



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 315 720**

51 Int. Cl.:
H04L 27/26 (2006.01)
H04L 1/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **04794912 .8**
96 Fecha de presentación : **13.10.2004**
97 Número de publicación de la solicitud: **1678905**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **12.07.2006**

54 Título: **Selección de la velocidad de transmisión para un sistema MIMO multiportadora.**

30 Prioridad: **24.10.2003 US 514402 P**
13.02.2004 US 778570

73 Titular/es: **QUALCOMM INCORPORATED**
5775 Morehouse Drive
San Diego, California 92121, US

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.04.2009

72 Inventor/es: **Kadous, Tamer**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.04.2009

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 315 720 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

Selección de la velocidad de transmisión para un sistema MIMO multiportadora.

5 **I. Campo**

La presente invención se refiere por lo general a comunicaciones, y de manera más específica a técnicas para la realización de la selección de velocidad de transmisión para la transmisión de datos en un sistema de comunicaciones de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) multiportadora.

10 **II. Antecedentes**

Un sistema MIMO emplea múltiples antenas de transmisión (N_T) en un transmisor y múltiples antenas de recepción (N_R) en un receptor para la transmisión de datos. Un canal MIMO formado por las antenas de transmisión N_T y por las antenas de recepción N_R se puede descomponer en N_S canales espaciales, en donde $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$. Los N_S canales espaciales se pueden usar para transmitir datos en paralelo para conseguir una capacidad de procesado a la salida superior y/o conseguir de manera redundante una mayor fiabilidad.

La multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM) es un esquema de modulación multiportadora que particiona de manera efectiva el ancho de banda global del sistema en múltiples subbandas ortogonales (N_F). Se hace referencia también a estas subbandas como tonos, subportadoras, contenedores, y canales de frecuencia. Con OFDM, cada una de las subbandas está asociada con una respectiva subportadora que puede ser modulada con datos.

Para un sistema MIMO que utilice OFDM (es decir, un sistema MIMO-OFDM), se encuentran disponibles N_F subbandas en cada uno de los N_S canales espaciales para la transmisión de datos. Las N_F subbandas de cada uno de los canales espaciales puede experimentar diferentes condiciones de canal (por ejemplo, diferentes efectos de desvanecimiento, multitrayecto y efectos de interferencia) y puede conseguir diferentes ganancias de canal y diferentes relaciones de señal a ruido más interferencia (SNR). Dependiendo del perfil multitrayecto del canal MIMO, las ganancias de canal y las SNR pueden variar ampliamente a través de las N_F subbandas de cada uno de los canales espaciales y además pueden variar ampliamente entre los N_S canales espaciales.

Para el sistema MIMO-OFDM, se puede transmitir un símbolo de modulación en cada subbanda de cada uno de los canales espaciales, y se pueden transmitir hasta $N_F \cdot N_S$ símbolos de modulación de manera simultánea en cada uno de los períodos de símbolo OFDM. Cada uno de los símbolos de modulación transmitidos está distorsionado por la ganancia del canal para la subbanda del canal espacial a través del que se transmite el símbolo y además está degradado por el ruido y la interferencia del canal. Para un canal MIMO multitrayecto, que es un canal MIMO con una respuesta en frecuencia que no es plana, el número de bits de información que se pueden transmitir de manera fiable en c cada una de las subbandas de cada uno de los canales espaciales puede variar de una subbanda a otra y de un canal espacial a otro. Las diferentes capacidades de transmisión de las diferentes subbandas y canales espaciales más la naturaleza variable en el tiempo del canal MIMO hacen de esto un reto para averiguar la verdadera capacidad de transmisión del sistema MIMO-OFDM.

Por lo tanto existe una necesidad en la técnica de técnicas para determinar de manera precisa la capacidad de transmisión del sistema MIMO-OFDM para la eficiente transmisión de datos. Se dirige una atención adicional al documento WO 03/047198, que se refiere al hecho de que la velocidad de transmisión máxima de datos que se puede transmitir de manera fiable sobre un canal multitrayecto dado (no plano) usando la transmisión OFDM se determina en base a una métrica para un canal equivalente (plano). Para el canal multitrayecto dado y para una velocidad de transmisión particular dada (que puede ser indicativa de una velocidad de transmisión de datos particular, de un esquema de modulación y de la velocidad de transmisión de codificación), la métrica se deriva de manera inicial a partir de una velocidad de transmisión de datos equivalente y del esquema de modulación particular. Se determina entonces una SNR umbral necesaria para transmitir de manera fiable la velocidad de transmisión de datos particular usando el esquema de modulación particular y la velocidad de transmisión de codificación particular. La velocidad de transmisión particular se considera que es soportada por el canal multitrayecto si la métrica es mayor o igual a la SNR umbral. La transmisión incremental se usa para tener en cuenta errores en la velocidad de transmisión de datos determinada.

Sumario

De acuerdo con la presente invención, se proporcionan un procedimiento para seleccionar una velocidad de transmisión para la transmisión de datos en un sistema de comunicaciones de múltiples entradas y múltiples salidas multiportadora, como se declara en la reivindicación 1, un aparato en un sistema de comunicaciones de múltiples entradas y múltiples salidas multiportadora, como se declara en la reivindicación 17 y un medio legible por un procesador para almacenar las instrucciones que se pueden ejecutar en un aparato, como se declara en la reivindicación 28. Realizaciones adicionales son reivindicadas en las reivindicaciones dependientes.

En este documento se describen técnicas para realizar la selección de la velocidad de transmisión en un sistema MIMO multiportadora (por ejemplo, un sistema MIMO-OFDM) con un canal MIMO multitrayecto. En una realización, se determina inicialmente una SNR de postdetección, $SNR_t(k)$, para cada subbanda k de cada uno de los canales

espaciales ℓ usados para la transmisión de datos para un sistema MIMO multiportadora “teórico” que sea capaz de conseguir capacidad del canal MIMO. La SNR de postdetección es la SNR después del procesado espacial o de la detección en un receptor. El sistema teórico no tiene pérdidas de implementación. Se determina entonces una eficiencia espectral constreñida $S_{\ell}(k)$ para cada una de las subbandas de cada canal espacial en base a su SNR de postdetección, un esquema de modulación M , y una función de eficiencia espectral constreñida $f_{\text{siso}}(\text{SNR}_{\ell}(k), M)$. A continuación se determina una eficiencia espectral constreñida promedio S_{promedio} para todas las subbandas de todos los canales espaciales usados para la transmisión de datos en base a las eficiencias espectrales constreñidas para las subbandas independientes de los canales espaciales.

Un sistema equivalente con un canal de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) necesita una SNR de $\text{SNR}_{\text{equiv}}$ para conseguir una eficiencia espectral constreñida de S_{promedio} con un esquema de modulación M . Un canal AWGN es un canal con una respuesta en frecuencia plana. El sistema equivalente tampoco tiene pérdidas de implementación. La SNR equivalente se puede determinar en base a una función de eficiencia espectral constreñida inversa $f_{\text{siso}}^{-1}(S_{\text{promedio}}, M)$. Después, se selecciona una velocidad de transmisión R para la transmisión de datos en el sistema MIMO multiportadora en base a la SNR equivalente. El sistema MIMO multiportadora puede soportar un conjunto específico de velocidades, y las SNR requeridas para estas velocidades se pueden determinar y se pueden almacenar en una tabla de consulta. La velocidad de transmisión seleccionada es la velocidad de transmisión más alta entre las velocidades soportadas con una SNR requerida que sea menor o igual a la SNR equivalente. Se puede calcular un factor de retracción para tener en cuenta un error en la predicción de la velocidad, en las pérdidas del sistema, etc. La velocidad de transmisión R se puede seleccionar entonces de una manera que tenga en cuenta el factor de retracción, como se describe más adelante.

Varios aspectos y realizaciones de la invención se describen con mayor detalle a continuación.

Breve descripción de los dibujos

Las características y la naturaleza de la presente invención serán más obvias a partir de la descripción detallada que se declara a continuación cuando se tome junto con los dibujos en los que idénticos caracteres de referencia identifican de manera correspondiente en todo el documento y en los que:

La figura 1 muestra un transmisor y un receptor en un sistema MIMO - OFDM;

La figura 2 ilustra la selección de velocidad de transmisión para el sistema MIMO - OFDM;

La figura 3 muestra un proceso para realizar la selección de la velocidad de transmisión para un sistema MIMO - OFDM con un canal MIMO multitrayecto;

La figura 4A ilustra eficiencias espectrales constreñidas para N_T canales espaciales en el sistema MIMO - OFDM con el canal MIMO multitrayecto;

La figura 4B ilustra la eficiencia espectral constreñida para un sistema equivalente con un canal AWGN;

La figura 5 muestra un diagrama de bloques del transmisor;

La figura 6 muestra un diagrama de bloques del receptor; y

La figura 7 muestra un procesador espacial de recepción (RX) y un procesador de datos de RX que implementan la detección y la codificación iterativas (IDD).

Descripción detallada

La palabra “ejemplar” se usa en este documento para querer decir “sirve como un ejemplo, caso o ilustración”. Cualquier realización o diseño descritos en este documento como “ejemplares” no se va a construir de manera necesaria como preferida o ventajosa sobre otras realizaciones o diseños.

Las técnicas de selección de la velocidad de transmisión descritas en este documento se pueden usar para varios tipos de sistema MIMO multiportadora. Por razones de claridad, estas técnicas se describen de manera específica para un sistema MIMO - OFDM.

La figura 1 muestra un diagrama de bloques de un transmisor 110 y de un receptor 150 en un sistema MIMO - OFDM 100. En el transmisor 110, un procesador de datos de transmisión (TX) 120 recibe paquetes de datos provenientes de una fuente de datos 112. El procesador de datos TX 120 codifica, intercala y modula cada uno de los paquetes de datos de acuerdo con una velocidad de transmisión seleccionada para ese paquete para obtener un bloque de símbolos de datos correspondiente. De la manera en que se usa en este documento, un símbolo de datos es un símbolo de modulación para datos, y un símbolo de piloto es un símbolo de modulación para un piloto, que es conocido *a priori* tanto por el transmisor como por el receptor. La velocidad de transmisión seleccionada para cada uno de los paquetes

ES 2 315 720 T3

de datos puede indicar la velocidad de transmisión de datos, el esquema de codificación o velocidad de transmisión de código, el esquema de modulación, el tamaño de los paquetes, etc., para ese paquete, lo que se indica por medio de los varios controles proporcionados por un controlador 140.

5 Un procesador espacial TX 130 recibe y procesa de manera espacial cada uno de los bloques de símbolos de datos para la transmisión sobre las N_F de las N_T antenas de transmisión. El procesador espacial TX 130 multiplexa de manera adicional en símbolos de piloto y proporciona N_T flujos de símbolos de transmisión a una unidad de transmisor (TMTR) 132. Cada uno de los símbolos de transmisión puede ser para un símbolo de datos o un símbolo de piloto. La
10 N_T flujos de símbolos OFDM y además procesa estos flujos de símbolos OFDM para generar N_T señales moduladas. Cada una de las señales moduladas se transmite desde una antena de transmisión respectiva (que no se muestra en la figura 1) y a través de un canal MIMO al receptor 150. El canal MIMO distorsiona las N_T señales transmitidas con una respuesta de canal MIMO y además degrada las señales transmitidas con ruido y posiblemente con la interferencia proveniente de otros transmisores.

15 En el receptor 150, las N_T señales transmitidas son recibidas por cada una de las N_R antenas de recepción (que no se muestran en la figura 1), y las N_R señales recibidas provenientes de las N_R antenas de recepción son proporcionadas a una unidad de receptor (RCVR) 154. La unidad de receptor 154 acondiciona y digitaliza cada una de las señales recibidas para obtener un flujo correspondiente de muestras y además realiza la demodulación OFDM sobre cada uno de los flujos de muestras para obtener un flujo de símbolos recibidos. La unidad de receptor 154 proporciona
20 N_R flujos de símbolos recibidos (para los datos) a un procesador espacial RX 160 y los símbolos de piloto recibidos (para un piloto) a un estimador de canal 172. El procesador espacial de RX 160 procesa o detecta de manera espacial los N_R flujos de símbolos recibidos para obtener símbolos detectados, que son estimaciones de los símbolos de datos transmitidos por el transmisor 110.

