

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 395 902**

51 Int. Cl.:

H04B 7/06 (2006.01)

H01Q 3/00 (2006.01)

G01S 3/28 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.03.2004 E 04719800 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.09.2012 EP 1609211**

54 Título: **Método y aparato para transmisión con múltiples antenas**

30 Prioridad:

13.03.2003 US 387727

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

15.02.2013

73 Titular/es:

**MOTOROLA MOBILITY, LLC (100.0%)
600 North US Highway 45
Libertyville, IL 60048 , US**

72 Inventor/es:

**VOOK, FREDERICK, W.;
THOMAS, TIMOTHY, A. y
ZHUANG, XIANGYANG**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 395 902 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Método y aparato para transmisión con múltiples antenas

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere en general a sistemas de comunicaciones y, en particular, a un método y un aparato para transmisión con múltiples antenas dentro de un sistema de comunicaciones.

Antecedentes de la invención

La FIG. 1 ilustra un esquema de transmisión de Múltiples Entradas-Múltiples Salidas (MIMO) de la técnica anterior implementado en un sistema de Multiplexado por División Ortogonal de Frecuencia (OFDM). En el sistema de la FIG. 1, el dispositivo 102 de transmisión utiliza múltiples antenas 104 para transmitir múltiples flujos continuos de datos a través de múltiples subportadoras OFDM hacia uno o más dispositivos 101 de recepción. Los múltiples flujos continuos de datos se indican como $s_i(k)$, donde el índice i indica el número de flujo continuo ($1 \leq i \leq N_s$) y el índice k indica la subportadora ($1 \leq k \leq N$), donde N es el número de subportadoras, $N \geq 1$ es el número de flujos continuos de datos por subportadora. La señal alimentada a cada una de las M_{tx} antenas 104 de transmisión es generada mediante una Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT) 108, un Dispositivo de Inserción de Prefijos Cíclicos 107 y un Conversor Paralelo a Serie 106. La técnica de transmisión OFDM divide el ancho de banda de frecuencia ocupado en N subportadoras ortogonales, donde cada entrada a la IFFT se corresponde con una subportadora, y se dice que la señal alimentada hacia cada entrada de la IFFT ocupa la subportadora correspondiente. Las N entradas a cada IFFT se denominan subportadoras, y en sistemas OFDM de una sola antena de transmisión de la técnica anterior, un símbolo de modulación codificado (es decir, QAM o PSK) se alimentaría típicamente a las entradas de subportadora de la IFFT, un símbolo por subportadora, o de forma equivalente, un flujo continuo de símbolos de datos por subportadora. No obstante, en el sistema MIMO-OFDM de la técnica anterior mostrado en la FIG. 1, en una subportadora dada (por ejemplo la $k^{\text{ésima}}$), los N_s símbolos correspondientes a los múltiples flujos continuos se alimentan, en cambio, en primer lugar hacia un conformador 105 de haz de transmisión de múltiples flujos continuos que tiene N_s entradas y M_{tx} salidas (donde M_{tx} es el número de antenas de transmisión). A continuación, las M_{tx} salidas de cada conformador 105 de haz, indicadas como $x_m(k)$ ($1 \leq m \leq M_{tx}$, $1 \leq k \leq N$), se alimentan a sus entradas de subportadora respectivas en las M_{tx} IFFTs 108. En una realización del dispositivo 102 de transmisión MIMO-OFDM de la técnica anterior, el número de flujos continuos N_s es igual al número de antenas de transmisión M_{tx} , y en cada subportadora (por ejemplo, la $k^{\text{ésima}}$), el flujo continuo de datos $i^{\text{ésimo}}$ correspondiente a la subportadora $k^{\text{ésima}}$ se alimenta hacia la entrada de subportadora $k^{\text{ésima}}$ de la antena de transmisión $i^{\text{ésima}}$, y no se usan los conformadores 105 de haces de transmisión de múltiples flujos continuos. No obstante, con frecuencia se puede obtener un mejor rendimiento si los conformadores 105 de haces se usan antes de las entradas de subportadora de las IFFT.

La FIG. 2 ilustra más detalladamente un conformador 105 de haz de transmisión de múltiples flujos continuos de la técnica anterior que se usa antes de cada entrada de subportadora en las M_{tx} IFFTs 108 del dispositivo 102 de transmisión. Tal como se muestra en la FIG. 2, cada conformador 105 de haz de transmisión de múltiples flujos continuos del dispositivo 102 de transmisión utiliza pesos de la matriz de antenas de transmisión indicados con la matriz de $M_{tx} \times N_s$ $V(k) = (v_1(k), v_2(k), \dots, v_{N_s}(k))$, donde M_{tx} es el número de antenas de transmisión, N_s es el número de flujos continuos de datos que se entregan en la subportadora $k^{\text{ésima}}$, y la columna $i^{\text{ésima}}$ de $V(k)$ se indica por medio del vector $v_i(k)$ de $M_{tx} \times 1$ columnas que contiene los M_{tx} coeficientes de ponderación para el flujo continuo de datos $i^{\text{ésimo}}$ en la subportadora $k^{\text{ésima}}$. Con el fin de calcular valores apropiados para $V(k)$, en general el dispositivo 102 de transmisión requiere cierta información sobre la respuesta del canal entre las antenas 104 de transmisión y la antena o antenas de recepción en los dispositivos 101 de recepción.

Volviendo a la FIG. 1, el dispositivo 101 de recepción mide la respuesta del canal de enlace descendente y es responsable de enviar de vuelta la información que va a ser usada por el dispositivo 102 de transmisión para calcular los pesos de la matriz de antenas de transmisión ($V(k) = (v_1(k), v_2(k), \dots, v_{N_s}(k))$, donde k es la subportadora y N_s es el número de flujos continuos de datos por subportadora) que se aplican a cada flujo continuo de datos de subportadora. Típicamente, esta información que se envía de vuelta consta de los vectores de pesos de transmisión o un índice en un libro de códigos de posibles vectores de pesos, u otra información basada en una técnica similar. A continuación, los N_s flujos continuos de datos se multiplican por vectores de pesos $V(k=1)$ a $V(k=N)$ para entregar efectivamente los múltiples flujos continuos al receptor 101.

50 Tal como resulta evidente, un sistema de este tipo requiere que el transmisor 102 conozca la respuesta frecuencial de la matriz entre las matrices de transmisión y recepción, lo cual puede plantear dificultades en canales de banda ancha selectivos en cuanto a frecuencia y que varían rápidamente, tales como el tipo de canales que se encuentran en sistemas de comunicaciones de móviles que utilizan el OFDM. Más particularmente, en un sistema de matriz de transmisión basado en realimentación, tal como el ilustrado en la FIG. 1, el vector de pesos de transmisión debe realimentarse hacia el transmisor 102 y se debe actualizar para realizar un seguimiento de las variaciones del canal que se producen a través del tiempo y la frecuencia para obtener un rendimiento óptimo. Desafortunadamente, un mecanismo que permita el seguimiento completo de la respuesta del canal puede requerir niveles prohibitivos de realimentación entre el dispositivo de recepción y el dispositivo de transmisión. Por lo tanto, existe una necesidad de un método y un aparato para transmisión con múltiples antenas dentro de un sistema de comunicaciones, que no

requieran niveles prohibitivos de realimentación cuando se envía de vuelta información del canal a usar por el dispositivo de transmisión.

El documento WO 01/63870 A1 da a conocer un sistema de transmisión para transmitir una señal multiportadora desde un transmisor a un receptor. La señal multiportadora comprende una pluralidad de subportadoras. El receptor comprende un estimador de canales para estimar amplitudes de las subportadoras y para estimar derivadas en el tiempo de las amplitudes. El receptor comprende además un ecualizador para cancelar la interferencia entre portadoras incluida en la señal multiportadora recibida en función de las amplitudes y derivadas estimadas. El estimador de canales y/o el ecualizador están dispuestos para aprovechar una correlación de amplitud entre las amplitudes de diferentes subportadoras y/o para aprovechar una correlación de derivada entre las derivadas de diferentes subportadoras.

El documento EP 1 276 251 A1 se refiere en general al campo de los sistemas de comunicaciones inalámbricas con acceso para móviles de alta velocidad, especialmente a sistemas de comunicaciones inalámbricas asistidos por señales piloto que tienen en cuenta la estimación de canales, y, más particularmente, a un método simple de cálculo de vectores de ponderación para soportar la cancelación de interferencias en dichos sistemas multi-portadora, en donde se aplica un Multiplexado por División Ortogonal de Frecuencia (OFDM) como técnica de modulación multi-portadora. Para incrementar la relación de portadora/interferencia más ruido (CINR), se aplica un algoritmo de filtrado espacial (conformación de haz), en el cual se calculan vectores de ponderación de antena w_k para cada subportadora k de tal modo que el denominador del cociente de Rayleigh asociado $\text{GAMMA } k'$, calculado por medio de la matriz de autocorrelación de los vectores de canal de la señal a_k , los vectores de canal de interferencia b_k , dichos vectores de ponderación de antena w_k y la potencia de ruido $\sigma_{2_K.1}$ del canal de radiocomunicaciones, resulte ser un mínimo, aumentándose al máximo así el numerador de dicho cociente de Rayleigh $\text{GAMMA } k'$. Para realizar una cancelación de interferencia única en dicho cálculo de los vectores de ponderación de antena w_k , únicamente son necesarias una operación de producto interna y una resta de vectores.

