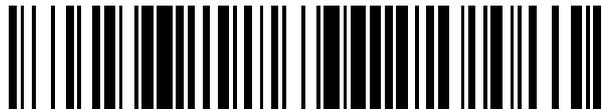


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 471 945**

51 Int. Cl.:

H04L 1/00 (2006.01)

H04L 1/20 (2006.01)

H04B 7/04 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.10.2005 E 05797088 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.03.2014 EP 1807956**

54 Título: **Rango y mecanismo práctico simplificado y método asociado, para adaptar la modulación MIMO en un sistema multiportadora con realimentación**

30 Prioridad:

15.10.2004 US 967015

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

27.06.2014

73 Titular/es:

**SISVEL INTERNATIONAL S.A. (100.0%)
44, rue de la Vallée
2661 Luxembourg , LU**

72 Inventor/es:

**PRIOTTI, PAOLO y
TIRKKONEN, OLAV**

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 471 945 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

Rango y mecanismo práctico simplificado y método asociado, para adaptar la modulación MIMO en un sistema multiportadora con realimentación

CAMPO TÉCNICO

5 La invención se refiere en general al campo de la transmisión inalámbrica y, más específicamente, a enlaces de transmisión multiportadora de banda ancha. Aún más específicamente, la invención se refiere a un rango y mecanismo práctico simplificado para adaptar la modulación MIMO en un sistema multiportadora con realimentación.

De acuerdo con la invención, un enlace de transmisión que opera en un canal de comunicación variable en el tiempo está equipado con características de adaptación para mejorar el rendimiento respecto a características de canal. Un número de tipos de adaptación convencionales incluyen constelación de señal, asignación de potencia, y carga de bits. La presente invención está relacionada con la adaptación de esquemas de transmisión para sistemas multiportadora de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, del inglés "Multiple-Input, Multiple-Output") en que la adaptación se realiza entre modos de transmisión, en que un modo incluye un tipo de modulación matricial, y puede incluir adicionalmente una constelación de señal específica, un código de canal concatenado específico, y su tasa. Este tipo de adaptación es denominada aquí adaptación espacial. Hay que resaltar que la invención no se refiere en particular a la asignación de potencia sobre diferentes subportadoras.

ANTECEDENTES

La adaptación de un esquema de transmisión para un sistema MIMO puede ser formulada como un problema de maximización del caudal con una probabilidad de indisponibilidad dada. Restricciones a la complejidad computacional hacen más cercana una implementación real para el problema.

Se han propuesto un número de sistemas para adaptar la transmisión sobre un canal MIMO, pero sólo unos pocos de tales sistemas tratan la cuestión de selección de esquema MIMO, mientras que otros cubren la adaptación de potencia; véase, por ejemplo, Z. Zhou, B. Vucetic, "MIMO Systems with Adaptive Modulation", IEEE, proc. VTC04-Spring, y K. S. Kim, Y. H. Kim, J. Y. Ahn, "An Adaptive MIMO Transmission Technique for LDPC Coded OFDM Cellular Systems", IEEE, proc. VTC04-Spring.

En "Adaptive transmission method in MIMO systems", RCS2003-310, Y. Murakami, K. Kobayashi, M. Orihashi, y T. Matsuoka, de Matsushita Electric Industrial Co. Ltd., proponen un sistema MIMO adaptativo en que una aproximación de flujos paralelos es usada para canales con una elevada relación de señal a ruido (SNR, del inglés "Signal-to-Noise Ratio"), mientras que es adoptada una aproximación de Alamouti para una relación SNR más baja. Sin embargo, esta adaptación no es sólo difícil de extender a más de dos antenas de transmisión, debido a la no existencia de diseños ortogonales de tasa uno, sino que además no tiene en cuenta las propiedades espaciales del canal.

En "Adaptive rate MIMO system using space-time block mapping", IEEE 2003, K. J. Hwang, S. Lee, y K. H. Chang introducen una aproximación prometedora en la que la tasa de multiplexación espacial es modificada adaptativamente sobre la base de características de canal, tales como relación SNR y correlación. Este sistema, sin embargo, no ha sido completamente desarrollado.

Alternativamente, cierta técnica anterior caracteriza un canal MIMO a la vista de transmisión adaptativa. Por ejemplo, en "Characterization of MIMO channels for spatial multiplexing systems", IEEE 2001, R. W. Heath Jr., A. Paulraj proponen usar el número de condición de Demmel para evaluar la adecuación de un canal para multiplexación espacial. Adicionalmente, en "Measurement of Demmel condition number for 2x2 MIMO-OFDM broadband channels", proceeding of VTC04-Spring, IEEE 2004, N. Kita, W. Yamada, A. Sato, D. Mori, y S. Uwano muestran la distribución del número de condición de Demmel en canales reales. Sin embargo, sobre la base de simulaciones, la adaptación basada en el número de condición de Demmel no se comporta tan bien como es deseable para algunas aplicaciones.

El documento EP1367760 A2 da a conocer un sistema inalámbrico que tiene una pluralidad de transmisores y receptores, en que uno de los transmisores está dispuesto para transmitir a uno de los receptores y un transmisor puede ser controlado dependiendo de un parámetro del transmisor; un parámetro del receptor o un parámetro de un entorno inalámbrico entre el transmisor y el receptor.

De acuerdo con ello, se ha dirigido una búsqueda continuada al desarrollo de un sistema y método para adaptar parámetros de transmisión en un sistema de comunicación multiportadora que tiene múltiples antenas de transmisión y/o múltiples antenas de recepción.

SUMARIO

La presente invención, de acuerdo con ello, proporciona un método y un dispositivo de acuerdo con las reivindicaciones 1 y 10 para realizar adaptación de transmisión y espacial, en que la adaptación está basada en

propiedades estadísticas de un conjunto de características de canal, y en que el conjunto describe características de canal de más de una subportadora de un esquema de señalización multiportadora.