25 Un procesador de datos de RX 170 recibe, demodula, desintercala y descodifica cada uno de los bloques de símbolos detectados de acuerdo con su velocidad de transmisión seleccionada para obtener un correspondiente paquete descodificado, que es una estimación del paquete de datos enviado por el transmisor 110. El procesador de datos de RX 170 también proporciona el estado de cada paquete descodificado, que indica si el paquete se ha descodificado de
30 manera correcta o si tiene errores.

El estimador de canal 172 procesa los símbolos de piloto y/o los símbolos de datos recibidos para obtener estimaciones de canal para el canal MIMO. Las estimaciones de canal pueden incluir estimaciones de ganancia de canal, estimaciones de SNR, etc. Un selector de velocidad de transmisión 174 recibe las estimaciones de canal y selecciona
35 una velocidad de transmisión adecuada para la transmisión de datos al receptor 150. Un controlador 180 recibe la velocidad de transmisión seleccionada desde el selector de velocidad de transmisión 174 y el estado del paquete desde el procesador de datos de RX 170 y monta la información de realimentación para el transmisor 110. La información de realimentación puede incluir la velocidad de transmisión seleccionada, los acuses de recibo (ACK) o los acuses de recibo negativos (NAK) para los paquetes de datos actual y/o anteriores, etc. La información de realimentación es
40 procesada y transmitida a través de un canal de realimentación al transmisor 110.

En el transmisor 110, la señal o señales transmitidas por el receptor 150 son recibidas y procesadas para recuperar la información de realimentación enviada por el receptor 150. El controlador 140 recibe la información de realimentación
45 recuperada, usa la velocidad de transmisión seleccionada para procesar paquetes de datos posteriores que se vayan a enviar al receptor 150, y usa las señales ACK/NAK para controlar la retransmisión de los paquetes actual y/o anteriores.

Los controladores 140 y 180 dirigen el funcionamiento en el transmisor 110 y en el receptor 150, respectivamente. Las unidades de memoria 142 y 182 proporcionan almacenamiento para códigos de programa y datos de programa
50 usados por los controladores 140 y 180, respectivamente. Las unidades de memoria 142 y 182 pueden ser internas a los controladores 140 y 180, como se muestra en la figura 1, o pueden ser externas a estos controladores.

Un reto principal para el sistema MIMO - OFDM es seleccionar una velocidad de transmisión adecuada para una transmisión de datos en base a las condiciones del canal. El objetivo de la selección de la velocidad de transmisión es
55 maximizar la capacidad de procesado a la salida sobre los N_S canales espaciales a la vez que se cumplan ciertos objetivos de calidad, que se pueden cuantificar por medio de una velocidad de transmisión de error de paquetes particular (por ejemplo, 1% PER).

El funcionamiento del sistema MIMO - OFDM es altamente dependiente de la precisión de la selección de la velocidad. Si la velocidad de transmisión seleccionada para la transmisión de datos es demasiado conservadora, entonces
60 se gastan excesivos recursos del sistema para la transmisión de datos y la capacidad del canal se infrutiliza. A la inversa, si la velocidad de transmisión seleccionada es demasiado agresiva, entonces el receptor puede descodificar la transmisión de datos con errores y se pueden gastar recursos del sistema para la retransmisión. La selección de la velocidad de transmisión para el sistema MIMO - OFDM es un reto, debido a la complejidad de la estimación de la capacidad de transmisión verdadera de un canal MIMO multitrayecto.

65 Un canal MIMO multitrayecto formado por las N_T antenas de transmisión en el transmisor 110 y las N_R antenas de recepción en el receptor 150 se puede caracterizar por medio de un conjunto de N_F matrices de respuesta de canal $\underline{H}(k)$, para $k = 1, \dots, N_F$, que se puede expresar como:

$$\underline{\mathbf{H}}(k) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(k) & h_{1,2}(k) & \cdots & h_{1,N_T}(k) \\ h_{2,1}(k) & h_{2,2}(k) & \cdots & h_{2,N_T}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1}(k) & h_{N_R,2}(k) & \cdots & h_{N_R,N_T}(k) \end{bmatrix}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N_F$$

Ecuación (1)

15 donde la entrada $h_{i,j}(k)$, para $i = 1, \dots, N_R$, $j = 1, \dots, N_T$, y $k = 1, \dots, N_F$, denota la ganancia de canal compleja entre la antena de transmisión j y la antena de recepción i para la subbanda k . Por razones de simplicidad, la siguiente descripción supone que cada una de las matrices de respuesta de canal $\underline{\mathbf{H}}(k)$ es de rango completo y el número de canales espaciales es de $N_s = N_T \leq N_R$. En general, un canal espacial es un canal efectivo entre un elemento de un vector de símbolo de datos $\underline{\mathbf{s}}(k)$ en el transmisor y un elemento correspondiente de un vector de símbolo detectado $\underline{\hat{\mathbf{s}}}(k)$ en el receptor. Los vectores $\underline{\mathbf{s}}(k)$ y $\underline{\hat{\mathbf{s}}}(k)$ se describen con posterioridad. Los N_T canales espaciales del canal MIMO dependen del procesamiento espacial (en caso de que haya) realizado en el transmisor y del procesamiento espacial realizado en el receptor.

25 El canal MIMO multitrayecto tiene una capacidad de que se puede determinar de varias maneras. De la manera en que se usa en este documento, “capacidad” denota la capacidad de transmisión de un canal, y “eficiencia espectral” denota el concepto general de “capacidad por dimensión”, en el que la dimensión puede ser la frecuencia y/o el espacio. La eficiencia espectral se puede dar en unidades de bits por segundo por hercio por canal espacial (bps/Hz/ch) para el sistema MIMO - OFDM. La eficiencia espectral a menudo se especifica como estando constreñida o sin constreñir. Una eficiencia espectral “sin constreñir” se define de manera típica como la velocidad de transmisión de datos máxima teórica que se puede usar de manera fiable para un canal con una respuesta de canal dada y una varianza de ruido. Una eficiencia espectral “constreñida” a menudo depende del esquema de modulación específico usado para la transmisión de datos. La capacidad constreñida (debido al hecho de que los símbolos de modulación están restringidos a puntos específicos sobre una constelación de la señal) es más baja que la capacidad sin constreñir (que no está confinada por ninguna constelación de la señal).

35 La figura 2 ilustra de manera gráfica una técnica para realizar la selección de la velocidad de transmisión para un sistema MIMO - OFDM con un canal MIMO multitrayecto. Para un canal MIMO multitrayecto dado definido por una respuesta de canal de $\underline{\mathbf{H}}(k)$, para $k = 1, \dots, N_F$, y para una varianza de ruido de N_0 , un sistema MIMO - OFDM teórico tiene una eficiencia espectral constreñida promedio de S_{promedio} con un esquema de modulación M . Como se usa en este documento, un sistema “teórico” es uno sin ninguna pérdida, y un sistema “práctico” es uno con pérdidas de implementación (por ejemplo, debidas a las imperfecciones del hardware), pérdidas de código debidas al hecho de que los códigos prácticos no funcionan a capacidad, y cualquier otra pérdida. Los sistemas teórico y práctico usan ambos uno o más esquemas de modulación para la transmisión de datos y se definen por medio de eficiencias espectrales constreñidas. La eficiencia espectral constreñida promedio S_{promedio} se puede determinar como se describe más adelante. En general, se pueden usar diferentes esquemas de modulación para diferentes subbandas y/o canales espaciales. Por razones de simplicidad, la siguiente descripción supone que se usa el mismo esquema de modulación M para todas las subbandas de todos los canales espaciales disponibles para la transmisión de datos.

50 Un sistema equivalente con un canal AWGN necesita una SNR de $\text{SNR}_{\text{equiv}}$ para conseguir una eficiencia espectral constreñida de S_{promedio} con un esquema de modulación M . Este sistema equivalente tampoco tiene pérdidas. La SNR equivalente se puede derivar como se describe más adelante.

55 Un sistema MIMO - OFDM práctico con un canal AWGN requiere una SNR de SNR_{req} o mejor para soportar una velocidad de transmisión R , que está asociada con el esquema de modulación M , con el esquema de codificación C , y con la velocidad de transmisión de datos D . La velocidad de transmisión de datos D viene dada en unidades de bps/Hz/ch, que es la misma unidad que la que se usa para la eficiencia espectral. La velocidad de transmisión R se puede seleccionar como la velocidad de transmisión más alta soportada por el sistema con una SNR requerida igual o inferior a la SNR equivalente, como se describe más adelante. La SNR requerida depende del esquema de modulación M , del esquema de codificación C , y de otras pérdidas del sistema. La SNR requerida se puede determinar para cada velocidad de transmisión soportada (por ejemplo, en base a la simulación por ordenador, a medidas empíricas, o algún otro medio) y se puede almacenar en una tabla de consulta.

65 Un sistema MIMO - OFDM práctico con un canal MIMO multitrayecto (por ejemplo, un sistema MIMO - OFDM 100) se considera que soporta una velocidad de transmisión R con un esquema de modulación M y un esquema de codificación C si la SNR requerida es menor o igual a la SNR equivalente. A medida que aumenta la velocidad, aumenta la SNR requerida para el sistema práctico mientras que la SNR equivalente es aproximadamente constante ya que está definida por la respuesta del canal $\underline{\mathbf{H}}(k)$ y por la varianza de ruido N_0 . La velocidad de transmisión máxima

ES 2 315 720 T3

que se puede soportar por parte del sistema MIMO - OFDM práctico con el canal MIMO multitrayecto está de esta manera limitada por las condiciones del canal. Más adelante se describen detalles de la selección de velocidad.

Se puede analizar y se puede usar un sistema ideal que tenga una eficiencia espectral sin constreñir para la selección de la velocidad de transmisión para el sistema práctico que tenga una eficiencia espectral constreñida. Una eficiencia espectral sin constreñir para cada una de las subbandas del canal MIMO multitrayecto se puede determinar en base a una función de eficiencia espectral MIMO sin constreñir, de la siguiente manera:

$$S_{\text{sin constreñir}}(k) = \frac{1}{N_T} \cdot \log_2 \left[\det \left(\underline{I} + \underline{H}(k) \cdot \underline{\Gamma}(k) \cdot \underline{H}^H(k) \right) \right], \quad \text{para } k = 1, \dots, N_F$$

Ecuación (2)

donde $\det(\underline{M})$ denota el determinante de \underline{M} , \underline{I} es la matriz identidad, $S_{\text{sin constreñir}}(k)$ es la eficiencia espectral sin constreñir de $\underline{H}(k)$, $\underline{\Gamma}(k)$ es una matriz que determina la potencia usada para las antenas de transmisión, y “ H ” denota una traspuesta conjugada.

Si la respuesta de canal $\underline{H}(k)$ solamente es conocida por el receptor, entonces $\underline{\Gamma}(k)$ es igual a la matriz identidad (es decir, $\underline{\Gamma}(k) = \underline{I}$).

Para un sistema MIMO - OFDM seguidor de capacidad, que es un sistema que puede transmitir y recibir datos a la capacidad del canal MIMO suponiendo que se encuentra disponible un código seguidor de capacidad del canal MIMO suponiendo que se puede tener disponible un código seguidor de la capacidad para su utilización, la eficiencia espectral sin constreñir para cada una de las subbandas del canal MIMO se puede determinar en base a una función de eficiencia espectral SISO sin constreñir, de la siguiente manera:

$$S_{\text{sin constreñir}}(k) = \frac{1}{N_T} \cdot \sum_{\ell=1}^{N_T} \log_2 [1 + SNR_{\ell}(k)], \quad \text{para } k = 1, \dots, N_F$$

Ecuación (3)

en donde $SNR_{\ell}(k)$ es la SNR de postdetección para la subbanda k de canal espacial ℓ para el sistema seguidor de capacidad. La SNR de postdetección es la SNR conseguida para un flujo de símbolos detectado después del procesado espacial del receptor para eliminar la interferencia de los otros flujos de símbolo. La SNR de postdetección en la ecuación (3) se puede obtener, por ejemplo, por medio de un receptor que use una técnica de cancelación de la interferencia sucesiva (SIC) con un detector de error cuadrático medio mínimo (MMSE), como se describe con posterioridad. Las ecuaciones (2) y (3) indican que, para el sistema seguidor de capacidad, la eficiencia espectral sin constreñir del canal MIMO es igual a la suma de las eficiencias espectrales sin constreñir de los N_T canales de única entrada y única salida (SISO) que conforman el canal MIMO. Cada canal SISO corresponde a un canal espacial del canal MIMO.