Breve descripción de los dibujos

La FIG. 1 es un diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones que utiliza realimentación adaptativa y conformación de haz de transmisión multiportadora.

La FIG. 2 es un diagrama de bloques de un conformador de haz de transmisión de múltiples flujos continuos para ser usado en el sistema de comunicaciones de la FIG. 1.

La FIG. 3 es un diagrama de bloques del receptor de la FIG. 1 de acuerdo con la realización preferida de la presente invención.

La FIG. 4 es un diagrama de bloques de un combinador de recepción de múltiples flujos continuos para ser usado en el receptor de la FIG. 3.

La FIG. 5 es un diagrama de flujo que muestra el funcionamiento del sistema de comunicaciones de la FIG. 1 de acuerdo con la realización preferida de la presente invención cuando está funcionando en el modo de realimentación.

La FIG. 6 es un diagrama de flujo que muestra el funcionamiento del sistema de comunicaciones de la FIG. 1 de acuerdo con la realización preferida de la presente invención.

Descripción detallada de los dibujos

Para hacer frente a la necesidad antes mencionada, en la presente se proporcionan un método y un aparato para transmisión. De acuerdo con la realización preferida de la presente invención, hacia el transmisor se realimenta un número reducido de vectores de pesos de transmisión. A continuación, cada vector de pesos de transmisión se aplica a una pluralidad de subportadoras. Puesto que cada vector de pesos de transmisión se aplica a más de una subportadora, la cantidad de vectores de pesos que se realimentan hacia el transmisor se reduce considerablemente.

Con el fin de obtener vectores de pesos de transmisión para ser aplicados a una pluralidad de subportadoras, tiene lugar un fraccionamiento del ancho de banda de frecuencia en un conjunto de bloques de subportadoras. Se calcula un conjunto de vectores optimizados de pesos de transmisión para cada bloque de subportadoras sobre la base de una estimación en la respuesta de frecuencia del canal de la matriz entre la matriz de transmisión y la antena o antenas en el dispositivo de recepción. El cálculo de los vectores optimizados de pesos de transmisión se puede realizar en el dispositivo de transmisión o en el dispositivo de recepción en función de la disponibilidad de un canal de realimentación.

Si hay disponible un canal de realimentación, entonces el dispositivo de recepción puede medir la respuesta del canal entre el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción y, a continuación, puede calcular el conjunto de vectores optimizados de pesos de transmisión para cada bloque de subportadoras, en lugar de para cada subportadora en la banda de frecuencias. A continuación, estos vectores de pesos para cada bloque de

subportadoras (en lugar de para cada subportadora en la banda de frecuencias) se envían de vuelta al dispositivo de transmisión por medio de un canal de realimentación. Alternativamente, se puede enviar de vuelta al dispositivo de transmisión información que permita que el dispositivo de transmisión calcule o deduzca el conjunto de pesos de transmisión que se debería aplicar a cada bloque de subportadoras. A continuación, se transmiten datos desde el dispositivo de transmisión al dispositivo de recepción con una matriz de transmisión que utiliza dichos pesos de transmisión o alguna función de dichos pesos de transmisión.

Si no hay disponible un canal de realimentación, el dispositivo de transmisión mide la respuesta en frecuencia de canal correspondiente al canal entre el dispositivo de recepción y el dispositivo de transmisión (el canal de enlace ascendente) y determina la respuesta de canal entre el dispositivo de transmisión y el dispositivo de recepción basándose en la respuesta de canal medida entre el dispositivo de recepción y el dispositivo de transmisión. A continuación, el dispositivo de transmisión calcula un conjunto de vectores de pesos de transmisión para cada bloque de subportadoras (en lugar de para cada subportadora en la banda de frecuencias), lo cual crea un ahorro de cálculo con respecto a técnicas que deben calcular un conjunto de vectores de pesos de transmisión para cada subportadora en la banda de frecuencias. A continuación, se transmiten datos desde el dispositivo de transmisión al dispositivo de recepción con una matriz de transmisión que utiliza dichos pesos de transmisión o alguna función de dichos pesos de transmisión.

El método antes descrito puede producir ahorros sustanciales en la realimentación requerida en comparación con métodos que simplemente envían de vuelta un conjunto de vectores de pesos para cada subportadora en la banda de frecuencias.

La presente invención abarca un método para transmisión con múltiples antenas. El método comprende las etapas de recibir una pluralidad de subportadoras en un receptor, transmitiéndose la pluralidad de subportadoras desde un transmisor, agrupar las subportadoras en una pluralidad de bloques de subportadoras, comprendiendo cada bloque de subportadoras K subportadoras, y calcular para cada bloque de subportadoras una única matriz V_c de $M_{tx} \times N_s$ de ponderación. A continuación, el vector de ponderación para los bloques de subportadoras se transmite al transmisor.

La presente invención abarca adicionalmente un método para transmisión con múltiples antenas. El método comprende las etapas de recibir una pluralidad de subportadoras, agrupar la pluralidad de subportadoras en una pluralidad de bloques de subportadoras, comprendiendo cada bloque de subportadoras K subportadoras, y calcular una única matriz V_c de $M_{tx} \times N_s$ de ponderación para cada una de la pluralidad de bloques de subportadoras. Todas las subportadoras dentro del bloque de subportadoras se ponderan con V_c .

La presente invención abarca adicionalmente un aparato que comprende un controlador de pesos adaptativo, presentando como entrada el controlador de pesos adaptativo, una pluralidad de subportadoras y dando salida a una pluralidad de matrices V_c de $M_{tx} \times N_s$ de ponderación, en donde se calcula un único vector de ponderación para un bloque de subportadoras que comprende K subportadoras.

La realización preferida de la presente invención utiliza un sistema OFDM similar al descrito en la FIG. 1. El sistema 100 de comunicaciones utiliza un protocolo de sistema de comunicaciones OFDM, aunque en realizaciones alternativas de la presente invención también se pueden utilizar protocolos de otros sistemas. Dichos protocolos de otros sistemas incluyen, entre otros, Sistemas de una Sola Portadora Ecuilibrados, en el Dominio de la Frecuencia, con Prefijos Cíclicos (denominados Portadora Única con Prefijos Cíclicos), sistemas de Acceso Múltiple por División de Código con Prefijos Cíclicos (denominados CDMA con Prefijos Cíclicos), sistemas CDMA multi-portadora, y sistemas de OFDM ensanchado. Como consecuencia, la invención es aplicable y eficaz en sistemas OFDM, sistemas de una Sola Portadora con CP, sistemas CDMA con CP, y cualesquiera otros sistemas similares o híbridos.

Como reconocerán aquellos con conocimientos habituales en la materia, un sistema OFDM divide el ancho de banda disponible en muchas bandas de frecuencia muy estrechas (subportadoras), transmitiéndose datos en paralelo sobre las subportadoras. Cada subportadora utiliza una porción diferente de la banda de frecuencia ocupada. En un sistema OFDM con múltiples antenas de transmisión, las señales a transmitir sobre las subportadoras se alimentan hacia las entradas del bloque 108 de Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT). A continuación, en el bloque 107, se añade un prefijo cíclico a las salidas del bloque 108 de IFFT, y a continuación las señales resultantes se convierten de paralelo a serie en el bloque 106. En el sistema MIMO de la FIG. 1, se utiliza la conformación de haz de transmisión de múltiples flujos continuos, con lo cual los datos a entregar en un intervalo de símbolo (o intervalo de baudio) OFDM se divide en una matriz de N_s flujos continuos de símbolos por N subportadoras, con lo cual se transmitirán N_s símbolos sobre cada una de las N subportadoras. Los N_s símbolos a transmitir sobre cada subportadora dada se envían primero a un conformador 105 de haz de transmisión de múltiples flujos continuos en donde se ponderan y suman y a continuación se transmiten sobre esa subportadora a través de una pluralidad de antenas.

La FIG. 2 muestra un diagrama de bloques de un conformador de haz de transmisión de múltiples flujos continuos que pondera y suma los N_s símbolos a transmitir sobre una subportadora. Tal como se muestra en la FIG. 2, los $N_s \geq 1$ flujos continuos de datos que se van a transmitir sobre la subportadora (o frecuencia) $k^{\text{ésima}}$ se indica como $s_1(k)$, $s_2(k)$, ..., $s_{N_s}(k)$, en donde $1 \leq k \leq N$. La señal ponderada y sumada a transmitir a través de la pluralidad de antenas de transmisión sobre la subportadora k se indica como $x_1(k)$, $x_2(k)$, ..., $x_{M_{tx}}(k)$, donde $1 \leq k \leq N$. Particularmente, cada

combinación de flujo continuo de datos/antena tiene un peso particular asociado a la misma. En la subportadora $k^{\text{ésima}}$, este proceso de conformación de haz se representa matemáticamente como:

$$X(k) = V(k)S(k) \quad (1)$$

5 donde $X(k)=[x_1(k), x_2(k), \dots, x_{M_{tx}}(k)]^T$ (donde T es el operador de transposición) es un vector de $M_{tx} \times 1$ de señales alimentado hacia la entrada de la subportadora $k^{\text{ésima}}$ de la IFFT, $V(k)$ es una matriz de $M_{tx} \times N_s$ de coeficientes de ponderación dados por $V(k)=[v_1(k), v_2(k), \dots, v_{N_s}(k)]$, donde la columna $i^{\text{ésima}}$ de $V(k)$ se indica por medio del vector $v_i(k)$ de $M_{tx} \times 1$ columnas que contiene los M_{tx} coeficientes de ponderación para el flujo continuo de datos $i^{\text{ésimo}}$ sobre la subportadora $k^{\text{ésima}}$ (es decir, $v_i(k)=[v_{1i}(k), \dots, v_{M_{tx}i}(k)]^T$). El vector $S(k)$ de $N_s \times 1$ viene dado como $S(k)=[s_1(k), s_2(k), \dots, s_{N_s}(k)]^T$, y la dependencia del tiempo (es decir, intervalo de símbolo OFDM) del sistema no se ha mostrado por claridad.

