-portadoras divididas en grupos, comprendiendo el procedimiento realizar las operaciones de:

5 - calcular, en el lado del receptor (2), una estimación \hat{D}_ε^l del rango de la matriz de correlación frecuencial de grupo;

10

- determinar, en función de dicha estimación \hat{D}_ε^l , un tamaño \tilde{Q}^l de grupo óptimo;

15 - enviar al emisor (3), a través de un canal (4) de realimentación, el tamaño \tilde{Q}^l de grupo óptimo determinado; y

- adaptar, en el emisor (3), el tamaño de grupo en función de la \tilde{Q}^l recibida.

20 2. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, donde la operación de cálculo de la estimación \hat{D}_ε^l a su vez comprende:

25 - obtener la respuesta en frecuencia \bar{h}^l de las N_c sub-portadoras, un conjunto finito $\mathcal{Q} = \{Q^1, \dots, Q^{\max}\}$ de valores posibles de tamaño de grupo y un valor umbral ε ;

- calcular un número de grupos según $N_g = N_c / Q^{\max}$;

- formar la respuesta en frecuencia por grupos $\{\bar{h}_1^l, \dots, \bar{h}_{N_g}^l\}$;

- calcular una estimación de la matriz de correlación mediante la

expresión $\tilde{R}_g^l = \frac{1}{N_g} \sum_{i=1}^{N_g} \mathbf{h}_i (\mathbf{h}_i)^H$; y

5 - determinar el rango \hat{D}_ε^l de la matriz de correlación estimada \tilde{R}_g^l

3. Procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde el tamaño \tilde{Q}^l de grupo óptimo es aquel que maximiza el rendimiento del sistema multiportadora (1), obteniéndose mediante la ecuación

10 $\tilde{Q}^l = \min_{Q \in \mathcal{Q}} \{Q \geq \hat{D}_\varepsilon^l\}.$

4. Procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde la el tamaño \tilde{Q}^l de grupo óptimo es aquel que minimiza la complejidad del sistema multiportadora (1), obteniéndose mediante la ecuación

15 $\tilde{Q}^l = \min_{Q \in \mathcal{Q}} \left\{ \left| Q - \hat{D}_\varepsilon^l \right| \right\}.$

5. Procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que además comprende codificar diferencialmente el tamaño \tilde{Q}^l de grupo óptimo determinado para minimizar el número de bits que se realimentan al emisor (2).