5 Más específicamente, se utilizan extensiones multiportadora simplificadas de adaptación espacial, y la invención está dirigida en general a sistemas MIMO-OFDM (del inglés "Orthogonal Frequency Multiplexing", multiplexación por división ortogonal de frecuencia). En el diseño de un sistema MIMO-OFDM de aplicación real con modulación matricial adaptativa, se consideran al menos dos restricciones. Primero, la computación de los parámetros que describen el canal (que serán denominados aquí como una "característica de canal") debe tener una baja complejidad. Segundo, la cantidad de cabecera de datos necesaria para realimentar la característica de canal debe ser despreciable en comparación con la carga útil de información.

10 En una realización preferida, los parámetros estadísticos comprenden medias (promediadas sobre un número de subportadoras) de números que describen rangos prácticos (*pranks*, del inglés "practical ranks") de la matriz de canal y posiblemente relaciones de señal a interferencia+ruido (SINR, del inglés "Signal-to-Interference+Noise Ratios", también denominadas SNIR) o potencias recibidas totales de las realizaciones de canal de las subportadoras individuales. Más específicamente, el rango *prank* aproximado es computado como la media de la relación del valor absoluto de un autovalor dado de la matriz de canal al valor absoluto del autovalor más grande, computada sólo sobre un subconjunto de las subportadoras totales. El subconjunto puede escogerse como subportadoras regularmente espaciadas separadas por una distancia menor que, o sustancialmente igual a, la anchura de banda (BW, del inglés "BandWidth") de coherencia de canal aproximada.

20 La transmisión es realizada usando el mismo tipo de modulación matricial, la misma constelación, y el mismo tipo y tasa de codificación de canal para todas las subportadoras en un símbolo dado, en que el término "símbolo" se usa aquí para hacer referencia a la parte de un símbolo OFDM asignada a un usuario, o más en general, a una unidad de transmisión para otros sistemas MC. Por concreción, la invención es explicada aquí en el marco de una transmisión de símbolos OFDM completos a un usuario. Quedará claro que el esquema adaptativo basado en el rango *prank* aproximado da un caudal medio que supera el caudal medio máximo de las modulaciones matriciales componentes.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Para una comprensión más completa de la presente invención, y de sus ventajas, se hace referencia ahora a las siguientes descripciones tomadas en conjunción con los dibujos adjuntos, en los cuales:

30 la figura 1 presenta un diagrama de flujo que ilustra la lógica de control para implementar características de la presente invención para adaptar parámetros de transmisión en un sistema de comunicación multiportadora que tiene múltiples antenas de transmisión y/o múltiples antenas de recepción;

la figura 2 presenta una realización alternativa de la lógica de control de la figura 1, ejecutable sin relación SNIR;

35 la figura 3 presenta un entorno de simulación usado para probar el algoritmo de detección de paquetes propuesto;

la figura 4 presenta el comportamiento de la presente invención; y

la figura 5 presenta el comportamiento en cuanto a tasa de error de bits (BER, del inglés "Bit Error Rate") de las modulaciones matriciales constituyentes.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

40 En la siguiente descripción, se exponen numerosos detalles específicos para proporcionar una comprensión a fondo de la presente invención. Sin embargo, será obvio para aquéllos con experiencia en la técnica que la presente invención puede llevarse a la práctica sin tales detalles específicos. En otros casos, elementos bien conocidos han sido ilustrados en forma esquemática o en forma de diagrama de bloques con el fin de no oscurecer la presente invención con detalles innecesarios. Adicionalmente, en la mayoría de los casos, los detalles relativos a enlaces de transmisión multiportadora de banda ancha, múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), multiplexación por división ortogonal de frecuencia (OFDM), y similares han sido omitidos en la medida en que tales detalles no se consideran necesarios para obtener una comprensión completa de la presente invención, y se considera que están dentro de las capacidades de personas de experiencia ordinaria en la técnica relevante.

50 Hay que resaltar que, salvo que se indique de otro modo, todas las funciones descritas aquí son realizadas por un procesador tal como un microprocesador, un controlador, un microcontrolador, un circuito integrado para aplicaciones específicas (ASIC, del inglés "Application-Specific Integrated Circuit"), un procesador electrónico de datos, un ordenador, o similar, de acuerdo con código, tal como código de programa, software, circuitos integrados, y/o similares que son codificados para realizar tales funciones. Además, se considera que los detalles de diseño, desarrollo e implementación de todo este tipo de códigos quedará claro para una persona con experiencia ordinaria en la técnica sobre la base de una revisión de la presente descripción de la invención.

La invención es aplicable en general a transmisión MIMO cuando se adopta modulación multiportadora en un canal de transmisión de banda ancha, variable en el tiempo. Más específicamente, la invención está dirigida en general a sistemas MIMO-OFDM que utilizan preferiblemente codificación de espacio-frecuencia (SF, del inglés "Space-Frequency"), en vez de codificación de espacio-tiempo (ST, del inglés "Space-Time"), discutidos en mayor detalle por Olav Tirkkonen en "Multi-antenna transceiver techniques for 3G and beyond" publicado por Wiley en 2003. Se prevé que la invención se implementaría preferiblemente en un entorno tal como un entorno de red de área local inalámbrica (W-LAN, del inglés "Wireless Local Area Network") o celular de "próxima generación", en donde es importante una elevada eficiencia espectral (es decir, un elevado caudal).

En un sistema MIMO con K subportadoras, N_t antenas de transmisión (TX) y N_r antenas de recepción (RX), el vector de señal recibido puede estar dado por:

$$y(k) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (1)$$

en que \mathbf{H} es una matriz de canal $N_r \times N_t$ y \mathbf{n} es el componente $N_r \times 1$ de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN, del inglés "Additive White Gaussian Noise").

La codificación SF se usa sobre Q subportadoras, de modo que el modelo de señal para un bloque queda:

$$Y = HX + N \quad (2)$$

en que Y es una matriz $N_r \times Q$, X representa $N_t \times Q$, y N representa $N_r \times Q$.