10 La FIG. 3 muestra un diagrama de bloques del dispositivo 300 de recepción que consta de una o más antenas 304 de recepción. La señal recibida sobre cada antena de recepción se convierte en primer lugar en un flujo continuo de señal muestreada de banda base (esta conversión a banda base no se muestra aunque es conocida en la técnica) que a continuación se convierte de serie a paralelo (306). En el bloque 307, se extrae el prefijo cíclico, y las muestras restantes se convierten al dominio de la frecuencia con una Transformada Rápida de Fourier (FFT) en el bloque 308. Las señales sobre la salida de la subportadora $k^{\text{ésima}}$ de la FFT 308 por detrás de la antena de recepción $i^{\text{ésima}}$ se indican como $y_i(k)$, para $1 \leq i \leq M_{rx}$ y $1 \leq k \leq N$, donde M_{rx} es el número de antenas 304 de recepción y N es el número de subportadoras. A continuación, las señales en la subportadora $k^{\text{ésima}}$ ($1 \leq k \leq N$) se alimentan hacia un combinador 310 de recepción de múltiples flujos continuos que tiene M_{rx} entradas y N_s salidas, donde cada una de las N_s salidas, $z_1(k), \dots, z_{N_s}(k)$, está destinada a recuperar uno de los N_s flujos continuos de datos transmitidos, en la subportadora $k^{\text{ésima}}$.

15 La FIG. 4 muestra un diagrama de bloques de un combinador 310 de recepción de múltiples flujos continuos para su uso en cada subportadora k . Tal como se muestra en la FIG. 4, cada salida del combinador de recepción de múltiples flujos continuos se forma ponderando y sumando las M_{rx} señales recibidas desde las M_{rx} antenas de recepción. El coeficiente de ponderación para el flujo continuo $j^{\text{ésimo}}$ de la antena de recepción $i^{\text{ésima}}$ para la subportadora $k^{\text{ésima}}$ se indica como $w_{ij}(k)$. La salida $j^{\text{ésima}}$ del combinador de múltiples flujos continuos en la subportadora k se indica como $z_j(k)$, para $1 \leq j \leq N_s$ y $1 \leq k \leq N$.

20 Matemáticamente, la operación del receptor sobre la subportadora $k^{\text{ésima}}$ es la siguiente.

$$z(k) = W^H(k)Y(k) \quad (2)$$

25 donde H es el operador de transposición conjugada, $z(k)=[z_1(k), z_2(k), \dots, z_{N_s}(k)]^T$ es un vector de $N_s \times 1$ de salidas del combinador sobre la subportadora k , $Y(k)=[y_1(k), y_2(k), \dots, y_{M_{rx}}(k)]^T$ es un vector de $M_{rx} \times 1$ de señales recibidas sobre la subportadora k , y $W(k)$ es una matriz de $M_{rx} \times N_s$ de coeficientes de ponderación, donde $W(k)=[w_1(k), w_2(k), \dots, w_{N_s}(k)]$, donde la columna $i^{\text{ésima}}$ de $W(k)$ se indica por medio del vector de $M_{rx} \times 1$ columnas $w_i(k)$ que contiene los M_{rx} coeficientes de ponderación para recibir el flujo continuo de datos $i^{\text{ésimo}}$ sobre la subportadora $k^{\text{ésima}}$ (es decir, $w_i(k)=[w_{1i}(k), \dots, w_{M_{rx}i}(k)]^T$). El vector de la señal recibida $Y(k)$ cumple:

$$Y(k) = H(k)X(k) + N(k) \quad (3)$$

30 donde $H(k)$ es la matriz del canal de $M_{rx} \times M_{tx}$ sobre la subportadora k , $N(k)$ es el vector de $M_{rx} \times 1$ del ruido del receptor sobre la subportadora k , y $X(k)$ es el vector de la señal transmitida de $M_{tx} \times 1$ sobre la subportadora k . En este análisis, se omite la dependencia del tiempo en (3) por motivos de claridad.

35 La siguiente descripción proporciona una descripción matemática de cómo se pueden calcular los coeficientes de ponderación de transmisión $V(k)$ de $M_{tx} \times N_s$ y los coeficientes de ponderación de recepción $W(k)$ de $M_{rx} \times N_s$ para el anterior esquema de transmisión cuando el mismo se usa en el enlace descendente de un sistema OFDM. El texto trata en primer lugar el caso de un flujo continuo de transmisión ($N_s=1$), al cual se hace referencia como esquema de Transmisión de Relación Máxima (MRT) o esquema de matriz adaptativa de transmisión (TXAA). Posteriormente se describe el caso de múltiples flujos continuos ($N_s>1$).

40 En un esquema de MRT/TXAA de un solo flujo continuo, en el dominio de la frecuencia, para el enlace descendente OFDM, se "aplica a una conformación de haz" a un flujo continuo de símbolos de datos sobre cada subportadora de acuerdo con $X(k)=V(k)s(k)$ donde $V(k)$ es un vector de conformación de haz de $M_{tx} \times 1$ para la subportadora $k^{\text{ésima}}$ y $s(k)$ es el símbolo de datos de potencia media unitaria (es decir, PSK/QAM) para la subportadora $k^{\text{ésima}}$. En un sistema de este tipo, es necesario que la matriz de transmisión en la estación base conozca en general la respuesta de canal $H(k)$ de la matriz de $M_{rx} \times M_{tx}$ entre la matriz de transmisión y la matriz de recepción, y se pueden usar técnicas de realimentación de abonado-a-base para proporcionar a la estación base información que ayudará a la base a deducir la respuesta de canal $H(k)$ o, en otros casos, directamente el vector de pesos de transmisión $V(k)$ de $M_{tx} \times 1$. En un esquema de realimentación de abonado-a-base, el dispositivo (abonado) 101 de recepción medirá la respuesta de canal de la matriz sobre el ancho de banda OFDM, y el abonado es responsable de transportar de vuelta a la estación base (dispositivo 102 de transmisión) el conjunto apropiado de información que le permite a la

estación base calcular sus pesos de conformación de haz de transmisión en el dominio de la frecuencia.

A continuación, para la estrategia de un solo flujo continuo, los datos recibidos sobre la subportadora k vienen dados por:

$$Y(k) = H(k)X(k) + N(k) = H(k)V(k)s(k) + N(k) \quad (4)$$

- 5 Para una combinación lineal de matrices de recepción, el receptor calcula la siguiente señal sobre cada subportadora:

$$Z(k) = W^H(k)Y(k). \quad (5)$$

El vector de pesos de transmisión y el vector de pesos de recepción se pueden seleccionar de la manera siguiente. Sobre la subportadora k , la descomposición en valores singulares de la matriz de canal de $M_{rx} \times M_{tx}$ es:

$$10 \quad H(k) = U_H(k)S_H(k)Z_H^H(k) \quad (6)$$

donde $U_H(k)$ de $M_{rx} \times M_{rx}$ y $Z_H(k)$ de $M_{tx} \times M_{tx}$ son matrices unitarias y $S_H(k)$ de $M_{rx} \times M_{tx}$ es una matriz de todos ceros excepto para la porción izquierda superior de $r_H \times r_H$ que viene dada por $\text{diag}(s_{H,1}, \dots, s_{H,r_H})$, donde r_H es el rango de $H(k)$ ($r_H \leq \min(M_{tx}, M_{rx})$). La maximización de la SNR sobre la subportadora $k^{\text{ésima}}$ de la salida de la matriz de recepción conlleva la selección del vector de pesos de transmisión $V(k)$ de $M_{tx} \times 1$ de acuerdo con:

$$15 \quad V(k) = Z_{H1}(k), \quad (7)$$

donde $Z_{H1}(k)$ es la primera columna de $Z_H(k)$. A continuación, el vector de pesos de recepción se selecciona de acuerdo con:

$$W(k) = \alpha H(k)V(k) \quad (8)$$

- 20 donde α es una constante escalar que no afecta a la Relación Señal/Ruido (SNR) tras la combinación de recepción. La constante α se puede seleccionar para proporcionar una solución MMSE para el vector de pesos de recepción, lo cual da como resultado:

$$W(k) = \frac{H(k)V(k)}{V^H(k)H^H(k)H(k)V(k) + \sigma^2 / \sigma_s^2} \quad (9)$$

- 25 donde σ^2 es la varianza del ruido del receptor y σ_s^2 es la potencia en la constelación de símbolos transmitidos (que se supone que es uno). Una deducción de la descripción anterior es que los vectores de pesos de transmisión y de recepción se deben seleccionar para realizar un seguimiento de cualesquiera variaciones dependientes de la subportadora, en la matriz del canal $H(k)$.