Si se usa una única velocidad de transmisión de datos para la transmisión de datos sobre todas las N_F subbandas de todas las N_T antenas de transmisión, entonces esta velocidad de transmisión de datos única se puede fijar a la eficiencia espectral sin constreñir promedio para las N_F subbandas del canal MIMO, de la siguiente manera:

$$D_{\text{sin constreñir}} = \frac{1}{N_F} \cdot \sum_{k=1}^{N_F} S_{\text{sin constreñir}}(k), \quad \text{Ecuación (4)}$$

Sustituyendo la función eficiencia espectral SISO sin constreñir de la ecuación (3) en la ecuación (4), la velocidad de transmisión de datos única se puede expresar como:

$$D_{\text{sin constreñir}} = \frac{1}{N_F N_T} \cdot \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{\ell=1}^{N_T} \log_2 [1 + SNR_{\ell}(k)], \quad \text{Ecuación (5)}$$

La velocidad de transmisión de datos $D_{\text{sin constreñir}}$ se obtiene en base a la eficiencia espectral sin constreñir promedio y es adecuada para el sistema MIMO - OFDM ideal, que no está restringido a un esquema de modulación específico. El sistema MIMO - OFDM práctico usa uno o más esquemas de modulación específicos para la transmisión de datos y tiene una eficiencia espectral constreñida que es menor que la capacidad sin constreñir. La velocidad de transmisión de datos $D_{\text{sin constreñir}}$ derivada en base a la ecuación (5) es una velocidad de transmisión de datos optimista para el sistema

ES 2 315 720 T3

MIMO - OFDM práctico. Se puede obtener una velocidad de transmisión de datos más precisa para el sistema MIMO - OFDM práctico en base a una función de capacidad constreñida, en lugar de una función de capacidad sin constreñir, como se describe con posterioridad.

5 La figura 3 muestra un proceso 300 para realizar la selección de la velocidad de transmisión para un sistema MIMO - OFDM práctico con un canal MIMO multitrayecto. El procesamiento se puede realizar por parte del selector de velocidad de transmisión 174 o por parte de alguna otra unidad de procesamiento en el receptor. Inicialmente, se determina una eficiencia espectral constreñida promedio $S_{promedio}$ para el canal MIMO (bloque 310). Esto se puede conseguir de varias maneras.

10 Si se encuentra disponible una función de eficiencia espectral MIMO constreñida $f_{mimo}(\underline{H}(k), M)$, entonces la eficiencia espectral constreñida para cada una de las subbandas del canal MIMO se puede calcular en base a esta función (bloque 312), de la siguiente manera:

$$15 \quad S_{mimo} = \frac{1}{N_T} \cdot f_{mimo}(\underline{H}(k), M), \text{ para } k = 1, \dots, N_F \quad \text{Ecuación (6)}$$

20 La eficiencia espectral constreñida promedio $S_{promedio}$ para todas las subbandas del canal MIMO se puede calcular entonces (bloque 314), de la siguiente manera:

$$25 \quad S_{promedio} = \frac{1}{N_F} \cdot \sum_{k=1}^{N_F} S_{mimo}(k), \quad \text{Ecuación (7)}$$

30 La función de eficiencia espectral MIMO constreñida $f_{mimo}(\underline{H}(k), M)$ es probable que sea una ecuación compleja con una solución en formato no cerrado o ni siquiera puede estar disponible. En este caso, el canal MIMO se puede descomponer en N_T canales SISO, y la eficiencia espectral constreñida promedio $S_{promedio}$ para el canal MIMO se puede determinar en base a las eficiencias espectrales constreñidas de los canales SISO independientes. Como la eficiencia espectral sin constreñir del canal MIMO es igual a la suma de las eficiencias espectrales sin constreñir de los N_T canales SISO para un sistema seguidor de capacidad, como se ha descrito con anterioridad, la eficiencia espectral constreñida del canal MIMO se puede suponer que es igual a la suma de las eficiencias espectrales constreñidas de los N_T canales SISO para el sistema seguidor de capacidad.

35 Para calcular $S_{promedio}$, se puede determinar la SNR de postdetección $SNR_\ell(k)$ para cada una de las subbandas k de cada canal espacial ℓ para el sistema seguidor de capacidad, como se describe con posterioridad (bloque 322). La eficiencia espectral constreñida $S_\ell(k)$ para cada una de las subbandas de cada canal espacial se determina entonces en base a una función de eficiencia espectral SISO constreñida $f_{siso}(SNR_\ell(k), M)$ (bloque 324), de la siguiente manera:

$$45 \quad S_\ell(k) = f_{siso}(SNR_\ell(k), M), \text{ para } k = 1, \dots, N_F \text{ y } \ell = 1, \dots, N_T \quad \text{Ecuación (8)}$$

50 La función de eficiencia espectral SISO constreñida $f_{siso}(SNR_\ell(k), M)$ se puede definir como:

$$55 \quad f_{siso}(SNR_\ell(k), M) = B - \frac{1}{2^B} \sum_{i=1}^{2^B} E \left[\log_2 \sum_{j=1}^{2^B} \exp \left(-SNR_\ell(k) \cdot (|a_i - a_j|^2 + 2 \operatorname{Re}\{\eta^*(a_i - a_j)\}) \right) \right]$$

60 Ecuación (9)

donde

65 B es el número de bits para cada uno de los símbolos de modulación para el esquema de modulación M;
 a_i y a_j son puntos de la señal en la constelación de 2^B puntos para el esquema de modulación M;

ES 2 315 720 T3

η es una variable aleatoria gaussiana compleja de media cero y de varianza $1/\text{SNR}_t(k)$; y

$E[\cdot]$ es una operación de esperanza matemática tomada con respecto a η en la ecuación (9). El esquema de modulación M está asociado con una constelación de 2^B puntos (por ejemplo, QAM de 2^B puntos) que contenga 2^B puntos de señal. Cada uno de los puntos de señal de la constelación está etiquetado con un valor de B bits diferente.

La función eficiencia espectral SISO constreñida que se muestra en la ecuación (9) no tiene una solución en formato cerrado. Esta función se puede resolver numéricamente para varios valores de la SNR para cada uno de los esquemas de modulación, y los resultados se pueden almacenar en una tabla de consulta. Tras esto, la función de eficiencia espectral SISO constreñida se puede evaluar por medio del acceso a la tabla de consulta con el esquema de modulación M y la SNR de postdetección $\text{SNR}_t(k)$.

La eficiencia espectral constreñida promedio S_{promedio} para todas las subbandas de todos los canales espaciales se puede calcular entonces (bloque 326), de la siguiente manera:

$$S_{\text{promedio}} = \frac{1}{N_F \cdot N_T} \cdot \sum_{k=1}^{N_F} \sum_{\ell=1}^{N_T} S_{\ell}(k), \quad \text{Ecuación (10)}$$

La eficiencia espectral constreñida promedio S_{promedio} se puede calcular para un sistema MIMO - OFDM práctico con un canal MIMO multitrayecto de varias maneras. Se describen a continuación dos procedimientos de ejemplo. También se pueden usar otros procedimientos.

Un sistema equivalente con un canal AWGN requeriría una SNR de $\text{SNR}_{\text{equiv}}$ para conseguir una eficiencia espectral constreñida de S_{promedio} con un esquema de modulación M . La SNR equivalente se puede determinar en base a una función de eficiencia espectral SISO constreñida inversa $f_{\text{siso}}^{-1}(S_{\text{promedio}}, M)$ (bloque 330). La función de eficiencia espectral SISO constreñida $f_{\text{siso}}(x)$ toma dos entradas, $\text{SNR}_t(k)$ y M , y las hace corresponder a una eficiencia espectral constreñida $S_{\ell}(k)$. Aquí, x representa el conjunto de variables pertinentes para la función. La función de eficiencia espectral SISO constreñida inversa $f_{\text{siso}}^{-1}(x)$ toma dos entradas, S_{promedio} y M , y hace corresponder estas entradas con un valor de SNR, de la siguiente manera:

$$\text{SNR}_{\text{equiv}} = f_{\text{siso}}^{-1}(S_{\text{promedio}}, M), \quad \text{Ecuación (11)}$$

La función inversa $f_{\text{siso}}^{-1}(S_{\text{promedio}}, M)$ se puede determinar una vez para cada esquema de modulación soportado y se puede almacenar en una tabla de consulta.

La velocidad de transmisión más alta que se puede usar para una transmisión de datos en un sistema MIMO - OFDM práctico con un canal AWGN se determina entonces en base a la SNR equivalente para el sistema equivalente (bloque 332). El sistema MIMO - OFDM práctico puede soportar un conjunto de P velocidades, $R = \{R(m), m = 1, 2, \dots, P\}$, en donde m es un índice de velocidad. Solamente se encuentran disponibles P velocidades en el conjunto para su uso para la transmisión de datos. Cada una de las velocidades $R(m)$ del conjunto R puede estar asociada con un esquema de modulación específico $M(m)$, una velocidad de transmisión de código específica o un esquema de codificación específico $C(m)$, una velocidad de transmisión de datos específica $D(m)$, y una SNR requerida específica $\text{SNR}_{\text{req}}(m)$, de la siguiente manera:

$$R(m) \leftrightarrow [M(m), C(m), D(m), \text{SNR}_{\text{req}}(m)], \text{ para } m = 1, \dots, P$$

$$\text{Ecuación (12)}$$

Para cada velocidad de transmisión $R(m)$, la velocidad de transmisión de datos $D(m)$ viene determinada por el esquema de modulación $M(m)$ y por la velocidad de transmisión de código $C(m)$. Por ejemplo, una velocidad de transmisión asociada con un esquema de modulación de QPSK (con dos bits por símbolo de modulación) y una velocidad de transmisión de código de $1/2$ tendría una velocidad de transmisión de datos de 1,0 bit de información por símbolo de modulación. La expresión (12) declara que la velocidad de transmisión de datos $D(m)$ se puede transmitir usando el esquema de modulación $M(m)$ y la velocidad de transmisión de código $C(m)$ y además requiere una SNR de $\text{SNR}_{\text{req}}(m)$ o mejor para conseguir una PER de P_e . La SNR requerida tiene en cuenta las pérdidas del sistema en el sistema práctico y se pueden determinar por medio de simulación por ordenador, por medio de medidas empíricas, etc. El conjunto de velocidades soportadas y sus SNR requeridas se pueden almacenar en una tabla de consulta. La SNR equivalente $\text{SNR}_{\text{equiv}}$ se puede proporcionar a la tabla de consulta, que devuelve entonces la velocidad de transmisión $R = R(m_s)$ asociada con la velocidad de transmisión de datos más alta soportada por $\text{SNR}_{\text{equiv}}$. La velocidad de transmisión seleccionada R es tal que se cumplen las siguientes condiciones: (1) el esquema de modulación M se usa para la transmisión de datos, o $M(m_s) = M$, (2) la SNR requerida es menor o igual a la SNR equivalente, o $\text{SNR}_{\text{req}}(m_s) \leq$

ES 2 315 720 T3

SNR_{equiv}, y (3) la velocidad de transmisión de datos máxima se selecciona, o, $D_s = \max_m \{D(m)\}$, sometida a otras condiciones. La velocidad de transmisión seleccionada R incluye un factor de retracción que tiene en cuenta la pérdida debida a la velocidad de transmisión de código seleccionada C(m_s), que puede no ser capaz de conseguir capacidad. Este retracción ocurre en la condición (2) anterior.