Se supone aquí que el número de subportadoras es suficientemente alto como para resultar en una respuesta de frecuencia sustancialmente constante del canal dentro de una subportadora. Si esta condición no se satisface, la invención puede ser generalizada directamente para tratar con canales multiantena y multitrayecto, en vez de canales multiantena de trayecto único. Las relaciones de señal a interferencia+ruido (SINR) y los números de condición de canal son definidos fácilmente de igual modo para canales multitrayecto. Una realización preferida de un sistema OFDM con subportadoras planas en frecuencia es detallada aquí. El canal es completamente descrito entonces por K matrices de valores complejos de dimensión $N_r \times N_t$. Si $N_t = N_r$, el canal tiene exactamente N_r autovalores para cada subportadora. Los valores absolutos de los autovalores del canal con relación a la subportadora k -ésima pueden estar definidos como sigue:

$$\lambda_1(k) < \lambda_2(k) < \dots < \lambda_{N_r-1}(k) < \lambda_{N_r}(k) \quad (3)$$

La figura 1 presenta un diagrama de flujo que ilustra la lógica de control para implementar características de la presente invención para adaptar parámetros de transmisión en un sistema de comunicación multiportadora que tiene múltiples antenas de transmisión y/o múltiples antenas de recepción. Conforme al paso 102, un ejemplo de un rango *prank* aproximado (también denominado "parámetro estadístico", en que *prank*, o "rango práctico", está definido en general como el número de autovalores que tienen un valor absoluto que excede un umbral dado) para todo el canal de banda ancha está definido así:

$$\kappa = \mathbb{E} \left[\frac{\lambda_2(k)}{\lambda_{N_r}(k)} \right], k \in \Phi \quad (4),$$

en que la relación en (4) se calcula sólo para un subconjunto de todas las subportadoras $k \in \Phi$, en que $\Phi = \{k; k = \alpha + B\}$, y α es un desplazamiento inicial, B es un entero menor que la anchura BW de coherencia de canal, e $l \in \mathbb{N}$.

El parámetro B no cambia adaptativamente en la realización más simple de la invención, sino que está fijado a un valor menor que la anchura BW de coherencia en canales con gran dispersión de retardo. Alternativamente, el parámetro B puede ser adaptado con una estimación previa de la propia anchura BW de coherencia.

Hay que resaltar que la ecuación (4) anterior proporciona, a modo de ejemplo, pero no de forma limitativa, un rango *prank* aproximado, que opera con el conjunto de modos discutidos posteriormente. Una adaptación más precisa puede conseguirse considerando las medias de todos los números de condición de los sub-canales, y/o momentos más altos de las distribuciones de estos números. La definición anterior de Φ constituye un compromiso preferible entre complejidad y fiabilidad computacional, ya que no se espera que los autovalores cambien más rápidamente que la anchura BW de coherencia.

Dada una señal recibida que ha sido muestreada y procesada, la relación SNIR puede ser estimada en cualquier momento adecuado durante la estimación de canal u otros procesos en el paso 102.

Un conjunto de modulaciones matriciales incluye preferiblemente diferentes tasas de símbolos, en que una tasa de símbolos es el número de símbolos modulados transmitidos durante un bloque dividido por la longitud de bloque Q . Las diferentes modulaciones matriciales puede tener opcionalmente diferentes tamaños de constelación. El sistema de modulación matricial adaptativa expuesto aquí transmite el mismo tipo de modulación para cada subportadora en un símbolo OFDM. Para canales con desvanecimiento lento, el sistema puede adoptar también el mismo tipo de modulación matricial para todos los símbolos OFDM en la carga útil o un subconjunto de ellos.

5 En el diseño del mecanismo de adaptación, D es denotado como la función de densidad de probabilidad estimada de κ , sobre la base de un elevado número (por ejemplo múltiples miles) de observaciones de canal. (M, C) es una pareja dada de modulación matricial y constelación de señal. Para el diseño de sistema, se crea preferiblemente una base de datos en que, para cada valor de relación SINR en el lado de recepción, la tasa de error de tramas estimada $F(\kappa, R)$ está disponible para cada pareja (M, C) cuando se adopta una tasa de codificación de canal concatenada R dada.

10 La base de datos anteriormente mencionada es creada preferiblemente fuera de línea, de una vez para todas, antes del inicio de un procedimiento de transmisión y adaptación. En el proceso de creación de la base de datos, son tenidas en cuenta un gran número de realizaciones de canal, para transmisiones con sustancialmente cualquier modulación matricial posible, en combinación con sustancialmente cualquier tipo de constelación posible y en combinación con sustancialmente cualquier tasa de codificación de canal posible. Y para cada una de las combinaciones posibles anteriormente mencionadas, las transmisiones se producen para todos los valores de relación SNIR para los que se supone que tiene que operar el enlace (por ejemplo -10 dB a +20 dB en pasos de por ejemplo 1 dB), y para todas las situaciones de correlación de canal MIMO para las que debe ser optimizado el enlace adaptativo. De este modo, dependiendo del uso del enlace, en el peor caso (por ejemplo, celular en un entorno de transmisión muy variable) tienen que ser consideradas todas las condiciones de canal, desde independencia y distribución idéntica (i.i.d., del inglés "independent and identically distributed"), en el caso de una pequeña célula y antenas debidamente separadas (donde la correlación es próxima a cero), hasta una correlación elevada (tal como una macro-célula, o situaciones en las que el espaciado de las antenas es demasiado pequeño, lo que resulta en correlaciones tales como 0,7, o incluso mayores, por ejemplo cercanas a 1,0). El espacio de combinaciones resultante es sustancialmente grande, de modo que la creación de la base de datos mediante simulación requiere un gran esfuerzo y mucho tiempo de simulación. La creación de la base de datos mediante medidas sería presumiblemente más rápida, pero generalmente no más fácil en términos de esfuerzo. Debe entenderse que para cada una de las combinaciones anteriores, tiene que ser estimada la tasa de error de tramas.

Conforme a los pasos 104, 106 y 108 (que pueden realizarse sustancialmente de forma simultánea como paso 109) de la figura 1, durante una transmisión normal, la selección de la tasa de codificación y la pareja de transmisión (M, C) con m_c bits/símbolo de modulación y tasa de símbolos s_m , es realizada preferiblemente como sigue:

$$(M, \hat{C}, R) = \arg \max_{(M, C, R)} [R \cdot m_c s_m (1 - F(k, R))] \quad F(k, R) \geq F_{\min} \quad (5)$$

La ecuación (5) proporciona la expresión más general de adaptación, en que se supone que también la tasa de codificación debe ser escogida adaptativamente. Como se denota con el contorno discontinuo 109, los pasos 104 y 106, y preferiblemente, aunque no necesariamente, igualmente el paso 108, son realizados de forma sustancialmente simultánea.