Con una antena de recepción ($H(k)$ es $1 \times M_{tx}$), se puede demostrar que la SNR máxima sobre la subportadora $k^{\text{ésima}}$ es:

$$SNR_{TXAA}(M_{tx}Tx, 1Rx) = H(k)H^H(k) / \sigma^2 \quad (10)$$

- 30 Obsérvese que para el caso de dos antenas de transmisión y una antena de recepción, esta cantidad es dos veces el valor de (12), lo cual provoca que TXAA sea 3 dB mejor que el método de Alamouti el cual es conocido en la técnica (véase la referencia en el siguiente párrafo) en este caso. En general, la SNR para TXAA es:

$$SNR_{TXAA}(M_{tx}Tx, M_{rx}Rx) = \lambda_1 / \sigma^2 \quad (11)$$

donde λ_1 es el autovalor más grande de $H^H(k)H(k)$.

- 35 En comparación con el anterior esquema de transmisión, el esquema de transmisión descrito por S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, vol. 16, n.º 8, octubre de 1998, se amplía fácilmente al OFDM codificando por Alamouti dos símbolos en el dominio de la frecuencia sobre dos intervalos de símbolo OFDM y una subportadora. Suponiendo un canal estático, símbolos transmitidos de potencia unitaria, $M_{tx}=2$ antenas de transmisión y $M_{rx}=1$ antena de recepción, la SNR esperada sobre la subportadora $k^{\text{ésima}}$ para el esquema de Alamouti viene dada por

$$SNR_{Alamouti}(2Tx, 1Rx) = H(k)H^H(k) / (2\sigma^2), \quad (12)$$

donde $H(k)$ es la matriz de canal de $M_{rx} \times M_{tx}$ sobre la subportadora k . Obsérvese que para el caso de dos antenas de transmisión y una antena de recepción, esta cantidad es la mitad del valor de (10), lo cual provoca que Alamouti sea

3 dB peor que el TXAA. Con dos o más antenas de recepción, la expresión de SNR es:

$$SNR_{\text{Alamouti}}(2T_x, M_{rx} R_x) = (\lambda_1 + \lambda_2) / (2\sigma^2), \quad (13)$$

donde λ_1 y λ_2 son los autovalores de $H^H(k)H(k)$.

5 Obsérvese que la SNR por subportadora con un esquema TXAA de $2 \times M_{rx}$ es proporcional al autovalor más grande de $H^H(k)H(k)$, mientras que a partir de (13), la SNR con un Alamouti de $2 \times M_{rx}$ es proporcional a la media de los dos autovalores de $H^H(k)H(k)$. Como consecuencia, en una configuración de $2 \times M_{rx}$ con un conocimiento perfecto del canal tanto en el transmisor como en el receptor, la SNR del esquema de Alamouti se situará en cualquier lugar entre 0 y 3 dB peor que el TXAA, determinándose la diferencia real por medio de los autovalores de $H^H(k)H(k)$.

10 Para el caso de múltiples flujos continuos (es decir, $N_s > 1$), conocido alternativamente como MIMO o estrategia de multiplexado espacial, las relaciones de (1) (2), y (3) definen la relación entre los datos transmitidos y recibidos. Se puede hallar una solución MMSE a la matriz de pesos de recepción en términos de una matriz arbitraria $V(k)$ de pesos de transmisión de $M_{tx} \times N_s$ de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$W(k) = \{H(k)V(k)R_s V^H(k)H^H(k) + \sigma^2 I\}^{-1} H(k)V(k)R_s, \quad (14)$$

15 donde R_s es la matriz de covarianza de los flujos continuos transmitidos: $R_s = E[S(k)S^H(k)]$, que, para flujos continuos independientes, es una matriz diagonal con las potencias de los flujos continuos dispuestas a lo largo de la diagonal. La siguiente es una forma de seleccionar los pesos de transmisión y recepción.

20 Usando la relación de (6), la matriz de pesos de transmisión $V(k)$ de $M_{tx} \times N_s$ se puede seleccionar de manera que sea igual a la matriz singular derecha $Z_H(k)$, y a continuación la matriz de pesos de recepción se puede seleccionar de manera que sea igual a $U_H(k)S_H^{-1}(k)$, en cuyo caso el vector $Z(k)$ de salida del combinador de recepción de múltiples flujos continuos viene dado por $Z(k) = S(k) + S_H^{-1}(k) U_H(k)N(k)$. Como resultado, el canal se ha "diagonalizado" efectivamente en canales espaciales no interferentes paralelos entre la entrada a la matriz de transmisión y la entrada a la matriz de recepción, y el vector de salida del combinador del receptor de múltiples flujos continuos es igual al vector $S(k)$ de símbolos de múltiples flujos continuos, transmitido, de $N_s \times 1$, más ruido. Se pueden implementar otras variaciones sobre esta idea básica de diagonalización del canal, así como otras variaciones que estén diseñadas, por ejemplo, para provocar que los errores cuadráticos medios de salida de todos los flujos continuos sean iguales.

30 Tal como se muestra en el análisis anterior, las matrices de pesos de transmisión y de recepción dependen del valor instantáneo de la matriz de canal $H(k)$ en la subportadora k (en donde, por claridad, la dependencia del tiempo de $H(k)$ se ha dejado fuera del análisis). Tal como se ha descrito anteriormente, el controlador 103 de pesos adaptativo del transmisor puede calcular la matriz $V(k)$ de pesos de $M_{tx} \times N_s$ para cada subportadora k basándose en información enviada de vuelta desde el receptor 101. Típicamente, esta información que es enviada de vuelta consta de las matrices de pesos de transmisión o de un índice en un libro de códigos de posibles matrices de pesos, u otra información basada en una técnica similar.

35 Tal como se ha descrito anteriormente, un mecanismo de realimentación que permita el seguimiento completo de la respuesta del canal puede requerir niveles prohibitivos de realimentación desde el dispositivo 101 de recepción. Para hacer frente a esta cuestión, en la realización preferida de la presente invención, la pluralidad de subportadoras $k=1,2,\dots,N$ se divide en bloques, en donde el proceso de conformación de haz de transmisión de múltiples flujos continuos asociado a cada bloque está destinado a utilizar la misma matriz V_c de ponderación de $M_{tx} \times N_s$ para cada subportadora dentro del bloque. La información realimentada desde el receptor 101 comprende información para cada bloque de subportadoras, en lugar de información para la totalidad de las N subportadoras, con lo cual se minimiza considerablemente la cantidad de datos que es necesario realimentar hacia el transmisor 102. Por ejemplo, un sistema de la técnica anterior que contenga N subportadoras requiere realimentar una matriz de pesos de transmisión para la totalidad de las N subportadoras de manera que, para cada combinación de subportadora/antena, se pueden utilizar los pesos apropiados. Para evitar tener que realimentar una matriz $V(k)$ diferente de ponderación de $M_{tx} \times N_s$ para cada una de las N subportadoras OFDM, el dominio de la frecuencia se divide en un número de bloques que constan, cada uno de ellos, de K subportadoras. Para cada bloque de K subportadoras, la matriz de transmisión está provista de solamente una matriz de pesos de transmisión de $M_{tx} \times N_s$, V_c , que se usará sobre dichas K subportadoras del bloque. Cuando se usa un canal de realimentación, el receptor 101 únicamente realimenta una matriz de pesos de transmisión de $M_{tx} \times N_s$ para cada bloque, reduciéndose considerablemente la cantidad de realimentación.

55 La descripción anterior detalló el fraccionamiento de subportadoras en bloques de subportadoras para reducir considerablemente la información realimentada al transmisor 102. La siguiente descripción detalla un método para calcular una única matriz de pesos de transmisión de $M_{tx} \times N_s$ (o vector, cuando $N_s=1$) que se aplicará sobre un bloque de subportadoras OFDM en canales selectivos en cuanto a frecuencia, donde solamente se transmite un flujo continuo de datos sobre una subportadora (es decir, $N_s=1$). Posteriormente se describe la ampliación al caso de múltiples flujos continuos ($N_s > 1$).

Conformación de autohaz en el dominio de la frecuencia, basada en la matriz de covarianza de transmisión

Tal como se ha descrito anteriormente, es deseable evitar el tener que realimentar una $V(k)$ diferente para cada subportadora OFDM k . En la realización preferida de la presente invención, el dominio de la frecuencia se divide en un número de bloques (B bloques) que constan, cada uno de ellos, de K subportadoras (donde $B=N/K$ si los B bloques no se solapan en el dominio de la frecuencia – son posibles otras asignaciones de bloques solapados). Para cada bloque de K subportadoras, la matriz de transmisión está provista de solamente un vector de pesos de transmisión de $M_{tx} \times 1$ (es decir, $N_s=1$) a usar sobre dichas K subportadoras. Por lo tanto, la cuestión que surge es cómo calcular de la mejor manera el vector de pesos de transmisión que se debería aplicar sobre las K subportadoras de un bloque dado. En este caso, los datos recibidos en la matriz de recepción para $k=1\dots K$ del bloque dado son:

$$Y(k) = H(k)X(k) + N(k) = H(k)V_c s(k) + N(k) \quad (15)$$

donde V_c es un vector de pesos de transmisión de $M_{tx} \times 1$ que se aplica entre las subportadoras 1 a K del bloque. Un método sencillo consiste en calcular el vector de pesos de transmisión basándose en la matriz de canal en el punto medio del bloque de subportadoras con el vector de pesos de transmisión aplicado sobre todas las subportadoras del bloque de subportadoras. No obstante, en la realización preferida de la presente invención, el vector de pesos de transmisión se selecciona para maximizar la potencia de la señal de recepción sin ruido, promediada sobre el sub-bloque de K subportadoras sometido a una restricción de potencia unitaria en el vector de pesos de transmisión. El objetivo es seleccionar V_c para maximizar:

$$P_y = E \left\{ \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K Y^H(k)Y(k) \right\} \quad (16)$$

donde $Y(k)$ es la señal recibida, E es el operador de esperanza (esperanza con respecto a la señal y ruido), y K es el número de subportadoras dentro del bloque de subportadoras particular. Debería observarse que la esperanza se realiza con respecto a los términos de la señal en la expresión correspondiente a $Y(k)$ en (15). Sustituyendo (15) en (16) y adoptando los resultados de la esperanza:

$$P_y = V_c^H \left\{ \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H^H(k)H(k) \right\} V_c + M_R \sigma^2 \quad (17)$$