La velocidad de transmisión de datos D_s es indicativa de la velocidad de transmisión de datos máxima que se puede transmitir en cada una de las subbandas de cada uno de los canales espaciales para un sistema consecuidor de capacidad. Se puede calcular una velocidad de transmisión de datos agregada para todos los N_T canales espaciales, de la siguiente manera:

$$D_{total} = D_s \cdot N_T, \quad \text{Ecuación (13)}$$

La velocidad de transmisión de datos agregada viene dada en unidades de bps/Hz, que está normalizada respecto de la frecuencia. El factor de N_F de esta manera no está incluido en la ecuación (13). La velocidad de transmisión de datos agregada representa una predicción de la velocidad de transmisión de datos que el sistema MIMO - OFDM práctico puede soportar con el canal MIMO multitrayecto para la PER deseada de P_e.

La técnica de selección de la velocidad de transmisión descrita con anterioridad supone que el sistema MIMO - OFDM práctico es capaz de conseguir capacidad con un esquema de modulación M. con posterioridad se describen varios esquemas de transmisión que pueden conseguir capacidad. La velocidad de transmisión seleccionada R puede ser una velocidad de transmisión precisa para dicho sistema y se puede usar para la transmisión de datos sin ninguna modificación.

Sin embargo, como con cualquier esquema de predicción de la velocidad, habrá de manera inevitable errores en la predicción de la velocidad. Además, el sistema práctico puede no ser capaz de conseguir capacidad y/o puede tener otras pérdidas que no se tengan en cuenta por la velocidad de transmisión seleccionada R. En este caso, para asegurar que se puede conseguir la PER deseada, se pueden estimar los errores en la predicción de la velocidad de transmisión y se puede derivar un factor adicional de retracción. La velocidad de transmisión obtenida en el bloque 332 se puede reducir entonces por el factor adicional de retracción para obtener una velocidad de transmisión final para la transmisión de datos a través del canal MIMO multitrayecto. De manera alternativa, la eficiencia espectral constreñida promedio S_{promedio} se puede reducir por el factor de retracción adicional, y la eficiencia espectral constreñida promedio reducida se puede proporcionar a la tabla de consulta para obtener la velocidad de transmisión para la transmisión de datos. En cualquier caso, el factor de retracción adicional reduce la capacidad de procesamiento a la salida del sistema. De esta manera, es deseable conservar este factor de retracción lo más pequeño que sea posible a la vez que aún se consigue la PER deseada. Un esquema de predicción de la velocidad de transmisión preciso, tal como el que se describe en este documento, puede minimizar la cantidad de retracción adicional que se ha de aplicar y de esta manera maximizar la capacidad del sistema.

La selección de la velocidad de transmisión descrita con anterioridad se puede realizar de manera continua para cada intervalo de tiempo, que puede ser de cualquier duración (por ejemplo, un período de símbolo OFDM). Es deseable usar la velocidad de transmisión seleccionada para la transmisión de datos tan pronto como sea posible para minimizar la cantidad de tiempo entre la selección de la velocidad de transmisión y el uso de la misma.

La figura 4A ilustra las eficiencias espectrales constreñidas para los N_T canales espaciales en el sistema MIMO - OFDM con el canal MIMO multitrayecto. Para cada uno de los canales espaciales, se puede derivar una traza 410 de las eficiencias espectrales constreñidas para las N_F subbandas en base a las SNR de postdetección, al esquema de modulación M y a la función de eficiencia espectral SISO constreñida f_{siso}(SNR_ℓ(k), M), como se muestra en las ecuaciones (8) y (9). Las trazas 410a a la 410t para los N_T canales espaciales pueden ser diferentes debido al desvanecimiento diferente para estos canales espaciales, como se muestra en la figura 4A.

La figura 4B ilustra la eficiencia espectral constreñida del sistema equivalente con el canal AWGN. Se forma una traza 420 por medio de la concatenación de trazas 410a a la 410t para los N_T canales espaciales de la figura 4A. Una traza 422 muestra la eficiencia espectral constreñida para el sistema equivalente, que es el promedio de las eficiencias espectrales constreñidas para las trazas 410a a la 410t.

La selección de la velocidad de transmisión descrita con anterioridad incluye un factor de retracción para la pérdida de código pero en cualquier caso supone que el sistema MIMO - OFDM puede conseguir capacidad. A continuación se describen dos esquemas de transmisión de ejemplo capaces de conseguir capacidad.

En un primer esquema de transmisión, el transmisor transmite datos sobre “modos propios” del canal MIMO. Los modos propios se pueden ver como canales espaciales ortogonales obtenidos por medio de la descomposición del canal MIMO. La matriz de respuesta de canal $\underline{H}(k)$ para cada una de las subbandas se puede descomponer usando descomposición de valores propios, de la siguiente manera:

ES 2 315 720 T3

$$\underline{\mathbf{R}}(k) = \underline{\mathbf{H}}^H(k) \cdot \underline{\mathbf{H}}(k) = \underline{\mathbf{E}}(k) \cdot \underline{\Lambda}(k) \cdot \underline{\mathbf{E}}^H(k) , \text{ for } k = 1 \dots N_F, \quad \text{Ecuación (14)}$$

5 en la que

$\underline{\mathbf{R}}(k)$ es una matriz de correlación $N_T \times N_T$ de $\underline{\mathbf{H}}(k)$;

10 $\underline{\mathbf{E}}(k)$ es una matriz unitaria de $N_T \times N_T$ cuyas columnas son vectores propios de $\underline{\mathbf{R}}(k)$; y

$\underline{\Lambda}(k)$ es una matriz diagonal de $N_T \times N_T$ de valores propios de $\underline{\mathbf{R}}(k)$. Una matriz unitaria $\underline{\mathbf{U}}$ se caracteriza por la propiedad de $\underline{\mathbf{U}}^H \cdot \underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{I}}$. Las columnas de una matriz unitaria son ortogonales unas a las otras.

15 El transmisor realiza un procesado espacial de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{x}}(k) = \underline{\mathbf{E}}(k) \cdot \underline{\mathbf{s}}(k) , \quad \text{para } k = 1, \dots, N_F \quad \text{Ecuación (15)}$$

20

donde

25 $\underline{\mathbf{s}}(k)$ es un vector $N_T \times 1$ con N_T símbolos de datos que van a ser enviados sobre los N_T modos propios de la subbanda k ; y

$\underline{\mathbf{x}}(k)$ es un vector $N_T \times 1$ con N_T símbolos de transmisión que se van a transmitir desde las N_T antenas de transmisión sobre la subbanda k .

30

Los símbolos recibidos en el receptor se pueden expresar como:

$$\underline{\mathbf{r}}_{em}(k) = \underline{\mathbf{H}}(k) \cdot \underline{\mathbf{x}}(k) + \underline{\mathbf{n}}(k) , \text{ para } k = 1, \dots, N_F \quad \text{Ecuación (16)}$$

35

donde

40

$\underline{\mathbf{r}}_{em}(k)$ es un vector de $N_R \times 1$ con N_R símbolos recibidos obtenidos a través de las N_R antenas de recepción sobre la subbanda k ; y

$\underline{\mathbf{n}}$ es un vector de $N_R \times 1$ de ruido e interferencia para la subbanda k .

45

El vector de ruido $\underline{\mathbf{n}}(k)$ se supone que tiene una media cero y una matriz de covarianza de $\Lambda_n(k) = N_0 \cdot \underline{\mathbf{I}}$, donde N_0 es la varianza del ruido.

El receptor realiza el procesado/detección espaciales del receptor de la siguiente manera:

50

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{em}(k) = \underline{\Lambda}^{-1}(k) \cdot \underline{\mathbf{E}}^H(k) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H(k) \cdot \underline{\mathbf{r}}_{em}(k) = \underline{\mathbf{s}}(k) + \underline{\mathbf{n}}_{em}(k) , \quad k = 1 \dots N_F,$$

55

$$\text{Ecuación (17)}$$

donde

60

$\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{em}(k)$ es un vector de $N_T \times 1$ con N_T símbolos detectados para la subbanda k , que son estimaciones de los N_T símbolos de datos en $\underline{\mathbf{s}}(k)$; y

$\underline{\mathbf{n}}_{em}(k) = \underline{\Lambda}^{-1}(k) \cdot \underline{\mathbf{E}}^H(k) \cdot \underline{\mathbf{H}}^H(k) \cdot \underline{\mathbf{n}}(k)$ es la interferencia y el ruido postdetección después del procesado espacial en el receptor. Cada modo propio es un canal efectivo entre un elemento del vector de símbolo de datos $\underline{\mathbf{s}}(k)$ y un elemento correspondiente del vector de símbolos detectado $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{em}(k)$.

65

ES 2 315 720 T3

La SNR para cada una de las subbandas de cada modo propio se puede expresar como:

$$SNR_{em,\ell}(k) = \frac{P_\ell(k) \cdot \lambda_\ell(k)}{N_0}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N_F \text{ y } \ell = 1, \dots, N_T$$

Ecuación (18)

donde

$P_\ell(k)$ es la potencia de transmisión usada para el modo propio ℓ de la subbanda k ;

$\lambda_\ell(k)$ es el valor propio para el modo propio ℓ de la subbanda k , que es el elemento diagonal ℓ -ésimo de $\Lambda(k)$; y

$SNR_{em,\ell}(k)$ es la SNR de postdetección para el modo propio ℓ de la subbanda k .

En un segundo esquema de transmisión, el transmisor codifica y modula datos para obtener símbolos de datos, demultiplexa los símbolos de datos en N_T flujos de símbolos de datos y transmite los N_T flujos de símbolos de datos de manera simultánea desde las N_T antenas de transmisión. Los símbolos recibidos en el receptor se pueden expresar como:

$$\underline{\mathbf{r}}_{ant}(k) = \underline{\mathbf{H}}(k) \cdot \underline{\mathbf{s}}(k) + \underline{\mathbf{n}}(k), \quad \text{para } k = 1, \dots, N_F$$

Ecuación (19)

El receptor realiza el procesado/detección espacial del receptor sobre los N_R símbolos recibidos para cada una de las subbandas para recuperar los N_T símbolos de datos transmitidos sobre esa subbanda. El procesado espacial del receptor se puede realizar con un detector de error cuadrático medio mínimo (MMSE), con un detector de combinación de relación máxima (MRC), con un detector de forzado a cero (ZF) lineal, con un equalizador lineal MMSE (MMSE-LE), con un equalizador de realimentación de decisión (DFE), o con algún otro detector/equalizador.

El receptor también puede procesar los N_R flujos de símbolos recibidos usando una técnica de cancelación de la interferencia sucesiva (SIC) para recuperar los N_T flujos de símbolos de datos. La técnica SIC se puede usar cuando el transmisor procese de manera independiente los N_T flujos de símbolos de datos de forma que el receptor pueda recuperar de manera individual cada uno de los flujos de símbolos de datos. El receptor recupera los N_T flujos de símbolos de datos en N_T etapas sucesivas, un flujo de símbolos de datos en cada etapa.

Para la primera etapa, el receptor realiza de manera inicial el procesado/la detección espacial del receptor sobre los N_R flujos de símbolos de datos (por ejemplo, usando un detector MMSE, un detector MRC, o un detector de forzado de cero) y obtiene un flujo de símbolos de datos. El receptor de manera adicional, demodula, desintercala y descodifica el flujo de símbolos detectado para obtener un flujo de datos descodificado. El receptor estima entonces la interferencia que este flujo de datos descodificado provoca a los otros N_{T-1} flujos de símbolos de datos que aún no se han recuperado, cancela la interferencia estimada de los N_R flujos de símbolos recibidos y obtiene N_R flujos de símbolos modificados para la siguiente etapa. El receptor repite entonces el mismo procesado sobre los N_R flujos de símbolos modificados para recuperar otro flujo de símbolos de datos. Por razones de simplicidad, la siguiente descripción supone que los N_T flujos de símbolos de datos son recuperados en orden secuencial, es decir, el flujo de símbolos de datos $\{s_\ell(k)\}$ enviado desde la antena de transmisión ℓ se recupera en la etapa ℓ -ésima, para $\ell = 1, \dots, N_T$.