Conforme al paso 110, los símbolos de modulación multiportadora son transmitidos usando la modulación matricial, la constelación de señal y la tasa de codificación de canal concatenada seleccionadas.

La figura 2 presenta una realización alternativa de la lógica de control de la figura 1, ejecutable sin la relación SNIR presentada en los pasos 102 y 104 de la figura 1. Como se denota con el contorno discontinuo 209, los pasos 204 y 206, y preferiblemente, aunque no necesariamente, igualmente el paso 208, son realizados de forma sustancialmente simultánea.

Hay que resaltar que en una realización preferida, k es computado preferiblemente en el receptor, y luego realimentado al transmisor a través de un número bajo (preferiblemente limitado a una fracción despreciable del caudal total del canal de retorno) de bits de información. Esto implica que k tiene que ser cuantizado y que el proceso de cuantización debe asegurar una distribución uniforme de la característica de canal sobre los intervalos de cuantización. Por esta razón, D se hace necesario en la fase de diseño, y el proceso de cuantización es diseñado preferiblemente para k de tal modo que el área bajo la función D es la misma para cada intervalo de cuantización. Alternativamente, puede adoptarse una cuantización no uniforme para k .

La presente invención es implementada preferiblemente en un sistema multiportadora de banda ancha de "siguiente generación", tal como sistemas celulares más allá de 3G, y redes W-LAN de "siguiente generación". Un entorno así está simulado en la figura 3, que presenta un entorno de simulación 300 útil para probar la invención. El entorno de

simulación 300 incluye un transmisor MIMO adaptativo OFDM 302, tal como un transmisor de estación base para teléfonos celulares de siguiente generación, con una o más antenas TX 304 configuradas para transmitir una señal que tiene una anchura BW de 100 MHz, con 2048 subportadoras (de las cuales 1664 están activas, y 384 están fijadas a un valor cero para ajustarse a una máscara espectral con bandas de protección lateral y sin señal en la posición central), a través de un canal 306. El canal 306 es un modelo METRA (del inglés "MultiElement Transmit and Receive Antenna", antena de transmisión y recepción multielemento) basado en un perfil de retardo ITU Pedestrian A remuestreado. La velocidad del móvil (es decir, la velocidad de movimiento de un teléfono celular) es de 3 km/h. El número de referencia 308 representa un generador AWGN que introduce ruido en la señal transmitida a través del canal 306 a un sumador 310. Una o más antenas RX 316 están configuradas para recibir la señal transportada por el canal 306, con ruido e interferencia añadidos a ella, y para pasar la señal recibida a un receptor MIMO adaptativo OFDM 318. El tamaño MIMO es 4 x 4. Una línea 320 permite que k sea realimentado al transmisor 302 a través de un bajo número de bits de información.

El conjunto de modulaciones matriciales y constelaciones se escoge como se discute a continuación, y no representa un conjunto optimizado, sino que tiene el propósito de mostrar el comportamiento de la invención. De acuerdo con ello, la matriz ABBA diagonal (diag-ABBA, donde ABBA representa una matriz de código de la forma

$$\begin{bmatrix} A & B \\ B & A \end{bmatrix}), \text{ doble ABBA (DABBA), STTD (del inglés "Space Time Transmit Diversity", diversidad de transmisión en}$$

espacio y tiempo) con doble torsión (DTSTTD, del inglés "Double-Twisted STTD"), cada una de las cuales es emparejada con QPSK (del inglés "Quadrature Phase-Shift Keying", manipulación por desplazamiento de fase en cuadratura) o 16-QAM (del inglés "Quadrature Amplitude Modulation", modulación de amplitud en cuadratura). Las modulaciones matriciales tienen preferiblemente tasas de símbolos de 1, 2, 4, respectivamente, y las dos constelaciones tienen 2 y 4 bits por símbolo respectivamente. Las matrices de modulación para cada una de estas matrices de modulaciones matriciales que pueden usarse en la ecuación (2) anterior son ejemplificadas a continuación para una realización preferida de la invención. Para cada uno de los casos, U tiene que ser multiplicada por B para obtener una matriz de modulación final aplicada al vector de símbolos a transmitir.

Para diag-ABBA:

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} / 2$$

y

$$U = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu & \nu \\ 0 & 0 & \text{conj}(\nu) & \text{conj}(\mu) \end{bmatrix}$$

donde:

$$\mu = \sqrt{2/3} \cdot \exp(i \cdot \pi/4);$$

$$\nu = \sqrt{1/3};$$

5 "i" es la unidad imaginaria

"conj" es el complejo conjugado

$$10 \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 15 \quad 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 20 \quad 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} / 2$$

y

$$U = U1 * U2$$

donde

$$25 \quad U1 = \text{kron} \left(\text{eye}(2), \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu & \nu \\ 0 & 0 & -\text{conj}(\nu) & \text{conj}(\mu) \end{bmatrix} \right)$$

$$30 \quad U2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu & \nu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\text{conj}(\nu) & \text{conj}(\mu) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu & \nu \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\text{conj}(\nu) & \text{conj}(\mu) \end{bmatrix}$$

35

$$\mu1 = 0,72 \cdot \exp(i \cdot 0,53);$$

$$\nu1 = \text{srgt}(-0,72^2) \cdot \exp(i \cdot 0,75);$$

$\mu = 0,51 \cdot \exp(i \cdot \pi / 4);$

$\nu = \text{sgrt}(|-0,51|^2) \cdot \exp(i \cdot 0,48);$

eye(n) es una matriz identidad de tamaño n x n

("kron" es un producto de Kronecker entre matrices)

5 Para DTSTTD:

10

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} / \sqrt{2}$$

No es necesaria una matriz de rotación para DTSTTD.