La selección de un V_c de norma unidad para maximizar la expresión en (17) conlleva la selección del vector V_c de pesos de transmisión de $M_{tx} \times 1$ de manera que sea el autovector correspondiente al autovalor más grande de la cantidad:

$$R_{HK} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H^H(k)H(k) \quad (18)$$

sometida a la restricción $V_c^H V_c = 1$. La matriz R_{HK} de $M_{tx} \times M_{tx}$ es una estimación de lo que es esencialmente la matriz de covarianza del canal de transmisión promediada sobre el ancho de banda de K subportadoras. Obsérvese que aunque la potencia del ruido del receptor no entra en esta solución para V_c , la solución también maximiza la SNR posterior a la combinación de la recepción, promediada en el bloque de subportadoras de frecuencia. A continuación, el vector de pesos de recepción se puede seleccionar de acuerdo con (14) (después de que $V(k)$ se haya sustituido por V_c para todo k dentro del bloque de subportadoras en particular), en donde el receptor debe estar provisto de una estimación de la matriz de canal $H(k)$ y del vector de pesos de transmisión (o de forma equivalente el valor de su producto $H(k)V_c$, o de forma más general $H(k)V(k)$) sobre cada subportadora del bloque de frecuencias.

Este planteamiento de conformación de autohaz también se puede ampliar a la estrategia de múltiples flujos continuos (MIMO) seleccionando los N_s vectores de pesos de transmisión (indicados con la matriz de pesos V_c de $M_{tx} \times N_s$) de manera que sean los N_s autovectores correspondientes a los N_s autovalores más grandes de la matriz de covarianza del transmisor del canal (por ejemplo, (18)). De forma más general, los N_s vectores de pesos de transmisión se pueden seleccionar de manera que sean una función de los N_s autovectores correspondientes a los N_s autovalores más grandes de la matriz de covarianza del transmisor del canal (por ejemplo (18)), donde la función puede ser una transformación lineal o alguna otra transformación apropiada. A continuación, la matriz de pesos de recepción se puede seleccionar de acuerdo con (14), donde el receptor debe estar provisto finalmente de una estimación de la matriz de canal $H(k)$ y de la matriz de pesos de transmisión $V(k)$ (o de forma equivalente el valor de su producto $H(k)V_c$, o de forma más general $H(k)V(k)$) sobre cada subportadora del bloque de frecuencias. También se pueden utilizar otras estrategias de transmisión basadas en la estimación de la matriz de covarianza de transmisión de (18).

La FIG. 3 es un diagrama de bloques del receptor 101 de la FIG. 1 de acuerdo con la realización preferida de la

presente invención. Tal como se ha descrito anteriormente, el receptor 101 funciona con un vector de pesos de recepción $W(k)=(w_1(k), w_2(k), \dots, w_{M_{rx}}(k))$ que se aplica a cada una de las N subportadoras recibidas por las M_{rx} antenas. Durante una secuencia de entrenamiento piloto, el controlador 303 de pesos adaptativo recibe una transmisión vía aire de la totalidad de las N subportadoras $Y(k=1), Y(k=2), \dots, Y(k=N)$. Tal como se ha descrito anteriormente, para cada subportadora k , $Y(k)=H(k)X(k)+N(k)$. Puesto que la secuencia piloto es conocida *a priori*, se conoce por lo tanto $X(k)$. El controlador 303 de pesos adaptativo, que conoce tanto $Y(k)$ como $X(k)$, calcula $H(k)$ para cada subportadora k . Al conocer $H(k)$ para cada subportadora, el controlador 303 de pesos adaptativo calcula entonces la matriz de covarianza de transmisión R_{HK} (Ecuación (18)) para cada bloque de K subportadoras, en donde la práctica de dividir las N subportadoras en una pluralidad de bloques que contienen, cada uno de ellos, K subportadoras, es conocida tanto para el dispositivo 102 de transmisión como para el dispositivo 101 de recepción. A continuación, el dispositivo 101 de recepción selecciona un valor de V_c para cada uno de los bloques de subportadoras de manera que sea el autovector correspondiente al autovalor más grande de la cantidad:

$$R_{HK} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H^H(k)H(k) \quad (19)$$

sometida a la restricción $V_c^H V_c = 1$. La matriz R_{HK} de $M_{tx} \times M_{tx}$ es una estimación de lo que es esencialmente la matriz de covarianza del canal de transmisión promediada sobre el ancho de banda de K subportadoras. Obsérvese que aunque la potencia del ruido del receptor no entra en esta solución para V_c , la solución también maximiza la SNR tras la combinación de recepción, promediada con respecto al bloque de frecuencias.

La FIG. 5 muestra un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento de la presente invención en un modo de funcionamiento de realimentación, donde el dispositivo 102 de transmisión es una estación base y el dispositivo 101 de recepción es un dispositivo de abonado o dispositivo móvil. (El proceso se aplica también en el caso en el que el dispositivo de transmisión es un dispositivo de abonado y el dispositivo de recepción es una estación base).

El proceso comienza en el bloque 504 con la estación base transmitiendo señales piloto desde todas las antenas de transmisión hacia el dispositivo de abonado. En el bloque 506, el abonado recibe las señales piloto (alteradas por el canal), y el abonado realiza una estimación de la respuesta de frecuencia matricial de la matriz de canal $H(k)$ de $M_{rx} \times M_{tx}$ sobre la totalidad de las subportadoras k usando un conocimiento a priori de las señales piloto transmitidas. (Son posibles otras técnicas de estimación de canal, incluso técnicas que no conlleven el uso de señales piloto). En el bloque 508, el abonado calcula la matriz R_{HK} de covarianza espacial de enlace descendente de $M_{tx} \times M_{tx}$ sobre cada uno de la pluralidad de bloques de subportadoras (presentando cada bloque K subportadoras, en donde se calcula una R_{HK} para cada bloque de subportadoras). En el bloque 510, el abonado calcula la descomposición espectral (*eigen decomposition*) de cada una de las matrices de covarianza espacial de enlace descendente para cada bloque de subportadoras con el fin de producir un conjunto de N_s vectores de pesos de transmisión para cada bloque de subportadoras. En el bloque 512, el abonado transmite el conjunto de $B \times N_s$ de vectores de $M_{tx} \times 1$ pesos (N_s vectores de pesos para cada uno de los B bloques de subportadoras con M_{tx} antenas de transmisión) de vuelta hacia la estación base sobre un canal de realimentación. Estos vectores de pesos se codifican para su transmisión por el canal de realimentación de una manera que permita que la estación base determine los N_s vectores de pesos reales que se deberían aplicar en cada bloque de subportadoras. En el bloque 514, la estación base decodifica y procesa la transmisión de realimentación, lo cual produce los N_s vectores de pesos para cada bloque de subportadoras que fueron transportados hacia la estación base por el abonado. En una realización de la presente invención, para cada bloque de subportadoras de frecuencia, la base simplemente aplica los N_s vectores de pesos para el bloque de subportadoras a todas las subportadoras dentro del bloque de subportadoras (lo cual se muestra en el bloque 516 de diagrama de flujo). En otra realización, la estación base en el bloque 514 procesa además estos vectores de pesos de $B \times N_s$ interpolando los vectores de pesos sobre todas las subportadoras para producir $N \times N_s$ vectores de pesos de transmisión para cada una de las N subportadoras en la banda de frecuencia utilizable (no solamente uno por bloque de subportadoras). En cualquiera de las realizaciones, en el bloque 516, la estación base transmite los N_s flujos continuos de datos sobre cada una de las N subportadoras basándose en los vectores de pesos de transmisión calculados (N_s flujos continuos de datos por subportadora sobre N subportadoras).

En un modo de funcionamiento alternativo, el bloque 508 calcula una matriz de covarianza espacial de enlace descendente para cada uno de los B bloques de una manera ligeramente diferente a la descrita anteriormente. Usando la respuesta de canal en una de las subportadoras (por ejemplo, la subportadora k) del bloque de subportadoras (preferentemente la subportadora central del bloque) o la media del canal promediado sobre el bloque, se calcula que la matriz de covarianza espacial de enlace descendente es $R_{HK}=H(k)^H H(k)$ (en lugar de según (18), que implica más cálculos), y en el bloque 510 se calcula la descomposición espectral de esta matriz de covarianza espacial para producir los N_s vectores de pesos para el bloque de subportadoras. En el bloque 512, los $B \times N_s$ vectores de pesos se realimentan hacia la estación base en una forma codificada tal como se ha descrito previamente, en donde, en el bloque 514, la estación base decodifica la información de realimentación para producir los $B \times N_s$ vectores de pesos. Tal como se ha mencionado anteriormente, a continuación la base puede interpolar opcionalmente estos $B \times N_s$ vectores de pesos para producir $N \times N_s$ vectores de pesos de transmisión interpolados para cada una de las N subportadoras sobre la banda de frecuencias utilizable (no solamente uno por bloque de

subportadoras). En otra realización, el abonado realimenta simplemente el canal en la subportadora central del bloque (o alternativamente el canal medio en el bloque) hacia la estación base en el bloque 512. A continuación, la estación base calcula la descomposición espectral $R_{HK}=H(k)^H H(k)$ para determinar los vectores de pesos de transmisión en el bloque 514. Puesto que, en esta realización, la base calcula los vectores de pesos, la complejidad de cálculo se reduce en el abonado (y por lo tanto se ahorra energía de la batería).