Para un SIC con un receptor MMSE, un detector MMSE se deriva para cada una de las subbandas de la etapa ℓ , para $\ell = 1, \dots, N_T$, de la siguiente manera:

$$\underline{\mathbf{W}}_{mmse,\ell}(k) = (\underline{\mathbf{H}}_\ell(k) \cdot \underline{\mathbf{H}}_\ell^H(k) + N_0 \cdot \underline{\mathbf{I}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}_\ell(k), \quad \text{para } k = 1, \dots, N_F$$

Ecuación 20

donde

$\underline{\mathbf{W}}_{mmse,\ell}(k)$ es una matriz de $N_R \times (N_T - \ell + 1)$ para el detector MMSE para la subbanda k de la etapa ℓ ; y

$\underline{\mathbf{H}}_\ell(k)$ es una matriz de $N_R \times (N_T - \ell + 1)$ de respuesta de canal reducida para la subbanda k en la etapa ℓ .

ES 2 315 720 T3

La matriz de respuesta de canal reducida $\underline{H}_\ell(k)$ se obtiene por medio de la eliminación de $\ell-1$ columnas de la matriz original $\underline{H}(k)$ correspondientes a los $\ell-1$ flujos de símbolos de datos ya recuperados en las $\ell-1$ etapas anteriores.

El receptor realiza la detección para cada una de las subbandas en la etapa ℓ de la siguiente manera:

$$\hat{s}_{mmse,\ell}(k) = \underline{w}_{mmse,\ell}^H(k) \cdot \underline{r}_\ell(k) = s_\ell(k) + \underline{w}_{mmse,\ell}^H(k) \cdot \underline{n}_\ell(k) , \quad \text{Ecuación (21)}$$

en la que

$\underline{w}_{mmse,\ell}(k)$ es una columna de $\underline{W}_{mmse,\ell}(k)$ correspondiente a la antena de transmisión ℓ ;

$\hat{s}_{mmse,\ell}(k)$ es el símbolo detectado MMSE para la subbanda k en la etapa ℓ ; y

$\underline{w}_{mmse,\ell}^H(k) \cdot \underline{n}_\ell(k)$ es el ruido de postdetección para el símbolo detectado $\hat{s}_{mmse,\ell}(k)$.

La SNR para cada una de las subbandas de cada antena de transmisión se puede expresar como:

$$SNR_{mmse,\ell}(k) = \frac{P_\ell(k)}{N_0 \cdot \|\underline{w}_{mmse,\ell}(k)\|^2} , \quad \text{Ecuación (22)}$$

en la que

$N_0 \cdot \|\underline{w}_{mmse,\ell}(k)\|^2$ es la varianza del ruido de postdetección; y

$SNR_{mmse,\ell}(k)$ es la SNR de postdetección para la subbanda k de la antena de transmisión ℓ .

Las SNR de postdetección para las etapas posteriores mejoran porque la norma de $\underline{w}_{mmse,\ell}(k)$ de la ecuación (22) disminuye con cada etapa.

La técnica SIC se describe con mayor detalle en la solicitud de patente de los Estados Unidos de cesión común con número de serie 09/993.087, titulada "Multiple-Access Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communication System," de fecha 6 de noviembre de 2001.

Para el segundo esquema de transmisión, el receptor también puede recuperar los N_T flujos de símbolos de datos usando un esquema de detección y de descodificación iterativas (IDD). Para el esquema IDD, siempre que se obtenga un bloque de símbolos recibidos para un paquete de datos, el receptor realiza de manera iterativa la detección y la descodificación múltiples veces (N_{dec}) sobre los símbolos recibidos en el bloque para obtener un paquete descodificado. Un detector realiza la detección sobre el bloque de símbolos recibido y proporciona un bloque de símbolos detectado. Un descodificador realiza la descodificación sobre el bloque de símbolos detectado y proporciona información *a priori* del descodificador, que es usada por el detector en una iteración posterior. El paquete descodificado se genera en base a la salida del descodificador para la última iteración.

Se puede mostrar que el primer esquema de transmisión y el segundo esquema de transmisión con el SIC con el receptor MMSE o con el receptor IDD son óptimos y pueden conseguir capacidad o casi capacidad para el sistema MIMO - OFDM. El segundo esquema de transmisión con un detector de probabilidad máxima para los símbolos recibidos también puede proporcionar un funcionamiento óptimo o casi óptimo. Se pueden usar otros esquemas de transmisión consecuidores de capacidad para el sistema MIMO - OFDM. Uno de tales esquemas de transmisión consecuidores de capacidad es un esquema de autocodificación descrito por T. L. Marzetta y colaboradores, en un documento titulado "Structured Unitary Space-Time Autocoding Constellations," Teoría de transacción sobre la Información del IEEE, Vol. 48, N°. 4, abril de 2002.

La figura 5 muestra un diagrama de bloques del transmisor 110. Dentro del procesador de datos del TX 120, un codificador 520 recibe y codifica un flujo de datos $\{d\}$ de acuerdo con el esquema de codificación C para la velocidad de transmisión seleccionada R y proporciona bits de código. La codificación aumenta la fiabilidad de la transmisión de datos. El esquema de codificación puede incluir un código convolucional, un Turbo código, un código de bloque, un código CRC, o una combinación de los mismos. Un intercalador de canal 522 intercala (es decir, reordena) los bits de código del codificador 520 en base a un esquema de intercalado. La intercalación proporciona diversidad en el tiempo y/o en la frecuencia para los bits de código. Una unidad de correspondencia de símbolos 524 modula (es decir, correspondencia de símbolos) los datos intercalados del intercalador de canal 522 de acuerdo con el esquema de modulación M para la velocidad de transmisión seleccionada R y proporciona símbolos de datos. La modulación se puede conseguir por medio de (1) la agrupación de conjuntos de B bits intercalados para formar valores binarios de B bits, en donde $B \geq 1$, y (2) hacer corresponder cada valor binario de B bits con un punto de señal específico en una

ES 2 315 720 T3

constelación de la señal para el esquema de modulación. La unidad de correspondencia de símbolos 524 proporciona un flujo de símbolos de datos $\{s\}$.

5 El transmisor 110 codifica y modula cada paquete de datos de manera independiente en base a la velocidad de transmisión R seleccionada para el paquete para obtener un correspondiente bloque de símbolos de datos. El transmisor 110 puede transmitir un bloque de símbolos de datos a la vez sobre todas las subbandas de todos los canales espaciales disponibles para la transmisión de datos. Cada uno de los bloques de símbolos de datos se puede transmitir en uno o en múltiples periodos de símbolo OFDM. El transmisor 110 también puede transmitir múltiples bloques de símbolos de datos de manera simultánea sobre las subbandas y los canales espaciales disponibles. Si se selecciona una velocidad de transmisión para cada intervalo de tiempo, como se ha descrito con anterioridad, entonces todos los bloques de
10 símbolos de datos transmitidos en el mismo intervalo de tiempo usan la misma velocidad de transmisión seleccionada.

Para la realización que se muestra en la figura 5, el procesador espacial del TX 130 implementa el segundo esquema de transmisión descrito con anterioridad. Dentro del procesador espacial de TX 130, un multiplexor/demultiplexor (Mux/Demux) 530 recibe y demultiplexa el flujo de símbolo de datos $\{s\}$ en N_T flujos para las N_T antenas de transmisión. El Mux/demux 530 también multiplexa en símbolos de piloto (por ejemplo, de una manera múltiple por división en el tiempo (TDM)) y proporciona N_T flujos de símbolos transmitidos, $\{x_1\}$ a $\{x_{N_T}\}$, para las N_T antenas de transmisión. Cada uno de los símbolos de transmisión puede ser un símbolo de datos, un símbolo de piloto o un valor de señal de cero para una subbanda no usada para la transmisión de datos o para la transmisión de piloto.
15

20 La unidad de transmisor 132 incluye N_T moduladores OFDM 532a a 532t y N_T unidades de RF TX 534a a la 534t para las N_T antenas de transmisión. Cada uno de los moduladores OFDM 532 realiza la modulación OFDM sobre un flujo de símbolos de transmisión respectivo por medio de (1) la agrupación y la transformación de cada conjunto de N_F símbolos de transmisión para las N_F subbandas al dominio del tiempo usando una IFFT de N_F puntos para obtener un correspondiente símbolo transformado que contenga N_F segmentos y (2) la repetición de una parte (o N_{cp} segmentos) de cada uno de los símbolos transformados para obtener un correspondiente símbolo OFDM que contenga $N_F + N_{cp}$ segmentos. Se hace referencia a la parte repetida como un prefijo cíclico, que asegura que el símbolo OFDM conserva sus propiedades ortogonales en presencia de expansión de retardo en un canal multitrayecto. Cada uno de los moduladores OFDM 532 proporciona un flujo de símbolos OFDM, que está además acondicionado (por ejemplo, convertido a analógico, convertido a una frecuencia superior, filtrado y amplificado) por medio de una unidad de RF de TX asociada 534 para generar una señal modulada. Las N_T señales moduladas de las unidades de RF de TX 534a a la 534t son transmitidas desde las N_T antenas 540a a la 540t, respectivamente.
25
30

35 La figura 6 muestra un diagrama de bloques del receptor 150. N_R antenas de recepción 652a a la 652r reciben las señales moduladas transmitidas por el transmisor 110 y proporcionan N_R señales recibidas a la unidad del receptor 154. La unidad del receptor 154 incluye N_R unidades de RF RX 654a a la 654r y N_R demoduladores OFDM 656a al 656r para las N_R antenas de recepción. Cada una de las unidades de RF de RX 654 acondiciona y digitaliza una respectiva señal recibida y proporciona un flujo de muestras. Cada uno de los demoduladores OFDM 656 realiza una demodulación OFDM sobre un respectivo flujo de muestras por medio de (1) eliminar el prefijo cíclico de cada símbolo OFDM recibido para obtener un símbolo transformado recibido y (2) transformar cada símbolo transformado recibido al dominio de la frecuencia con una FFT de N_F puntos para obtener N_F símbolos recibidos para las N_F subbandas. Cada demodulador OFDM 656 proporciona símbolos de datos recibidos al procesador espacial RX 160 y símbolos de piloto recibidos al estimador de canal 172.
40

45 La figura 6 muestra también un procesador espacial RX 160a y un procesador de datos RX 170a, que son una realización del procesador espacial RX 160 y del procesador de datos RX 170, respectivamente, en el receptor 150. Dentro del procesador espacial RX 160a, un detector 660 realiza el procesado/la detección espaciales sobre los N_R flujos de símbolos recibidos para obtener N_T flujos de símbolos detectados. Cada símbolo detectado es una estimación de un símbolo de datos transmitido por el transmisor. El detector 660 puede implementar un detector MMSE, un detector MRC o un detector de forzado de cero. La detección se realiza para cada una de las subbandas en base a una matriz de filtros de comparación (o respuesta del detector) $W(k)$ para esa subbanda, que se deriva en base a una estimación de la matriz de respuesta de canal $H(k)$ para la subbanda. Por ejemplo, la matriz de filtros de comparación para el detector MMSE se puede derivar como: $W_{mmse}(k) = (H(k) \cdot H^H(k) + N_0 \cdot I)^{-1} \cdot H(k)$. Un multiplexor 662 multiplexa los símbolos detectados y proporciona un flujo de símbolos detectado $\{\hat{S}\}$ al procesador de datos RX 170a.
50
55

Dentro del procesador de datos RX 170a, una unidad de correspondencia inversa de símbolos 670 demodula los símbolos detectados de acuerdo con el esquema de modulación M para la velocidad de transmisión seleccionada R y proporciona los datos demodulados. Un desintercalador de canal 672 desintercala los datos demodulados de una manera complementaria al intercalado realizado en el transmisor y proporciona datos desintercalados. Un descodificador 674 descodifica los datos desintercalados de una manera complementaria a la codificación realizada en el transmisor y proporciona un flujo de datos descodificado $\{\hat{d}\}$. Por ejemplo, el descodificador 674 puede implementar un Turbo descodificador o un descodificador de Viterbi si se realizó una Turbo codificación o una codificación convolucional en el transmisor, respectivamente. El descodificador 674 proporciona también el estado de cada paquete descodificado, que indica si el paquete se ha descodificado de manera correcta o si se ha descodificado con errores.
60
65

La figura 7 muestra un procesador espacial RX 160b y un procesador de datos RX 170b, que implementan el esquema IDD y que son otra realización del procesador espacial RX 160 y del procesador de datos RX 170, respectivamente, en el receptor 150. Un detector 760 y un descodificador 780 realizan la detección y la descodificación iterativas sobre

ES 2 315 720 T3

5 los símbolos recibidos para cada paquete de datos para obtener un paquete descodificado. El esquema IDD explota las capacidades de corrección de errores de código de canal para proporcionar un funcionamiento mejorado. Esto se consigue por medio de pasar de manera iterativa información *a priori* entre el detector 760 y el descodificador 780 para N_{dec} iteraciones, donde $N_{dec} > 1$. La información *a priori* indica la probabilidad de que cada bit de datos transmitido sea cero o uno.