15 La codificación de canal en una realización es LDPC (del inglés "Low-Density Parity Check", comprobación de paridad de baja densidad) con tasa de código 1/2, de modo que se consigue un caudal de sistema teórico máximo para DTSTTD con 16 QAM = 8 bits/s/Hz.

20 La figura 4 muestra el comportamiento de caudal de las modulaciones matriciales constituyentes y del esquema adaptativo, obtenido mediante las simulaciones discutidas anteriormente con un rango práctico aproximado de condición 2 (es decir, con un segundo autovalor) según la ecuación (4). Un canal METRA con un escenario de correlación combinado ITU Pedestrian-A remuestreado y una tasa de código de 1/2, y simulaciones limitadas a Es/N0 (relación SNR con referencia a la energía de símbolo) ≤ 20 dB. Como se muestra en la figura 4, para una relación SNR baja (es decir, un punto de operación por debajo de 7 dB), existe una ventaja en cuanto a caudal para el esquema adaptativo de en torno de 2-3 dB, pero para relaciones SNR más elevadas, la ventaja puede llegar a estar por encima de 10 dB (con la cantidad de caudal incrementándose más de un 20% en comparación con el caudal de la mejor modulación matricial constituyente).

30 La figura 5 muestra el comportamiento de tasa de error de bits (BER) de las modulaciones matriciales constituyentes frente a Eh/NO (es decir, relación SNR con referencia a la energía de bit). Un suelo de ruido de error está claramente presente, especialmente para manipulación QPSK de matriz DABBA (y QPSK de matriz DTSTTD) para Eb/N0 > 10 dB y en manipulación QPSK de matriz diag-ABBA para Eb/N0 > 13 dB, lo cual indica que la demodulación MIMO es en gran medida sub-óptima en este conjunto de simulaciones. Esto explica la lentitud del incremento de caudal para las modulaciones constituyentes para Es/N0 creciente.

35 El incremento en el caudal del esquema adaptativo en comparación con las modulaciones constituyentes indica que el rango *prank* aproximado escogido es capaz de clasificar efectivamente la capacidad del canal para transportar una tasa de símbolos dada (o equivalentemente, el número de flujos multiplexados espacialmente). Un ejemplo típico en el que este esquema adaptativo tiene una ventaja relevante es una situación con Es/N0 elevado, pero un rango *prank* de canal incapaz de soportar una matriz DSTTD; si se escoge una matriz diag-ABBA para esta realización de canal, el caudal medio será mayor.

40 Mediante el uso de la presente invención descrita aquí previamente, puede implementarse la modulación matricial adaptativa multiportadora de banda ancha en hardware con complejidad reducida. Más específicamente, la computación del rango *prank* sobre un conjunto de subportadoras reducido resulta en una reducción significativa de la carga computacional, especialmente cuando la demodulación MIMO no prevalece absolutamente en la complejidad total del receptor. Además, el uso de sólo un tipo de modulación matricial y constelación sobre todas las subportadoras puede ser explotado para reducir la complejidad del demodulador. Aún más, se da una metodología de diseño para la información de realimentación. En contraste con la técnica anterior, la presente invención permite
45 la computación de la característica estadística de un canal sobre sólo un número limitado de subportadoras. Además, no hay necesidad de computar la tasa BER, y se usa un rango *prank* en vez de un número de condición. La invención también se comporta mejor que los enlaces adaptativos del número de condición de Demmel en canales reales.

5 Habiendo descrito de este modo la presente invención con referencia a algunas de sus realizaciones preferidas, hay que resaltar que las realizaciones expuestas son ilustrativas en vez de limitativas en naturaleza y que un amplio rango de variaciones, modificaciones, cambios y sustituciones está contemplado en la exposición previa y, en algunos casos, algunas características de la presente invención pueden emplearse sin un uso correspondiente de las otras características. Muchas de estas variaciones y modificaciones pueden considerarse obvias y deseables por aquéllos con experiencia en la técnica sobre la base de una revisión de la descripción previa de realizaciones preferidas. De acuerdo con ello, es apropiado que las reivindicaciones adjuntas sean interpretadas de forma amplia y de una manera consistente con el alcance de la invención.

REIVINDICACIONES

1. Un método para adaptar parámetros de transmisión en un sistema de comunicación multiportadora que tiene múltiples antenas de transmisión (304) y/o múltiples antenas de recepción (316), en que el método comprende:
 - 5 recibir un parámetro estadístico de un canal de banda ancha, en que el parámetro estadístico ha sido computado a partir de características de canal de más de una subportadora;

usar el valor de dicho parámetro estadístico para seleccionar un tipo de modulación matricial, un tipo de constelación de señal y una tasa de codificación de canal concatenada a usar para un símbolo de modulación multiportadora dado (109, 209); y
 - 10 transmitir símbolos de modulación multiportadora usando la modulación matricial, la constelación de señal y la tasa de codificación de canal concatenada seleccionadas (110, 210).
2. El método según la reivindicación 1, en que el parámetro estadístico recibido ha sido computado sólo sobre un subconjunto de las subportadoras totales.
3. El método según la reivindicación 2, en que las subportadoras han sido seleccionadas de modo que el espaciado entre las subportadoras seleccionadas es sustancialmente igual a la anchura de banda de coherencia de canal.

15
4. El método según la reivindicación 2, en que las subportadoras han sido seleccionadas de modo que el espaciado entre subportadoras es menor que la anchura de banda de coherencia de canal.
5. El método según la reivindicación 1, en que el parámetro estadístico recibido ha sido computado con referencia al valor esperado de la relación del segundo valor absoluto más pequeño de autovalor de matriz de canal al valor absoluto más grande de autovalor de canal.

20
6. El método según la reivindicación 1, en que el parámetro estadístico ha sido computado como la media, para un subconjunto de las subportadoras, de la relación del valor absoluto de un autovalor de matriz de canal dado al valor absoluto del autovalor más grande.
7. El método según la reivindicación 1, en que el parámetro estadístico recibido ha sido computado en conjunción con una base de datos de valores, en que, para cada valor recibido de relación de señal a interferencia y ruido SINR, una tasa de error de tramas estimada está disponible para cada pareja de una modulación matricial y una constelación de señal cuando se adopta una tasa de codificación de canal concatenada dada.