La FIG. 6 muestra un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento de la presente invención en un modo de funcionamiento en el que no hay disponible un canal de realimentación o el mismo simplemente no se utiliza. En la FIG. 6, el dispositivo 102 de transmisión es una estación base y el dispositivo 101 de recepción es un dispositivo de abonado o dispositivo móvil, aunque el proceso se aplica también en el caso en el que el dispositivo de transmisión es un dispositivo de abonado y el dispositivo de recepción es una estación base. El proceso comienza en el bloque 604 en el que la estación base recibe señales piloto (alteradas por los canales) desde el abonado y calcula, en el bloque 606, la respuesta de canal de matriz de enlace ascendente (abonado-a-base) basándose en las señales piloto recibidas. (Son posibles otras técnicas de estimación de canales, incluso técnicas que no requieran símbolos piloto). A continuación, la estación base determina las ganancias del canal desde la estación base al dispositivo de abonado a partir de las respuestas del canal de abonado-a-base (a través de una suposición de reciprocidad u otra suposición similar basada en el conocimiento del hardware de transmisión y recepción). Esta determinación producirá una estimación de la matriz $H(k)$ de canal de $M_b \times M_r$ (entre la estación base y el abonado) para cada subportadora k . Seguidamente, en el bloque 608, la estación base calcula una matriz de covarianza espacial de transmisión según la Ecuación (18) para cada uno de la pluralidad de B bloques de subportadoras, donde cada bloque de subportadoras contiene K subportadoras (se calcula en general una matriz de covarianza espacial diferente para los diferentes bloques de subportadoras en función de los valores de las matrices de canal $H(k)$ para las subportadoras k dentro de los bloques de subportadoras). Seguidamente, en el bloque 610, la estación base calcula una descomposición espectral para cada una de las B matrices de covarianza espacial calculadas en el bloque 608 con el fin de producir $B \times N_s$ vectores de pesos de transmisión (N_s vectores de pesos de transmisión para cada uno de los B bloques de subportadoras). En el bloque 612, para cada bloque de subportadoras, la estación base calcula los vectores de pesos de transmisión reales para cada subportadora dentro del bloque de subportadoras de manera que sean los N_s de pesos de transmisión para ese bloque, según se calcula a partir de la descomposición espectral en el bloque 610. (En otras palabras, los N_s vectores de pesos de transmisión se fijan en las subportadoras del bloque de subportadoras). En otra realización (similar a lo que se ha descrito en la FIG. 5), los N_s vectores de pesos de transmisión producidos a partir de la descomposición espectral en el bloque 610 se interpolan a continuación sobre todas las subportadoras de la banda para producir $N \times N_s$ vectores de pesos de transmisión interpolados para cada una de las N subportadoras sobre la banda de frecuencia utilizable (no solamente uno por bloque de subportadoras).

En un modo de funcionamiento alternativo, el bloque 610 calcula una matriz de covarianza espacial de enlace descendente para cada uno de los B bloques de una manera ligeramente diferente a la que se ha descrito anteriormente. Usando la respuesta de canal en una de las subportadoras (por ejemplo, la subportadora k) en el bloque de subportadoras (preferentemente la subportadora central del bloque) o la media del canal promediada sobre todas las subportadoras del bloque, se calcula la matriz de covarianza espacial de enlace descendente de manera que sea $R_{HK}=H(k)^H H(k)$ (en lugar de acuerdo con (18), lo cual implica más cálculos), y en el bloque 510 se calcula la descomposición espectral de esta matriz de covarianza espacial para producir los N_s vectores de pesos para el bloque de subportadoras. A continuación, estos N_s vectores de pesos para cada uno de los B bloques se interpolan sobre el ancho de banda para producir $N \times N_s$ vectores de pesos de transmisión para cada una de las N subportadoras sobre la banda de frecuencia utilizable (no solamente uno por bloque de subportadoras).

Aunque la invención se ha mostrado y descrito particularmente en referencia a una realización específica, aquellos expertos en la materia entenderán que en la misma se pueden aplicar varios cambios en cuanto a forma y detalles sin desviarse con respecto al espíritu y el alcance de la invención. Por ejemplo, la descripción anterior detallaba el caso en el que cada bloque de subportadoras contenía el mismo número de subportadoras, K . En una realización alternativa, cada bloque de subportadoras podría contener un número diferente de subportadoras designado como K_b (para $b=1, \dots, B$, donde B es el número total de bloques de subportadoras) donde $K_b \geq 1$ y por lo menos una K_b es estrictamente mayor que 1. Además, la descripción anterior detallaba el caso en el que cada bloque de subportadoras contenía subportadoras diferentes (es decir, bloques de subportadoras sin solapamiento). En una realización alternativa, los bloques de subportadoras pueden solaparse parcialmente entre sí. Se pretende que dichos cambios se sitúen dentro del alcance de las siguientes reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Método para transmisión con múltiples antenas, comprendiendo el método las etapas de:

recibir una pluralidad de subportadoras en un receptor, transmitiéndose la pluralidad de subportadoras desde un transmisor;

5 agrupar las subportadoras en una pluralidad de bloques de subportadoras, comprendiendo cada bloque de subportadoras K subportadoras; y

calcular para cada bloque de subportadoras una única matriz de ponderación V_c ;

2. Método de la reivindicación 1, que comprende además la etapa de:

transmitir las matrices de ponderación para los bloques de subportadoras al transmisor.

10 3. Método de la reivindicación 1, en el que la etapa de calcular V_c comprende la etapa de seleccionar V_c para maximizar:

$$P_y = E \left\{ \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K Y^H(k) Y(k) \right\}$$

donde

$$Y(k) = H(k) V_c s(k) + N(k),$$

15 $H(k)$ es una respuesta de canal de matriz entre el transmisor y el receptor,

$N(k)$ es ruido recibido, y

E es un operador de esperanza.

4. Método de la reivindicación 1, en el que la etapa de calcular V_c comprende la etapa de seleccionar V_c de manera que sea una función de los autovectores de la cantidad

20
$$R_{HK} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H^H(k) H(k)$$

donde

$H(k)$ es una respuesta de canal de matriz entre el transmisor y el receptor

e
$$Y(k) = H(k) V_c s(k) + N(k).$$

25 5. Método de la reivindicación 1, en el que la etapa de transmitir la matriz de ponderación al transmisor comprende la etapa de transmitir la matriz de ponderación al transmisor provocando que el transmisor pondere todas las subportadoras dentro del bloque de subportadoras con la matriz de ponderación.

6. Método de la reivindicación 1, que comprende además las etapas de:

recibir, por parte del transmisor, la matriz de ponderación; y

ponderar todas las subportadoras dentro de un bloque de subportadoras con la matriz de ponderación.

30 7. Aparato que comprende:

un controlador de pesos adaptativo, teniendo como entrada el controlador de pesos adaptativo una pluralidad de subportadoras y dando salida a una pluralidad de matrices de ponderación V_c , en donde:

se calcula una única matriz de ponderación para un bloque de subportadoras que comprende K subportadoras.

35 8. Aparato de la reivindicación 7, en el que el controlador de pesos adaptativo selecciona V_c para maximizar:

$$P_y = E \left\{ \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K Y^H(k) Y(k) \right\}$$

donde

$$Y(k)=H(k)V_c s(k)+N(k),$$

$H(k)$ es una respuesta de canal de matriz entre el transmisor y el receptor,

$N(k)$ es ruido recibido, y

E es un operador de esperanza.