10 Dentro del procesador espacial RX 160b, una memoria de almacenamiento temporal 758 recibe y almacena N_R secuencias de símbolos recibidas desde las N_R antenas de recepción para cada paquete de datos. El proceso de detección y de descodificación iterativas se realiza sobre cada uno de los bloques de símbolos recibidos para un paquete de datos. El detector 760 realiza el procesamiento espacial sobre las N_R secuencias de símbolos recibidas para cada uno de los bloques y proporciona N_T secuencias de símbolos detectadas para el bloque. El detector 760 puede implementar un detector MMSE, un detector MRC, o un detector de forzado de cero. Un multiplexor 762 multiplexa los símbolos detectados en las N_T secuencias y proporciona un bloque de símbolos detectado.

15 Dentro del procesador de datos de RX 170b, una unidad de cálculo 770 de la relación de probabilidad logarítmica (LLR) recibe los símbolos detectados provenientes del procesador espacial de RX 160b y calcula las LLR para los B bits de código de cada uno de los símbolos detectados. Estas LLR representan *a priori* información proporcionada por el detector 760 al descodificador 780. Un desintercalador de canal 772 desintercala cada uno de los bloques de las LLR provenientes de la unidad de cálculo LLR 770 y proporciona LLR desintercaladas $\{x^n\}$ para el bloque. El descodificador 780 descodifica las LLR desintercaladas y proporciona LLR de descodificador $\{x^{n+1}\}$, que representan información *a priori* proporcionada por el descodificador 780 al detector 760. Las LLR del descodificador son intercaladas por medio de un intercalador de canal 782 y entregadas al detector 760.

20 El proceso de detección y de descodificación se repite entonces para otra iteración. El detector 760 deriva nuevos símbolos detectados en base a los símbolos recibidos y a las LLR del descodificador. Los nuevos símbolos detectados son descodificados de nuevo por el descodificador 780. El proceso de detección y de descodificación se itera N_{dec} veces. Durante la detección iterativa y la iteración de detección/descodificación. Después de que todas las N_{dec} iteraciones de detección/descodificación se hayan completado, el descodificador 780 calcula las LLR binarias de datos finales y corta estas LLR para obtener el paquete descodificado.

30 El esquema IDD se describe con mayor detalle en la solicitud de patente de los Estados Unidos transferida legalmente con número de serie 60/506.466, titulada "Hierarchical Coding With Multiple Antennas in a Wireless Communication System", de 25 de septiembre de 2003.

35 La selección de la velocidad de transmisión y las técnicas de transmisión de datos descritas en este documento se pueden implementar por varios medios. Por ejemplo, estas técnicas se pueden implementar en hardware, en software, o en una combinación de los mismos. Para una implementación hardware, las unidades de procesamiento usadas para realizar la selección de la velocidad de transmisión y la transmisión de datos se pueden implementar dentro de uno o más circuitos integrados específicos de aplicación (ASIC), procesadores digitales de la señal (DSP), dispositivos de procesamiento digital de la señal (DSPD), dispositivos de lógica programable (PLD), matrices de puertas programables en campo (FPGA), procesadores, controladores, microcontroladores, microprocesadores, otras unidades electrónicas diseñadas para realizar las funciones descritas en este documento, o una combinación de los mismos.

45 Para una implementación software, la selección de la velocidad de transmisión y las técnicas de transmisión de datos se pueden implementar con módulos (por ejemplo, procedimientos, funciones, etc.) que realicen las funciones descritas en este documento. Los códigos software se pueden almacenar en una unidad de memoria (por ejemplo, la unidad de memoria 182 ó 142 de la figura 1) y se pueden ejecutar por medio de un procesador (por ejemplo, un controlador 180 ó 140). La unidad de memoria se puede implementar dentro del procesador o externa al procesador, en cuyo caso puede estar acoplada de manera que pueda comunicar con el procesador a través de varios medios como se conoce en la técnica.

55 La anterior descripción de las realizaciones descritas se proporciona para hacer posible a cualquier persona que sea experta en la técnica hacer o usar la presente invención. Varias modificaciones a estas realizaciones serán rápidamente obvias para los que sean expertos en la técnica, y los principios genéricos definidos en este documento se pueden aplicar a otras realizaciones sin salirse del alcance de la invención. De esta manera, la presente invención no está destinada a estar limitada a las realizaciones mostradas en este documento sino que se acuerda el alcance más amplio consecuente con los principios y con las características novedosas descritas en este documento.

60

65

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un procedimiento para seleccionar una velocidad de transmisión para la transmisión de datos en un sistema (100) de comunicaciones multiportadora de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que comprende:
- 10 determinar (314) una eficiencia espectral constreñida promedio en base a eficiencias espectrales constreñidas para una pluralidad de subbandas de una pluralidad de canales espaciales usados para la transmisión de datos en base a la estimación de canal, estando formada la pluralidad de canales espaciales por un canal MIMO en el sistema;
- 15 determinar (330) una relación equivalente de señal a ruido más interferencia (SNR) necesaria para un sistema equivalente con un canal de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) para soportar la eficiencia espectral constreñida promedio; y
- 20 seleccionar (332) la velocidad de transmisión (100) para la transmisión de datos en el sistema MIMO multiportadora en base a la SNR equivalente; en el que la eficiencia espectral constreñida promedio depende de un esquema de modulación específico.
- 25 2. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la SNR equivalente y la velocidad de transmisión se determinan todas ellas en base a un esquema de modulación específico.
- 30 3. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la pluralidad de subbandas se obtienen con multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM).
- 35 4. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la pluralidad de canales espaciales corresponden a una pluralidad de canales de única entrada única salida (SISO) que constituyen el canal MIMO.
- 40 5. El procedimiento de la reivindicación 1, comprendiendo de manera adicional:
- determinar una SNR de postdetección para cada una de las subbandas de cada canal espacial usado para la transmisión de datos; y
- 45 determinar una eficiencia espectral constreñida para cada una de las subbandas de cada canal espacial en base a la SNR de postdetección para la subbanda del canal espacial, y
- en el que la eficiencia espectral constreñida promedio se determina en base a eficiencias espectrales constreñidas para la pluralidad de subbandas de la pluralidad de canales espaciales.
- 50 6. El procedimiento de la reivindicación 5, en el que la SNR de postdetección para cada una de las subbandas de cada canal espacial se determina en base a un esquema de transmisión capaz de conseguir capacidad del canal MIMO.
- 55 7. El procedimiento de la reivindicación 5, en el que la SNR de postdetección para cada subbanda de cada canal espacial se determina en base a sucesivo procesamiento de cancelación de la interferencia (SIC) con un detector de error cuadrático medio mínimo (MMSE) en un receptor.
- 60 8. El procedimiento de la reivindicación 5, en el que la eficiencia espectral constreñida para cada una de las subbandas de cada canal espacial se determina de manera adicional en base a una función de eficiencia espectral constreñida que tiene una SNR y un esquema de modulación como entradas y que proporciona una eficiencia espectral constreñida como salida.
- 65 9. El procedimiento de la reivindicación 1, comprendiendo de manera adicional:
- determinar una eficiencia espectral constreñida para cada una de las subbandas del canal MIMO en base a una función de eficiencia espectral constreñida que tiene una respuesta de canal MIMO y un esquema de modulación como entradas y que proporciona una eficiencia espectral constreñida como salida, y
- en el que la eficiencia espectral constreñida promedio para la pluralidad de subbandas de la pluralidad de canales espaciales usados para la transmisión de datos se determina en base a las eficiencias espectrales constreñidas para la pluralidad de subbandas del canal MIMO.
10. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la SNR equivalente se determina en base a una función de eficiencia espectral constreñida inversa que tiene una eficiencia espectral y un esquema de modulación como entradas y que proporciona una SNR como salida.

ES 2 315 720 T3

11. El procedimiento de la reivindicación 1, en el que la velocidad de transmisión para la transmisión de datos se selecciona en base a un conjunto de velocidades soportadas por el sistema MIMO multiportadora y a las SNR requeridas para las velocidades soportadas.
- 5 12. El procedimiento de la reivindicación 11, en el que la velocidad de transmisión seleccionada es una velocidad de transmisión que es la velocidad de transmisión más alta entre las velocidades soportadas que tiene una SNR requerida menor o igual a la SNR equivalente.
- 10 13. El procedimiento de la reivindicación 11, en el que las SNR requeridas para las velocidades soportadas incluyen pérdidas observadas por el sistema MIMO multiportadora.
14. El procedimiento de la reivindicación 1, comprendiendo de manera adicional:
- 15 determinar un factor de retracción para tener en cuenta el error en la predicción de la velocidad de transmisión y en las pérdidas del sistema; y
- reducir la velocidad de transmisión para la transmisión de datos en base al factor de retracción.
- 20 15. El procedimiento de la reivindicación 1, comprendiendo de manera adicional:
- recibir una transmisión de datos a la velocidad de transmisión seleccionada, en el que la transmisión de datos recibida incluye al menos un bloque de símbolos de datos para al menos un paquete de datos, y en el que los símbolos de datos de cada bloque son transmitidos de manera simultánea sobre la pluralidad de subbandas de la pluralidad de canales espaciales usados para la transmisión de datos.
- 25 16. El procedimiento de la reivindicación 1, comprendiendo de manera adicional:
- 30 recibir una transmisión de datos a la velocidad de transmisión seleccionada; y
- realizar una detección y decodificación iterativas (IDD) para recuperar los datos en la transmisión de datos recibida.
- 35 17. Un aparato en un sistema (100) de comunicaciones multiportadora de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), que comprende:
- 40 un medio para determinar una eficiencia espectral constreñida promedio en base a eficiencias espectrales constreñidas para una pluralidad de subbandas de una pluralidad de canales espaciales usados para la transmisión de datos en base a la estimación de canal de la pluralidad de canales espaciales que están formados por un canal MIMO en el sistema;
- 45 un medio para determinar una relación equivalente de señal a ruido más interferencia (SNR) necesaria por un sistema equivalente con un canal de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) para soportar la eficiencia espectral constreñida promedio; y
- 50 un medio para seleccionar una velocidad de transmisión para la transmisión de datos en el sistema MIMO multiportadora en base a la SNR equivalente;
- en el que la eficiencia espectral constreñida promedio depende de un esquema de modulación específico.
- 55 18. El aparato de la reivindicación 17, comprendiendo de manera adicional:
- un medio para determinar una SNR de postdetección para cada una de las subbandas de cada canal espacial usado para la transmisión de datos; y
- 60 un medio para determinar una eficiencia espectral constreñida para cada una de las subbandas de cada canal espacial en base a la SNR de postdetección para la subbanda del canal espacial, y en el que la eficiencia espectral constreñida promedio se determina en base a las eficiencias espectrales constreñidas para la pluralidad de subbandas de la pluralidad de canales espaciales.
- 65 19. El aparato de la reivindicación 17, comprendiendo de manera adicional:
- un medio para determinar un factor de retracción para tener en cuenta el error en la predicción de la velocidad de transmisión y en las pérdidas del sistema; y

ES 2 315 720 T3

un medio para reducir la velocidad de transmisión para la transmisión de datos en base al factor de retracción.

5 20. El aparato de la reivindicación 17 comprendiendo de manera adicional:

un medio para recibir una transmisión de datos a la velocidad de transmisión seleccionada; y

10 un medio para realizar la detección y la descodificación iterativas (IDD) para recuperar datos en la transmisión de datos recibida.