25
8. El método según la reivindicación 1 ó 2, que comprende además:

recibir una relación SNIR;

30 en que usar el valor de dicho parámetro estadístico comprende usar el valor de dicho parámetro estadístico y la relación SNIR para seleccionar un tipo de modulación matricial a usar para un símbolo de modulación multiportadora dado.
9. El método según la reivindicación 8, en que el parámetro estadístico de un canal de banda ancha y la relación SNIR son computados en conjunción con una base de datos de valores, en que, para cada valor recibido de relación SINR, una tasa de error de tramas estimada está disponible para cada pareja de una modulación matricial y una constelación de señal cuando se adopta una tasa de codificación de canal concatenada dada.

35
10. Un dispositivo (300) para adaptar parámetros de transmisión en un sistema de comunicación multiportadora que tiene múltiples antenas de transmisión (304) y/o múltiples antenas de recepción (316), que comprende:

40 una parte computacional configurada para recibir un parámetro estadístico de un canal de banda ancha (306) y una relación de señal a interferencia y ruido SNIR, en que el parámetro estadístico ha sido computado a partir de características de canal de más de una subportadora;

estando configurada además la parte computacional para usar el valor de dicho parámetro estadístico y la relación SNIR para seleccionar un tipo de modulación matricial, un tipo de constelación de señal y una tasa de codificación de canal concatenada a usar para un símbolo de modulación multiportadora dado; y

45 estando configuradas las múltiples antenas de transmisión para transmitir símbolos de modulación multiportadora usando la modulación matricial, la constelación de señal y la tasa de codificación de canal concatenada seleccionadas.
11. El dispositivo según la reivindicación 10, en que el parámetro estadístico recibido de un canal de banda ancha y la relación SNIR han sido computados sólo sobre un subconjunto de las subportadoras totales.

12. El dispositivo según la reivindicación 11, en que las subportadoras han sido seleccionadas de modo que el espaciado entre subportadoras es sustancialmente igual a la anchura de banda de coherencia de canal.
13. El dispositivo según la reivindicación 11, en que las subportadoras han sido seleccionadas de modo que el espaciado entre subportadoras es menor que la anchura de banda de coherencia de canal.
- 5 14. El dispositivo según la reivindicación 11, en que el parámetro estadístico de un canal de banda ancha y la relación SNIR han sido computados con referencia al valor esperado de la relación del segundo valor absoluto más pequeño de autovalor de matriz de canal al valor absoluto más grande de autovalor de canal.