20

6. Procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde el sistema multiportadora (1) es un sistema GO-CDM-OFDM.

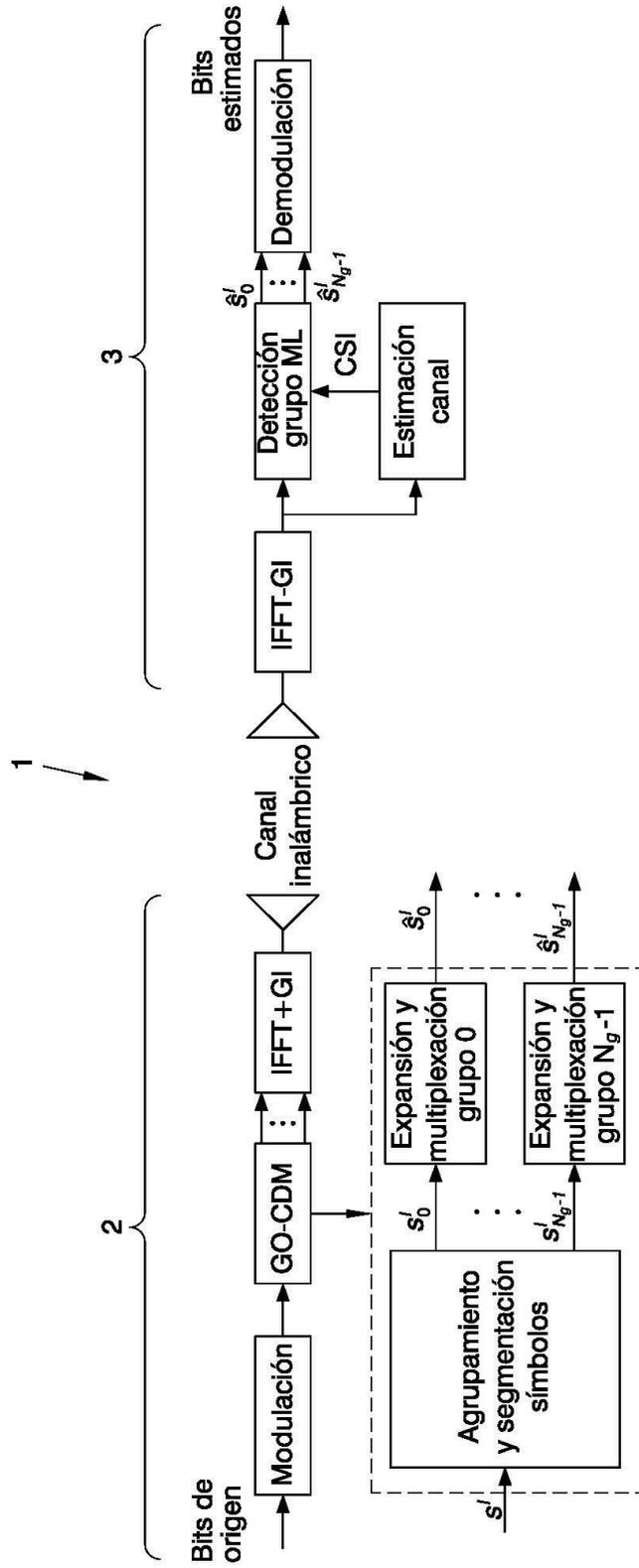


FIG. 1

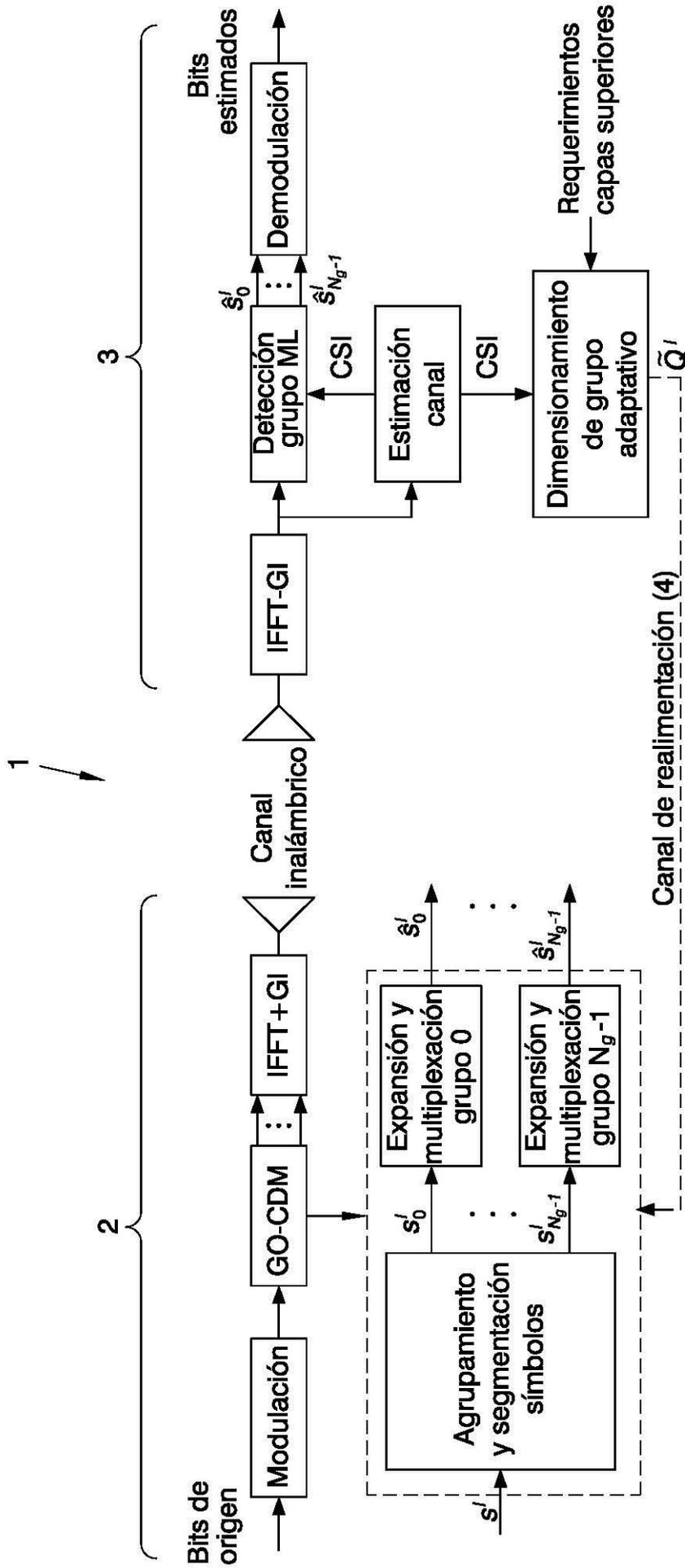


FIG. 2

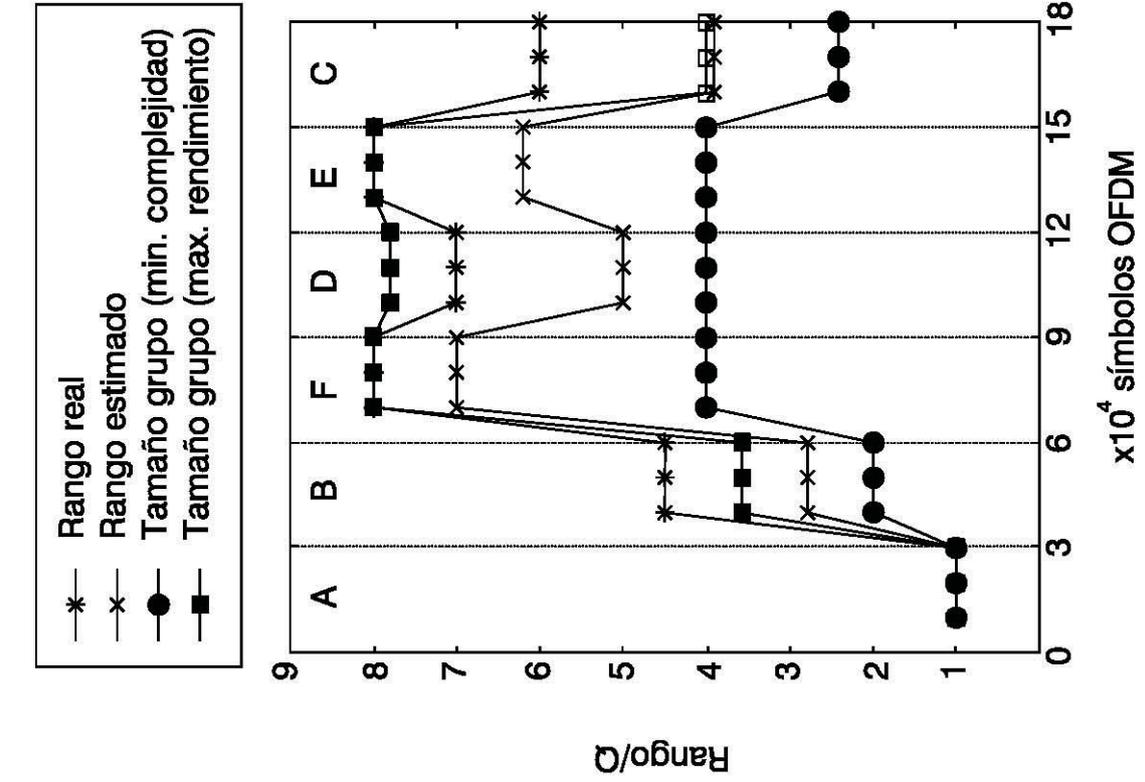


FIG. 3b

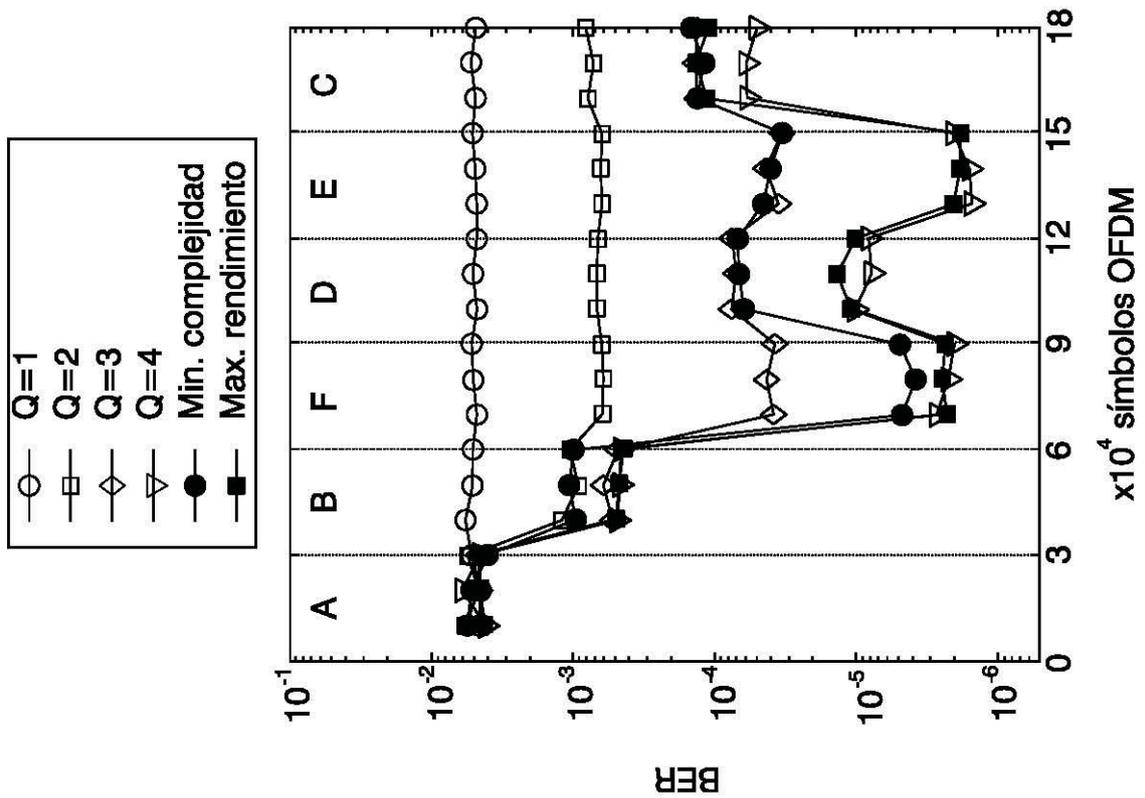


FIG. 3a

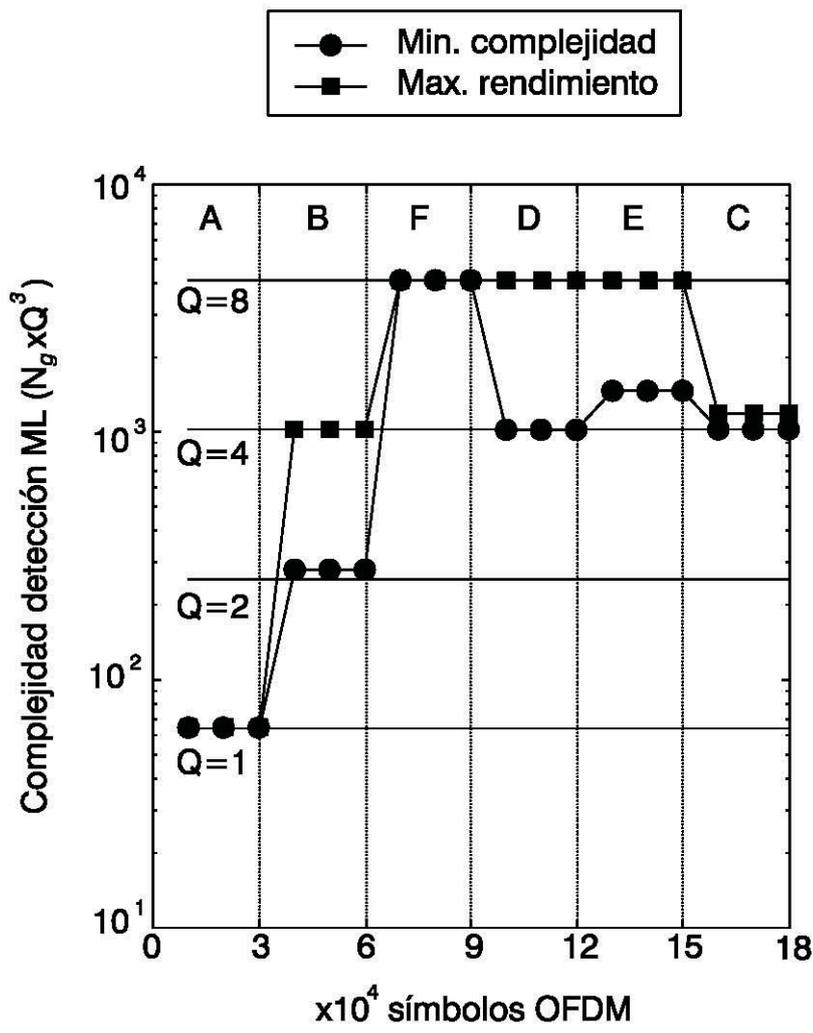


FIG. 3c



OFICINA ESPAÑOLA
DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

②① N.º solicitud: 200930289

②② Fecha de presentación de la solicitud: 09.06.2009

③② Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤① Int. Cl.: **H04J11/00** (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	RIERA-PALOU, F.; FEMENIAS, G.; RAMIS, J.. "On the design of uplink and downlink group-orthogonal multicarrier wireless systems" Communications, IEEE Transactions on Volume: 56, Issue: 10 Publication Year: 2008, Página(s): 1656-1665 [en línea] [recuperado el 21.02.2012] Recuperado de Internet: < http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4641896 >	1-6