21. El aparato de la reivindicación 17, comprendiendo de manera adicional:

15 un estimador de canal (172) operativo para obtener estimaciones de canal para un canal MIMO en el sistema (100); y

un controlador (174) que comprende los medios de:

20 determinar (314) una eficiencia espectral constreñida promedio para una pluralidad de subbandas de una pluralidad de canales espaciales usados para la transmisión de datos en base a las estimaciones de canal, en el que la pluralidad de canales espaciales están formados por el canal MIMO,

25 determinar (330) una relación señal a ruido más interferencia equivalente (SNR) necesaria por un sistema equivalente con un canal de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) para soportar la eficiencia espectral constreñida promedio, y

30 seleccionar (332) una velocidad de transmisión (100) para la transmisión de datos en el sistema MIMO multiportadora en base a la SNR equivalente.

22. El aparato de la reivindicación 21, en el que el controlador está de manera adicional operativo para

35 determinar una SNR de postdetección para cada una de las subbandas de cada canal espacial usado para la transmisión de datos en base a las estimaciones de canal, y

40 determinar una eficiencia espectral constreñida para cada una de las subbandas de cada canal espacial en base a la SNR de postdetección para la subbanda del canal espacial, y en el que la eficiencia espectral constreñida promedio viene determinada en base a eficiencias espectrales constreñidas para la pluralidad de subbandas de la pluralidad de canales espaciales.

23. El aparato de la reivindicación 22, en el que la SNR de postdetección para cada una de las subbandas de cada canal espacial se determina de manera adicional en base a un esquema de transmisión que sea capaz de conseguir capacidad del canal MIMO.

50 24. El aparato de la reivindicación 21, en el que se soportan un conjunto de velocidades por parte del sistema MIMO multiportadora y cada una de las velocidades soportadas está asociada con una SNR requerida respectiva, y en el que el controlador está además operativo para seleccionar una velocidad de transmisión que sea la velocidad de transmisión más alta entre las velocidades soportadas que tengan una SNR requerida menor o igual a la SNR equivalente.

55 25. El aparato de la reivindicación 21, en el que el controlador está de manera adicional operativo para determinar un factor de retracción para tener en cuenta el error en la predicción de la velocidad de transmisión y las pérdidas del sistema y para reducir la velocidad de transmisión para la transmisión de datos en base al factor de retracción.

26. El aparato de la reivindicación 21, comprendiendo de manera adicional:

60 un procesador espacial de recepción operativo para realizar la detección sobre los símbolos recibidos para una transmisión de datos a la velocidad de transmisión seleccionada y para proporcionar símbolos detectados; y

un procesador de datos de recepción operativo para procesar los símbolos detectados para obtener datos descodificados.

65 27. El aparato de la reivindicación 26, en el que el procesador espacial de recepción y el procesador de datos de recepción están operativos para realizar la detección y la descodificación iterativas (IDD) para obtener los datos descodificados a partir de los símbolos recibidos.

ES 2 315 720 T3

28. Un medio legible por un procesador para almacenar instrucciones que se puedan ejecutar en un aparato para:

5 determinar (314) una eficiencia espectral constreñida promedio en base a las eficiencias espectrales constreñidas para una pluralidad de subbandas de una pluralidad de canales espaciales usados para la transmisión de datos en un sistema (100) de comunicaciones multiportadora de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) en base a la estimación de canal, estando formada la pluralidad de canales espaciales por un canal MIMO en el sistema;

10 determinar (330) una relación señal a ruido más interferencia equivalente (SNR) necesaria por un sistema equivalente con un canal de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) para soportar la eficiencia espectral constreñida promedio; y

15 seleccionar (332) una velocidad de transmisión (100) para la transmisión de datos en el sistema MIMO multiportadora en base a la SNR equivalente;

en el que la eficiencia espectral constreñida promedio depende de un esquema de modulación específico.

20 29. El medio legible por el procesador de la reivindicación 28 y además para almacenar instrucciones que sean ejecutables para

determinar una SNR de postdetección para cada una de las subbandas de cada canal espacial usado para la transmisión de datos; y

25 determinar una eficiencia espectral constreñida para cada una de las subbandas de cada canal espacial en base a la SNR de postdetección para la subbanda del canal espacial, y en el que la eficiencia espectral constreñida promedio viene determinada en base a las eficiencias espectrales constreñidas para la pluralidad de subbandas de la pluralidad de canales espaciales.