FIG. 1

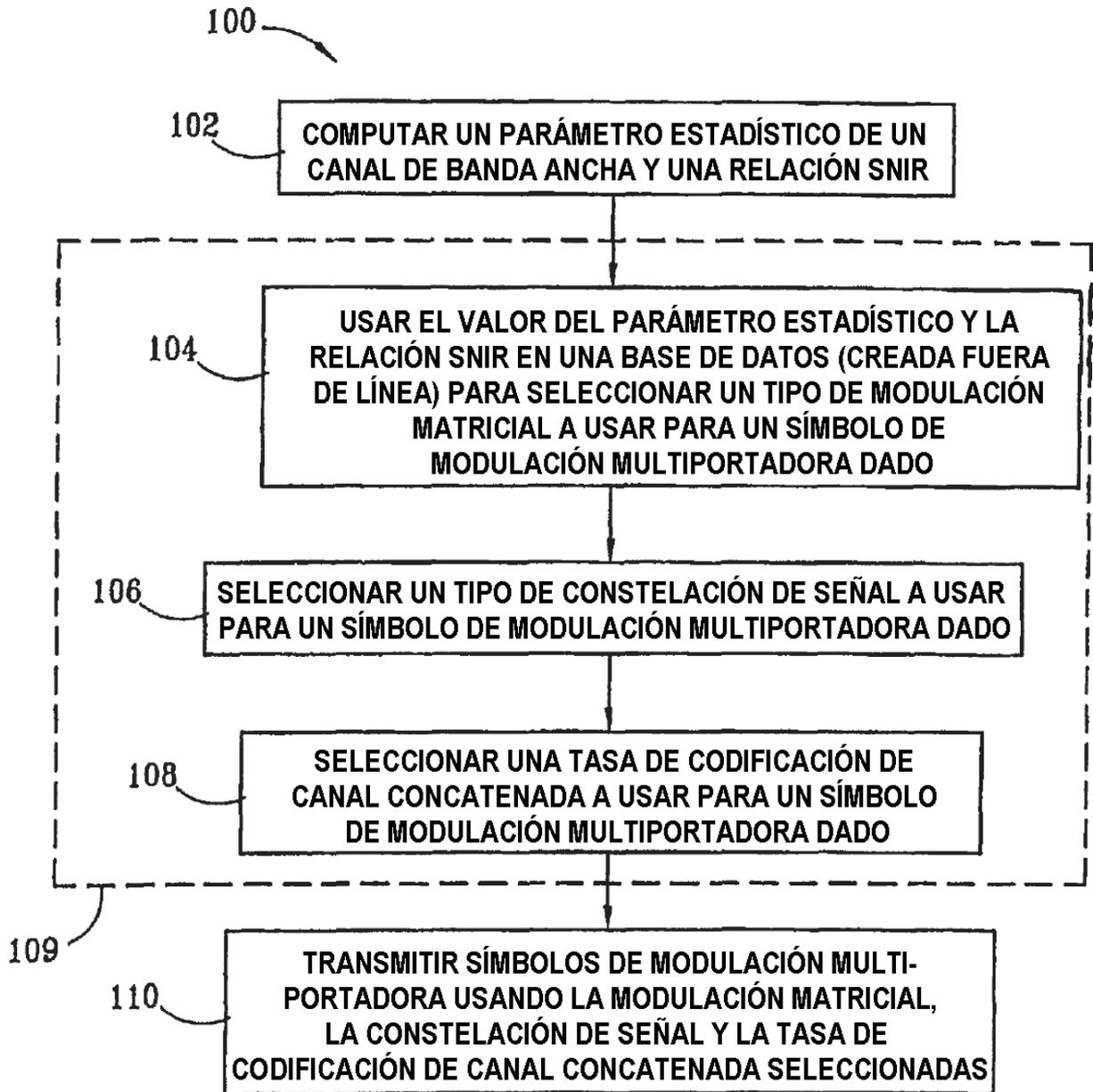


FIG. 2

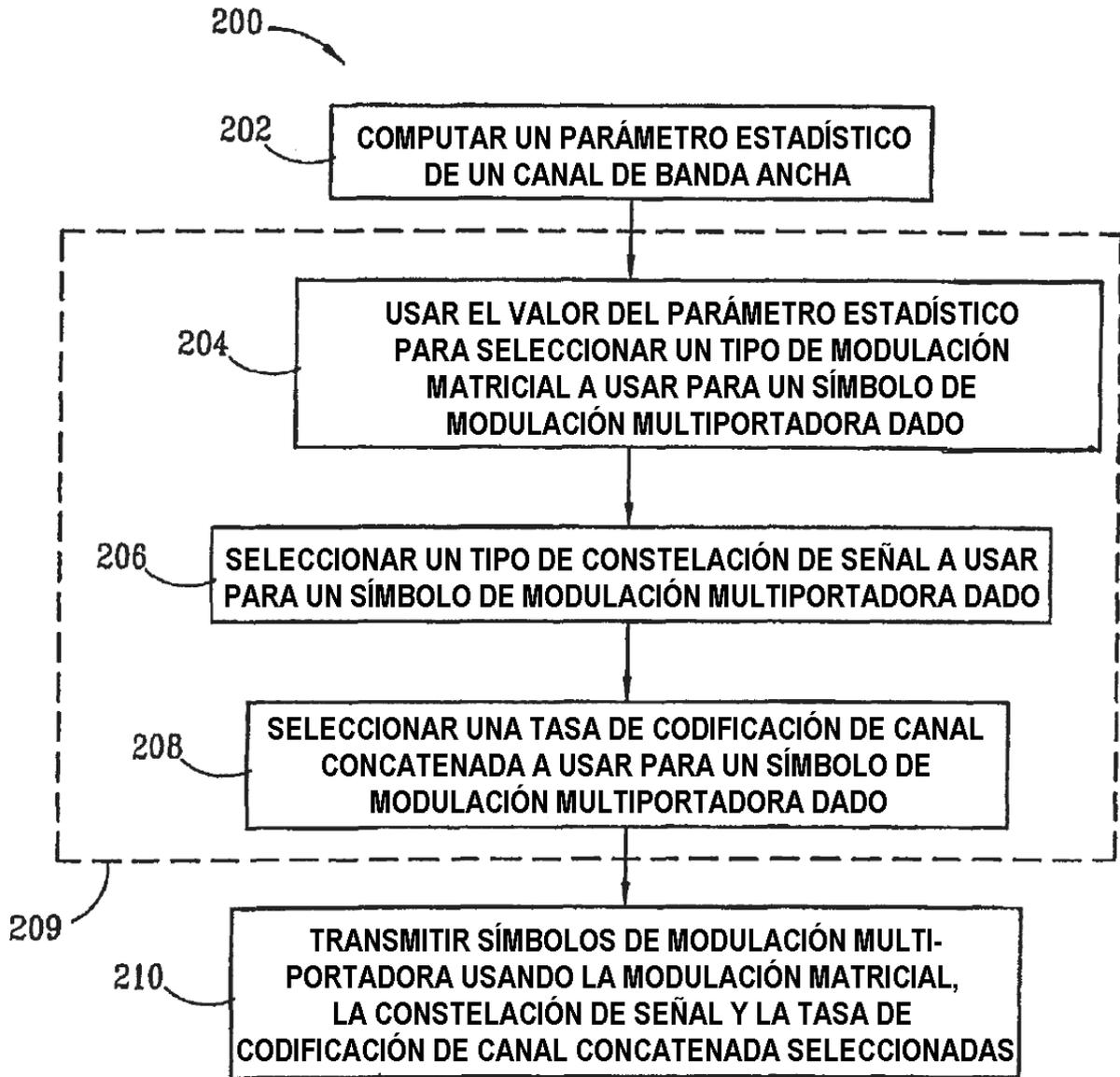


FIG. 3

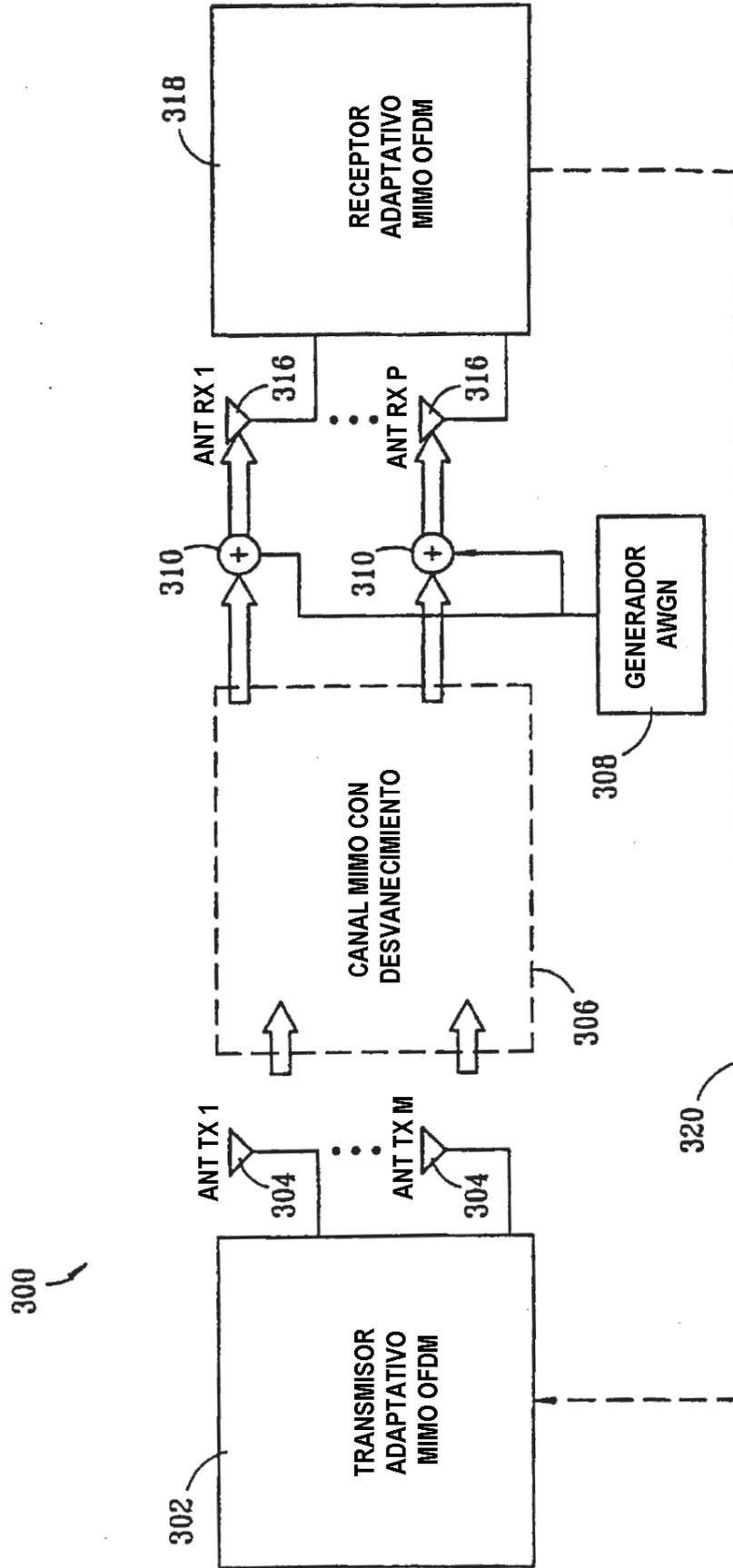