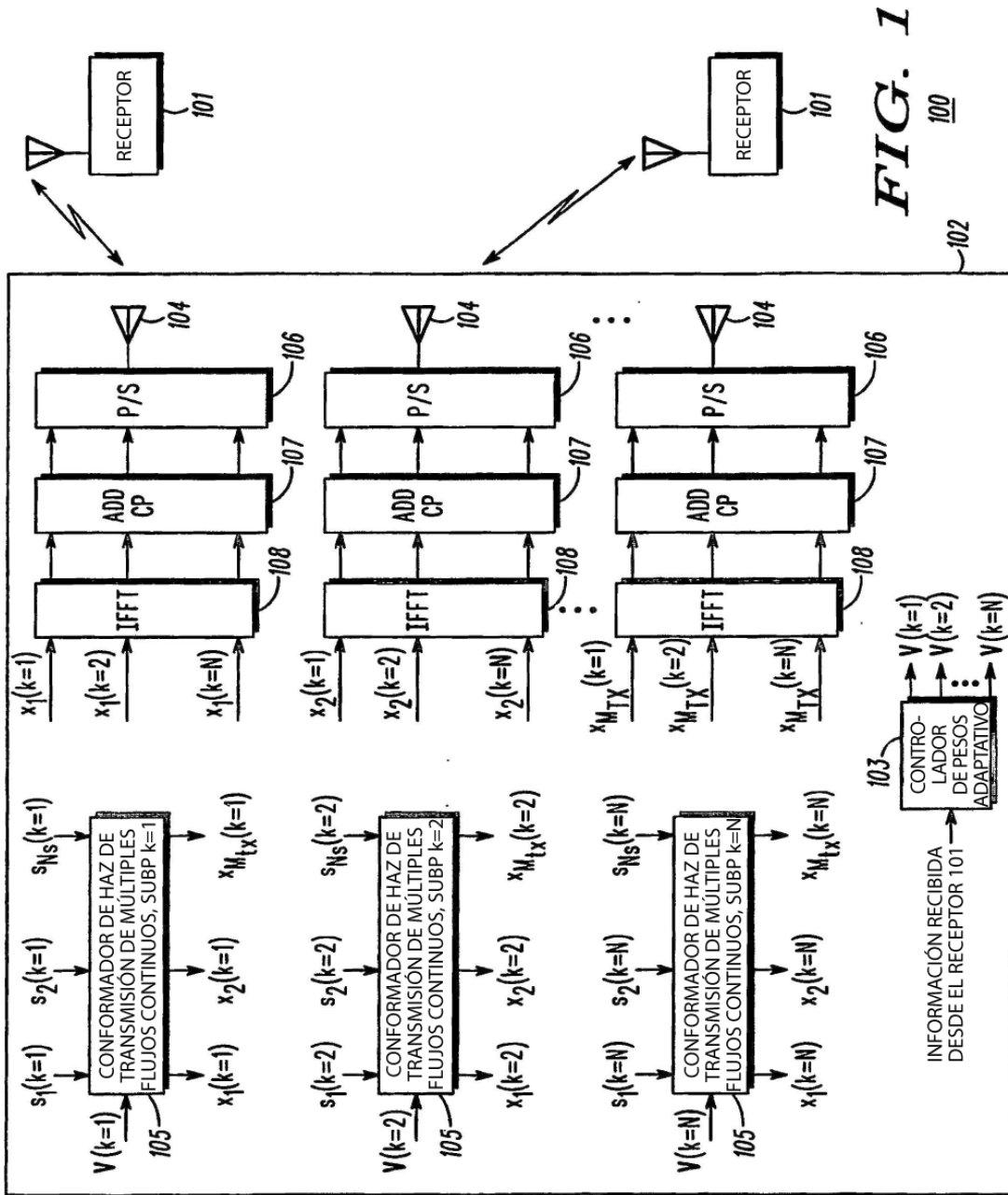
- 5 9. Aparato de la reivindicación 7, en el que el controlador de pesos adaptativo selecciona V_c para que V_c sea el autovector correspondiente al autovalor más grande de la cantidad

$$R_{HK} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H^H(k)H(k)$$

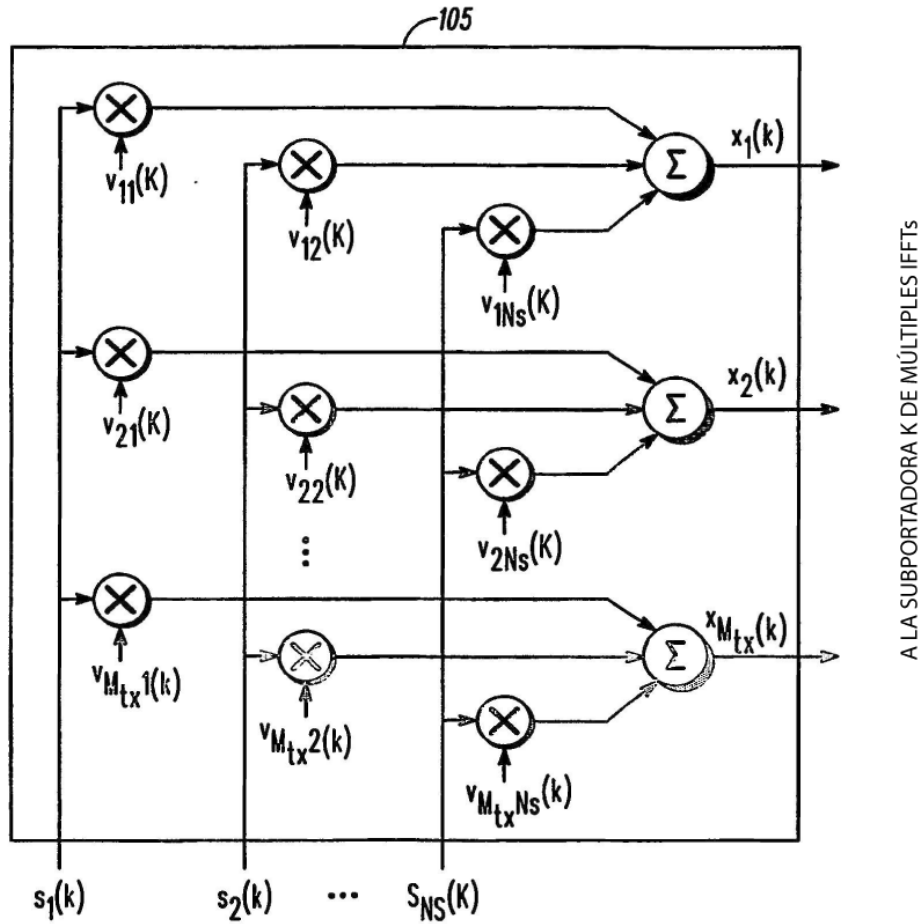
donde

$H(k)$ es una respuesta de canal de matriz entre un transmisor y un receptor.

- 10 10. Aparato de la reivindicación 7, en el que cada una de la pluralidad de subportadoras se transmite sobre una frecuencia diferente.



CONFORMADOR DE HAZ DE TRANSMISIÓN
DE MÚLTIPLES FLUJOS CONTINUOS (SUBPORTADORA)