A	ZHIQIANG LIU et al. "Linear Constellation Precoding for OFDM With Maximum Multipath Diversity and Coding Gains". IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, 20030301 IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ. USA. Vol. 51, No. 3, Páginas: 416-427. XP011071162 ISSN 0090-6778.	1-6

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

El presente informe ha sido realizado

para todas las reivindicaciones

para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe
01.03.2012

Examinador
J. Botella Maldonado

Página
1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H04J

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI, NPL, XPESP, XPAIP, XPI3E, INSPEC.

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 01.03.2012

Declaración

Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)	Reivindicaciones 1-6	SI
	Reivindicaciones	NO
Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)	Reivindicaciones 1-6	SI
	Reivindicaciones	NO

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de aplicación industrial. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

Base de la Opinión.-

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como se publica.

1. Documentos considerados.-

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	RIERA-PALOU, F.; FEMENIAS, G.; RAMIS, J.. "On the design of uplink and downlink group-orthogonal multicarrier wireless systems" Communications, IEEE Transactions on Volume: 56, Issue: 10 Publication Year: 2008, Página(s): 1656-1665 [en línea] [recuperado el 21.02.2012] Recuperado de Internet: < http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4641896 >	
D02	ZHIQIANG LIU et al. "Linear Constellation Precoding for OFDM With Maximum Multipath Diversity and Coding Gains". IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, 20030301 IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ. USA. Vol. 51, No. 3, Páginas: 416-427. XP011071162 ISSN 0090-6778.	

2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de Patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración

El documento D01 presenta un análisis del BER en sistemas GO-CDM-OFDM del que se derivan reglas de diseño en cuanto al número de subportadoras por grupo y la elección de los códigos de ensanchamiento. Este documento junto con el D02 son sólo indicativos del estado general de la técnica y no documentos significativos que afecten a la novedad o actividad inventiva del objeto de la invención.

Por lo tanto la invención tal como se reivindica en las reivindicaciones de la 1ª a la 6ª es nueva e implica actividad inventiva.