FIG. 4

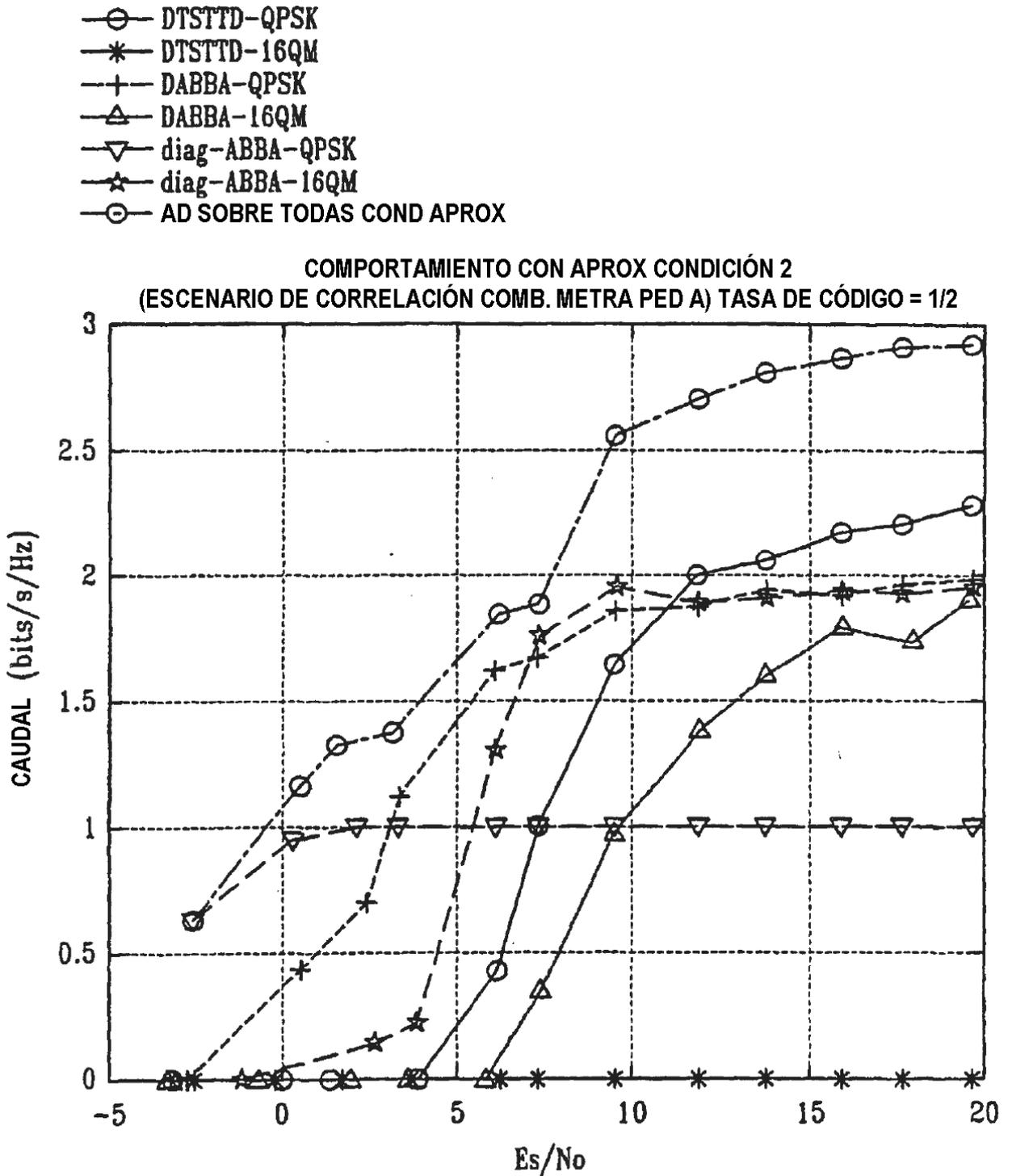


FIG. 5

- DTSTTD-QPSK
- * DTSTTD-16QM
- + DABBA-QPSK
- △ DABBA-16QM
- ▽ diag-ABBA-QPSK
- ☆ diag-ABBA-16QM