A LA SUBPORTADORA K DE MÚLTIPLES IFFTS

INFORMACIÓN A TRANSMITIR A MÚLTIPLES USUARIOS SOBRE LA SUBPORTADORA K

200

FIG. 2

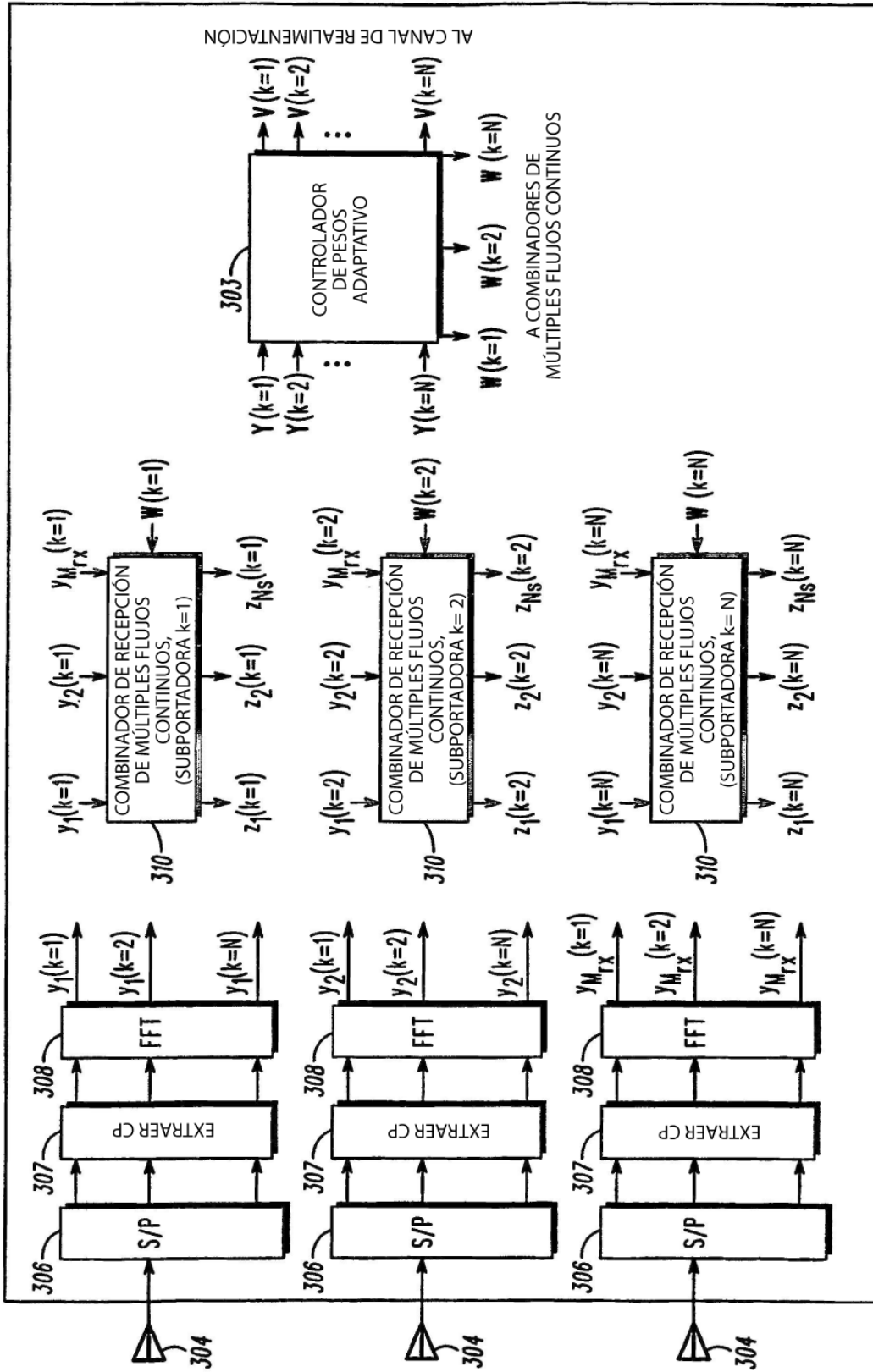
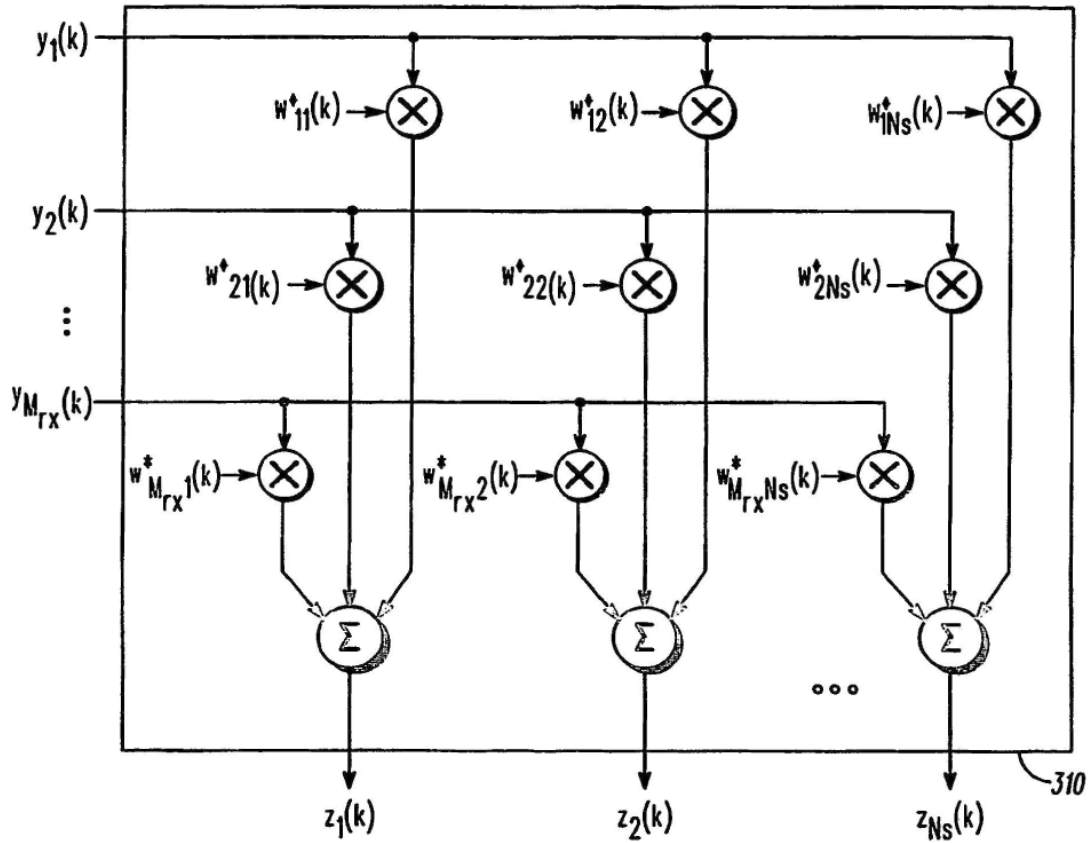


FIG. 3

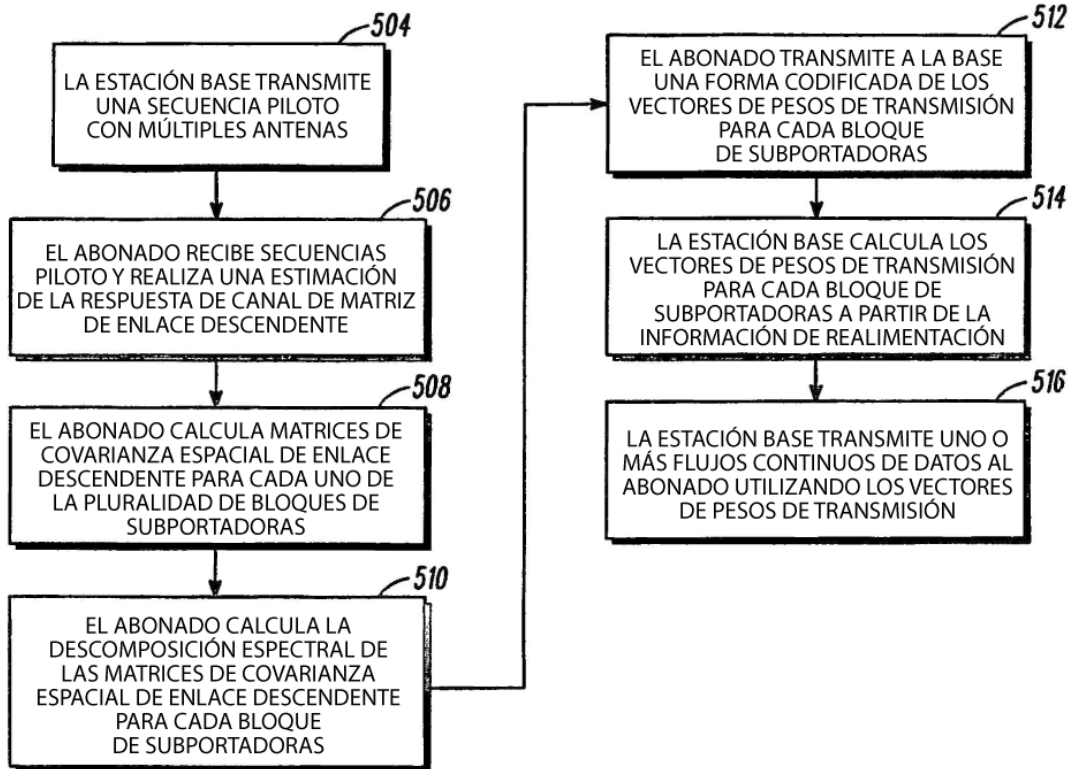
300

COMBINADOR DE RECEPCIÓN DE
MÚLTIPLES FLUJOS CONTINUOS 310 (PARA SUBPORTADORA k)

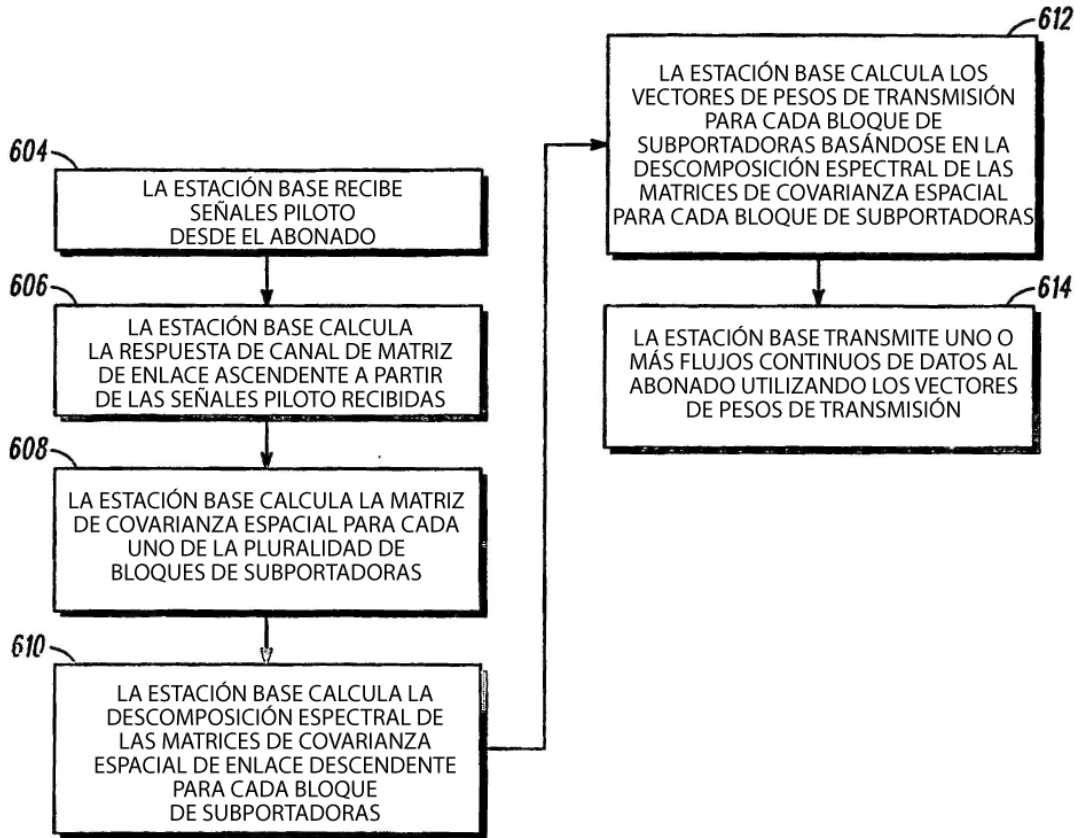


400

FIG. 4



500
FIG. 5



600

FIG. 6