30

35

40

45

50

55

60

65

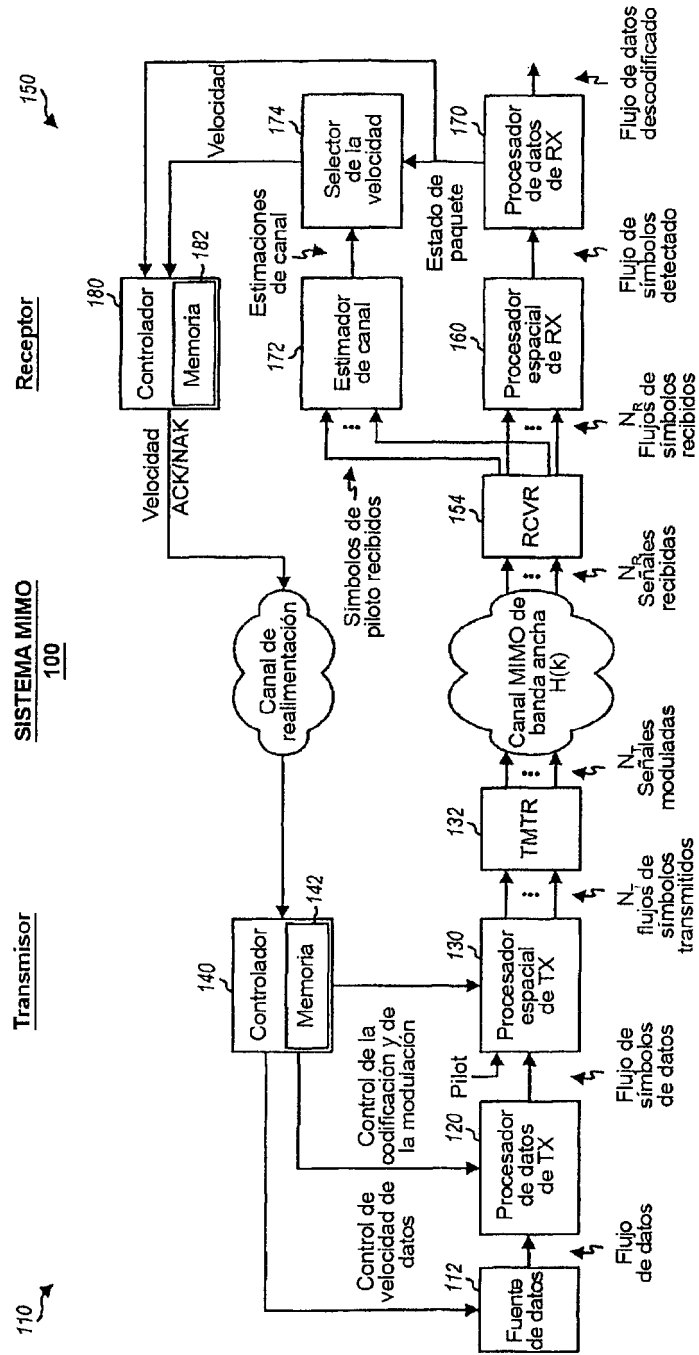


FIG. 1

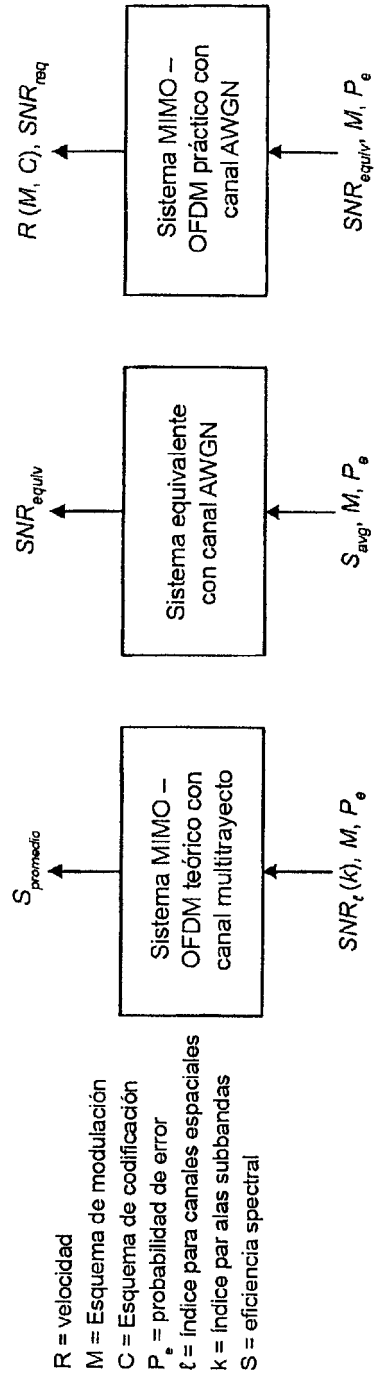


FIG. 2

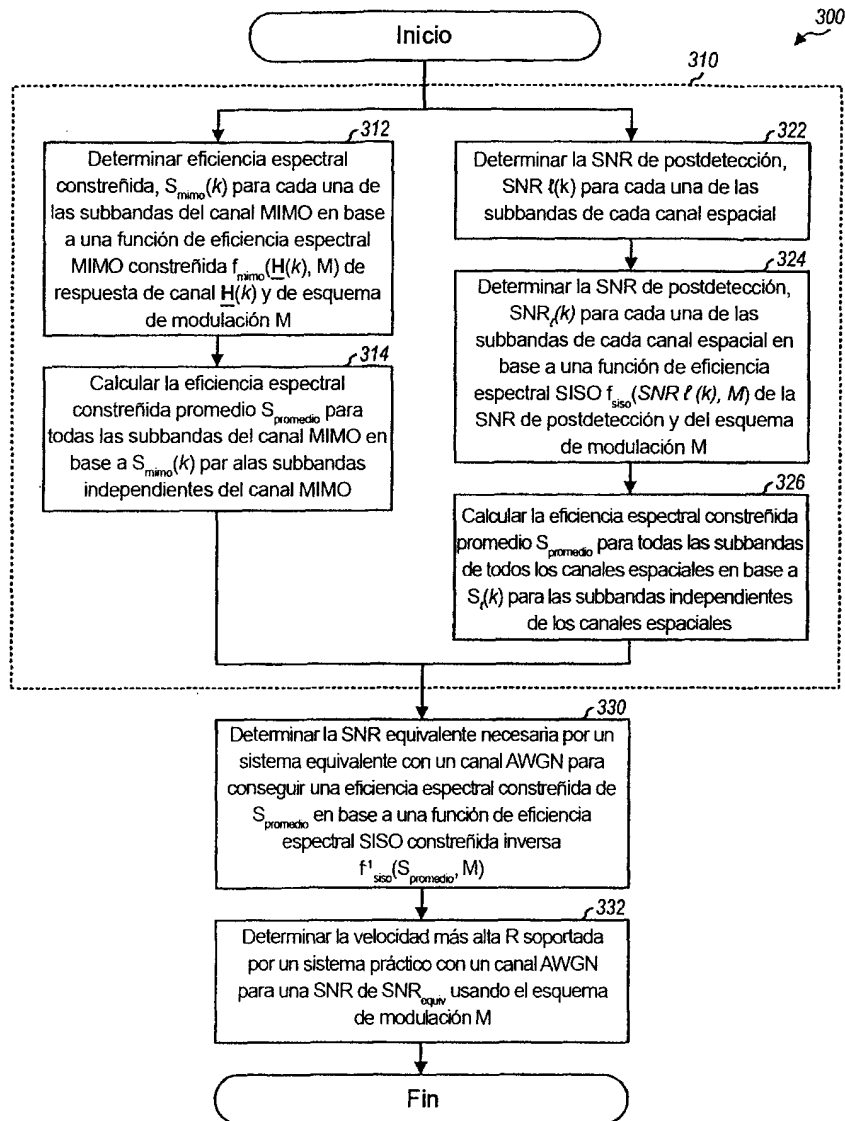


FIG. 3

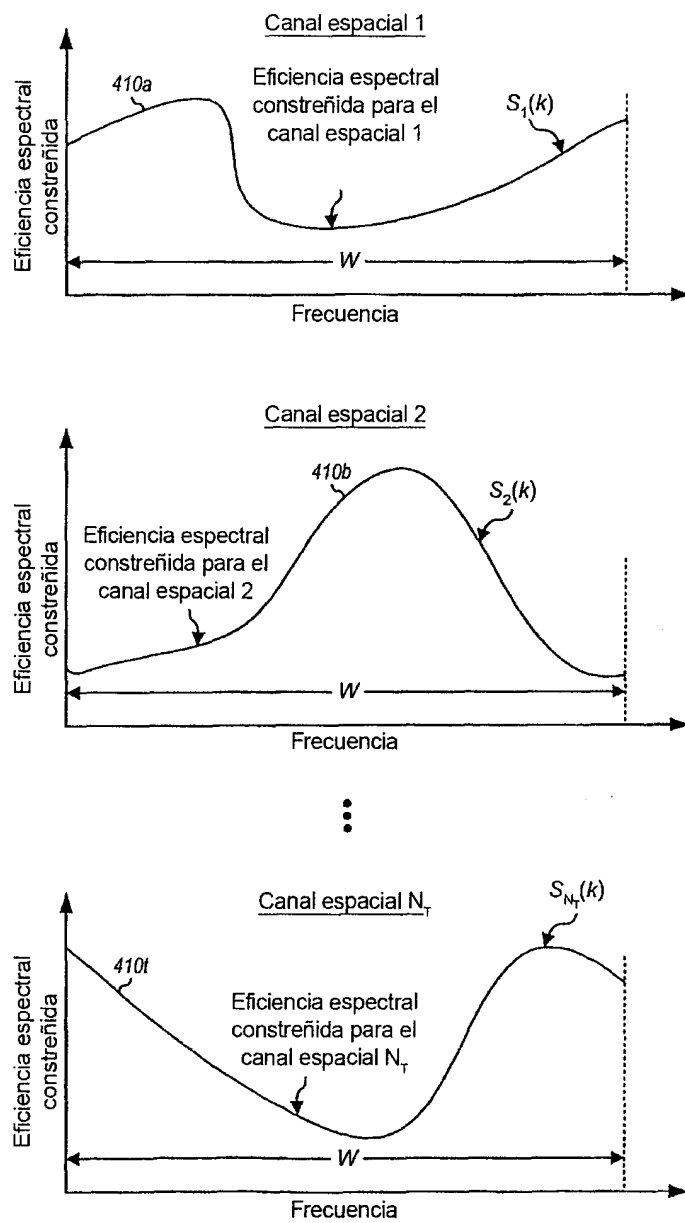


FIG. 4A

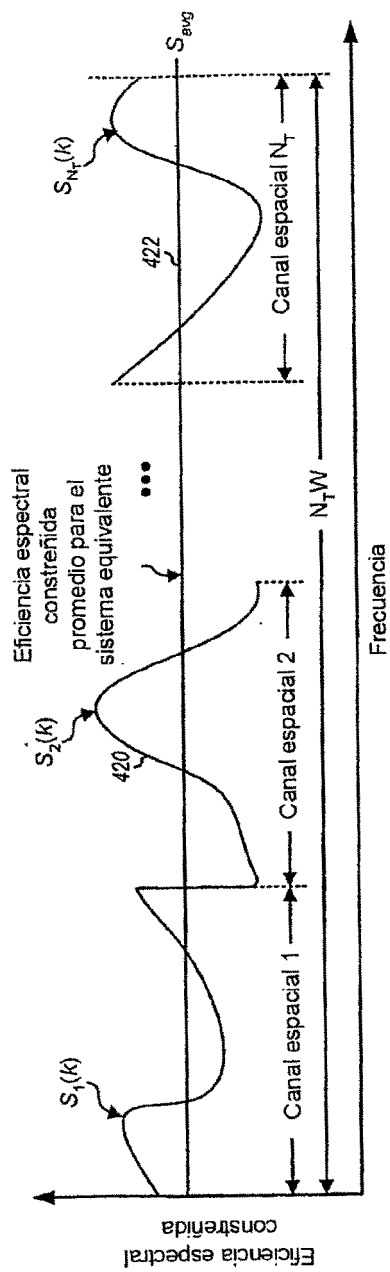


FIG. 4B

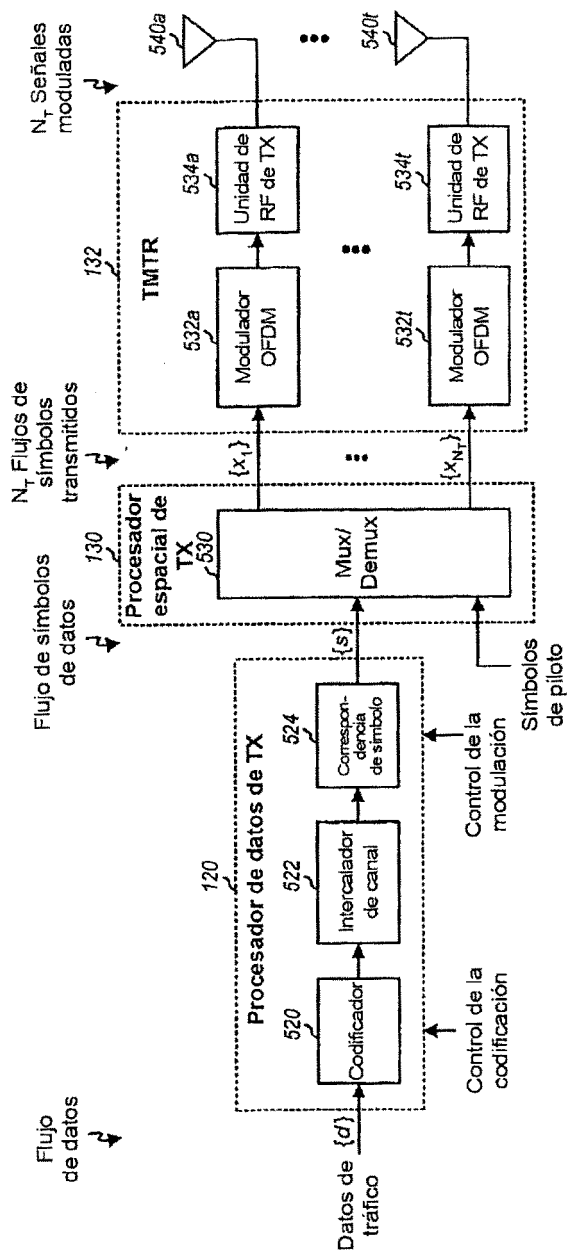


FIG. 5

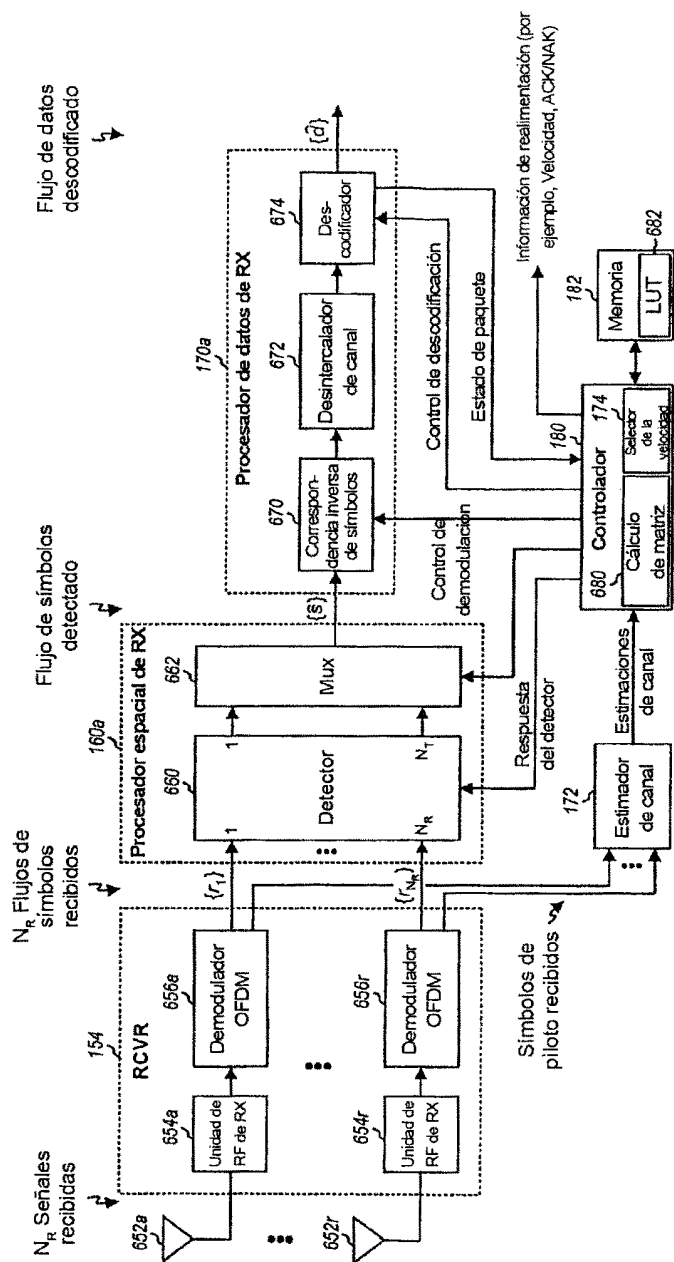


FIG. 6

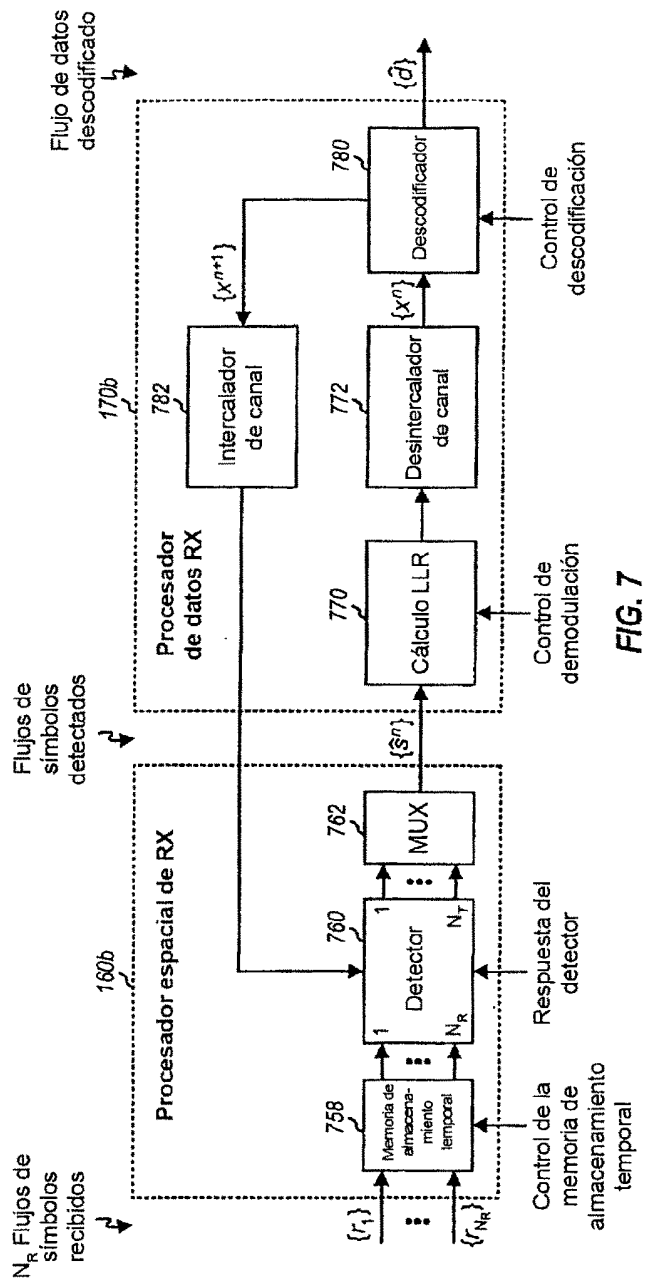


FIG. 7